



KonCEPT

för amatörradiocertifikat

Föreningen
Sveriges Sändareamatörer

Andra upplagan

KonCEPT FÖR AMATÖRRADIOCERTIFIKAT

Föreningen Sveriges Sändareamatörer

Andra upplagan, femte tryckningen

ISBN: 987-91-86368-23-4

Det här verket är licenserat under Creative Commons:

Erkännande, Icke kommersiell, Dela lika
(CC BY-NC-SA) 4.0 Internationell.

Version 2.4.0 664a514



Denna faktabok omfattar det av Post- och telestyrelsen anvisade kompetensområdet för amatörradiocertifikat.

Innehållet är delat i två ämnesgrupper: grundläggande radioteknik samt regler och trafikmetoder. Det finns även inlärningsanvisningar för morsesignalering för den som vill lära sig telegrafi.

I bilagorna finns bland annat grundläggande matematik och frekvensplaner för amatörradiotrafik.

Förlag

Föreningen Sveriges Sändareamatörer (SSA)

Box 45, SE-191 21 Sollentuna

Telefon +46 8 585 702 73

E-post hq@ssa.se

Innehåll

1 Ellära	5
1.1 Elektriska grundbegrepp	5
1.1.1 Grundämnen	5
1.1.2 Atomernas uppbyggnad	5
1.1.3 Elektrisk laddning och kraftverkan	5
1.1.4 Konduktivitet – ledare, halvledare och isolator	6
1.1.5 Elektrisk spänning – enheten volt	6
1.1.6 Symboler	7
1.1.7 Elektrisk ström – Enheten ampere	7
1.1.8 Strömkrets	8
1.1.9 Strömförlopp	8
1.1.10 Resistans – Enheten ohm	8
1.1.11 Ohms lag	8
1.1.12 Kirchhoffs lagar	8
1.1.13 Elektrisk effekt – enheten watt	8
1.1.14 Elektrisk arbete – enheten joule	9
1.1.15 Joules lag	9
1.1.16 Formelsnurran	9
1.1.17 Amperetimmar (Ah) och batterikapacitet	10
1.2 Elektriska kraftkällor	10
1.2.1 Elektromotorisk kraft – EMK	10
1.2.2 Polspänning	10
1.2.3 Inre resistans	10
1.2.4 Kortslutningsström	11
1.2.5 Serie- och parallellkopplade kraftkällor	11
1.3 Elektriskt fält	11
1.3.1 Potential	11
1.3.2 Elektrisk laddning	11
1.3.3 Kraftfält omkring elektriska laddningar	12
1.3.4 Elektrisk fältstyrka	12
1.3.5 Skärmning av elektriska fält	12
1.4 Magnetiskt fält	13
1.4.1 Magnetism	13
1.4.2 Kraftfält i och omkring magneter	13
1.4.3 Magnetiska fält omkring strömbanor	13
1.4.4 Bestämma magnetiska fältriktningen	13
1.4.5 Exempel på elektromagneter	14
1.4.6 Magnetisk fältstyrka	15
1.4.7 Magnetisk flödestäthet	15
1.4.8 Magnetiskt flöde	15
1.4.9 Skärmning av magnetiska fält	15
1.5 Elektromagnetiska vågor	15
1.5.1 Vågutbredning	15
1.5.2 Utbredningsmodeller	16
1.5.3 Elektromagnetiska fält	16
1.5.4 Vågpolarisation	17
1.5.5 Våginterferens	19
1.6 Sinusformade signaler	19
1.6.1 Momentanvärde	19
1.6.2 Toppvärde eller amplitud	19
1.6.3 Topp-till-toppvärde	19

1.6.4	Effektivvärde	19
1.6.5	Fasläge	19
1.6.6	Bågmått	20
1.6.7	Period	20
1.6.8	Periodtid T	20
1.6.9	Frekvens	21
1.6.10	Enheten hertz	21
1.6.11	Fasförskjutning	21
1.6.12	Vektorer	21
1.7	Icke sinusformade signaler	21
1.7.1	Grundton, övertoner och kantvågor	21
1.7.2	Överlagrade spänningar (likspänningskomposant)	24
1.7.3	Brus	24
1.8	Modulation	25
1.8.1	Allmänt	25
1.8.2	Modulationssystem	25
1.8.3	Sändningsslag	25
1.8.4	Kännetecken för modulerade signaler	25
1.8.5	Bandbredd vid olika sändningsslag	26
1.8.6	Beskrivningskod för sändningsslagen	26
1.8.7	Modulerande signaler	26
1.8.8	Sändningsslaget A3E (AM)	27
1.8.9	Sändningsslaget A1A (CW)	27
1.8.10	Sändningsslaget J3E (SSB)	29
1.8.11	Vinkelmodulation	32
1.8.12	Frekvensmodulation (FM)	34
1.8.13	Fasmodulation (PM)	35
1.8.14	Frekvens- och fasmodulation jämförs	37
1.8.15	Pulsmodulation	37
1.8.16	Digital modulation	38
1.8.17	Begrepp vid digital modulation	39
1.8.18	Bitfel – detektion och korrigering	40
1.8.19	Digitala sändningsslag	41
1.9	Effekt och energi	43
1.9.1	Effekt i en sinusformad signal	43
1.9.2	Effektändring uttryckt i dB	43
1.9.3	Strömändring uttryckt i dB	44
1.9.4	Spänningsändring uttryckt i dB	44
1.10	dB med miniräknare	44
1.11	Decibel över 1 mW vid 50 ohm [dB(m)]	45
1.12	Sambandet mellan spänning och dBm	45
1.12.1	Ändring uttryckt i dB vid förstärkande eller dämpande anordningar kopplade i serie	45
1.12.2	Impedansanpassning	46
1.12.3	Förhållandet mellan in- och uteffekt uttryckt som procent verkningsgrad	46
1.13	Digital signalbehandling (DSP)	46
1.13.1	Sampling och kvantisering	47
1.13.2	Minsta samplingsfrekvensen	47
1.13.3	Faltning	47
1.13.4	Antivikningsfilter	47
1.13.5	ADC/DAC	49

2 Komponenter 51

2.1	Resistorn	51
2.1.1	Allmänt	51
2.1.2	Enheten ohm	51
2.1.3	Resistans i strömledare	51
2.1.4	Resistiva material	51
2.1.5	Utförandeformer	51
2.1.6	Fasta resistorer med linjär karaktär	51
2.1.7	Fasta resistorer med olinjär karaktär	52

2.1.8	Temperaturkoefficienten för resistorer	52
2.1.9	Variabla resistorer	53
2.1.10	Effektutveckling i resistorer	53
2.1.11	Standardiserade komponentvärden	53
2.1.12	Märkning av resistorer	53
2.2	Kondensatorn	54
2.2.1	Allmänt	54
2.2.2	Kapacitans	54
2.2.3	Kapacitans, dimension och dielektrikum	55
2.2.4	Enheten farad	55
2.2.5	Kondensatorn i likströmskretsen	55
2.2.6	Kondensatorn i växelströmskretsen	55
2.2.7	Kapacitiv reaktans	55
2.2.8	Fasförskjutning i en kondensator	56
2.2.9	Förlustvinkel	56
2.2.10	Läckström	56
2.2.11	Utförandeformer	56
2.2.12	Temperaturkoefficient	56
2.2.13	Standardiserade komponentvärden	56
2.2.14	Märkning av kondensatorer	56
2.3	Induktorn	56
2.3.1	Allmänt	57
2.3.2	Självinduktion – induktans	57
2.3.3	Försök med induktion	57
2.3.4	Olika utföranden	57
2.3.5	Enheten henry (H)	59
2.3.6	Hur induktansen påverkas	59
2.3.7	Induktiv reaktans	59
2.3.8	Fasförskjutning mellan spänning och ström i en induktor	59
2.3.9	Q-faktor – godhetstal	60
2.3.10	Yteffekt – skin-effect	60
2.3.11	Temperaturkoefficient	60
2.3.12	Förluster i kärnmaterial	60
2.4	Transformatorn	60
2.4.1	Allmänt	60
2.4.2	Utföranden	61
2.4.3	Terminologi	61
2.4.4	Den idealala (förlustfria) transformatorn	61
2.4.5	Transformator tillämpningar	61
2.4.6	Sambandet mellan varvtal och impedans	62
2.5	Halvledardioden	63
2.5.1	Allmänt	63
2.5.2	Halvledardiodens karaktär	63
2.5.3	Diodtillämpningar	64
2.5.4	Vakuumdioden i jämförelse med halvledardioden	65
2.6	Transistorn	66
2.6.1	Allmänt	66
2.6.2	NPN-transistorer	66
2.6.3	Förstärkningsfaktor	68
2.6.4	PNP-transistorer	68
2.6.5	Fälteffekttransistorer	68
2.6.6	Sambandet drain-ström och spänning	69
2.7	Elektronrör	69
2.7.1	Allmänt	69
2.7.2	Vakuumdioden (tvåelektrodröret)	69
2.7.3	Vakuumtrioden (treelektrodröret)	70
2.7.4	Pentoden (femelektrodröret)	70
2.7.5	Tetroden (fyraelektrodröret)	70
2.7.6	Karakteristika för elektronrör	70
2.7.7	Branthet S och inre resistans R_i	70
2.7.8	Barkhausens elektronrörsformler	73

2.7.9	Transistor jämförd med elektronrör	73
2.8	Digitala kretsar	73
2.8.1	Transistorn som strömställare	73
2.8.2	Villkorskretsar – s.k. grindar	74
2.8.3	Grindar med dioder och transistorer	75
2.9	Integrerade Kretsar (IC)	75
2.9.1	Allmänt om IC	75
2.9.2	Integrationsgrad	76
2.9.3	Olika slags integrerade kretsar	76
2.9.4	Digitala IC	76
2.9.5	Analoga IC	76
2.9.6	Kombinerade och speciella IC	76
2.9.7	Utvecklingen	77
2.9.8	Aktuell litteratur	77
2.10	Operationsförstärkare	77
2.10.1	Komparator	77
2.10.2	Negativ återkoppling och förstärkare	77
2.11	Värmeutveckling	79
2.11.1	Värmeledning	80
2.11.2	Konvektion	80
2.11.3	Värmealstring	80
2.11.4	Värme i transistor	81
3	Kretsar	83
3.1	Komponenter i serie och parallellt	83
3.1.1	Seriekopplade resistorer	83
3.1.2	Parallellkopplade resistorer	83
3.1.3	Spänningsdelare	83
3.1.4	Wheatstones brygga	84
3.1.5	Parallellkopplade kondensatorer	84
3.1.6	Seriekopplade kondensatorer	85
3.1.7	Galvaniskt kopplade induktorer	85
3.1.8	Magnetiskt kopplade induktorer	85
3.1.9	Upp- och urladdning av en kondensator	86
3.1.10	In- och urkoppling av en induktor	87
3.1.11	Växelströmskretsar	88
3.1.12	Impedans	89
3.1.13	Ohms lag vid växelström	90
3.1.14	Parallellkopplade LC-kretsar	90
3.1.15	Seriekopplade LC-kretsar	92
3.1.16	Thomsons formel	92
3.1.17	Impedansen i en resonant krets	93
3.1.18	Q-faktorn i en parallellkrets	94
3.1.19	Bandbredd	94
3.2	Filter	95
3.2.1	Högpassfilter (HP)	95
3.2.2	Lågpassfilter (LP)	95
3.2.3	Bandpassfilter (BP)	99
3.2.4	Passfilter	99
3.2.5	Bandspärrfilter	99
3.2.6	Spärrfilter	99
3.2.7	Kvartskristall	99
3.2.8	Bandfilter med kvartskristaller	99
3.2.9	Mekaniska filter	99
3.2.10	Kavitetsfilter	100
3.2.11	Helixfilter	100
3.2.12	Pi-filter	100
3.2.13	T-filter	101
3.2.14	Icke-ideala komponenter	101
3.2.15	Digitala filter	101
3.3	Kraftförsörjning	102

3.3.1	Halv- och helvägslikriktning	102
3.3.2	Glättningskretsar	104
3.3.3	Spänningssstabilisering	104
3.3.4	Switchaggreat	104
3.4	Förstärkare	105
3.4.1	Allmänt	105
3.4.2	Huvudegenskaper hos förstärkare	105
3.4.3	Grundkopplingar för förstärkarsteg	106
3.4.4	Stabilisering av arbetspunkten	106
3.4.5	Klass A-, B- och C-förstärkare	107
3.4.6	Frekvensmultiplicering	109
3.4.7	Sändarslutsteg	111
3.4.8	Högeffektslutsteg med två gallerjordade trioder (elektronrör)	111
3.4.9	Slutsteg med elektronrör jämfört med transistoriserade slutsteg	112
3.4.10	Toppvärdeseffekt PEP	113
3.4.11	Linjäritetskontroll vid SSB	113
3.4.12	Uttstyrningskontroll av slutsteg	115
3.5	Detektorer – Demodulatorer	116
3.5.1	Allmänt	116
3.5.2	AM-detektorer	116
3.5.3	FM- och PM-detektorer	116
3.6	Oscillatorer	119
3.6.1	Alstring av svängningar	119
3.6.2	LC-oscillatorer	120
3.6.3	Självsvängningsvillkoret	120
3.6.4	Frekvensinställning och bandspridning	122
3.7	Kristalloscillatorer	123
3.7.1	Kvartskristaller i oscillatorikopplingar	123
3.7.2	Övertonskristaller	123
3.7.3	Superheterodyn-VFO	124
3.7.4	Oscillatorer med fasläsning (PLL)	125
3.7.5	Faktorer som påverkar frekvensstabilitet	128
3.7.6	Frekvensstabilitet och oscillatorbrus	130
3.8	Frekvensblandare	130
3.8.1	Grundprinciper	130
3.8.2	Obalanserad blandare	130
3.8.3	Jämförelse av blandare	133
3.8.4	Icke önskade övertoner och blandningsprodukter	138
3.9	Modulatorer	138
3.9.1	Allmänt	138
3.9.2	Amplitudmodulatorer	138
3.9.3	Sändningsslaget J3E (SSB)	140
3.9.4	Vinkelmodulation	140
3.9.5	Frekvensmodulation	140
3.9.6	Fasmodulation	140
3.10	Digital signalbehandling	142
3.10.1	Digitala filter	142
3.10.2	Fouriertransform (FFT)	143
3.10.3	Direct Digital Synthesis (DDS)	143
4	Isolation och jord	145
4.1	Isolation	145
4.2	Jordning	145
4.2.1	Seriekoppling av jord	145
4.2.2	Parallelkoppling av jord	146
4.2.3	Sammankoppling av apparater	146
4.2.4	Isolerad jordning	147
4.2.5	Sammankopplad jordning	148
4.2.6	Balanserad signal	148
4.3	Gemensam och differentiell spänning och ström	149
4.3.1	Gemensam och differentiell spänning	149

4.3.2	Gemensam och differentiell ström	150
4.3.3	Generell gemensam och differentiell analys	150
4.3.4	Gemensam och differentiell impedans	150
4.3.5	Obalans	151
4.3.6	Obalans i antennsystem	151
5	Mottagare	153
5.1	Mottagare	153
5.2	Raka mottagare	153
5.2.1	Mottagare med kristalldetektor	153
5.2.2	Detektormottagare med förstärkare	153
5.2.3	Detektormottagare och sändningsslag	153
5.2.4	Mottagare med direkt frekvensblandning	154
5.2.5	Selektionen i direktblandade mottagare	159
5.2.6	Passband och spegelfrekvenser i direktblandare	159
5.2.7	För- och nackdelar med direktblandare	161
5.3	Superheterodyn mottagare	161
5.3.1	Dubbel superheterodyn mottagare	161
5.4	Jämförelse mellan superheterodyn och detektormottagaren	162
5.5	Panoramamottagare	163
5.6	Mottagningskonvertern	163
5.7	Transvertern	165
5.8	Automatisk förstärkningsreglering (AGC)	165
5.8.1	AGC vid AM (A3E)	165
5.8.2	AGC vid SSB (J3E)	166
5.8.3	AGC vid CW (A1A)	166
5.8.4	AGC vid FM (F3E)	166
5.8.5	Signalstyrkemätare (S-meter)	168
5.8.6	Brusspärr	168
5.8.7	Tonöppning	168
5.8.8	Subton	168
5.8.9	DTMF	168
5.9	Egenskaper i mottagare	168
5.9.1	Närliggande kanaler	168
5.9.2	Selektivitet	169
5.9.3	Frekvensstabilitet	169
5.9.4	Spiegelfrekvensproblemet vid mottagning	169
5.9.5	Signalkänslighet och brus	174
5.9.6	Intermodulation, korsmodulation	175
5.9.7	Intermodulation	176
5.9.8	Frekvensstabilitet	176
6	Sändare	177
6.1	Sändare	177
6.1.1	Blockschema	177
6.1.2	Rak sändare	177
6.1.3	Sändare med frekvensmultiplicering	177
6.1.4	Sändare med frekvensblandning – superheterodynsändare	178
6.1.5	PLL-styrda sändare	179
6.2	Egenskaper i sändare	181
6.2.1	Frekvensstabilitet	181
6.2.2	RF-bandbredd	182
6.2.3	Sidband	182
6.2.4	Ljudbandbredd	182
6.2.5	Olinjaritet	182
6.2.6	Utgångsimpedans	182
6.2.7	Uteffekt	182
6.2.8	Effektivitet	182
6.2.9	Frekvensdeviation	182
6.2.10	Modulationsindex	182
6.2.11	CW-klickar	182

6.2.12	SSB övermodulation och splatter	183
6.2.13	RF-spurioser	183
6.2.14	Chassistrålning	183
6.2.15	Fasbrus	183
6.3	Transceiver	183
6.3.1	Jämförelse mellan stationskoncept	183
6.3.2	Simplex	183
6.3.3	Halv duplex	183
6.3.4	Duplex	183
6.3.5	CW-transceiver med direktblandare	184
6.3.6	Kristallstyrd FM-transceiver för VHF	184
6.3.7	PLL-styrd FM-transceiver för VHF	185
6.3.8	Kortvågstransceiver för SSB och CW	185
6.3.9	PLL-styrd kortvågstransceiver	186
6.3.10	Sammanfattning	188
7	Antennsystem	189
7.1	Antenner – allmänt	189
7.1.1	Våghastighet	189
7.1.2	Antennlängd	189
7.1.3	Ström och spänning i en halvvågsantenn	189
7.1.4	Impedansen i antennens matningspunkt	190
7.1.5	Elektrisk ”förlängning” och ”förkortning”	191
7.1.6	Anpassning till sändarens impedans	191
7.1.7	Antennens strålningsdiagram	192
7.1.8	Antennvinst	192
7.1.9	Effektivt utstrålad effekt	192
7.1.10	Fram/backförhållande (antennvinst)	193
7.1.11	Halvvärdesbredd	193
7.1.12	Antennarea	194
7.2	Polarisation	194
7.2.1	Polarisation på HF – Kortvåg	194
7.2.2	Polarisation på VHF/UHF/SHF	194
7.3	Antenner för kortvåg	194
7.3.1	Mittmatad halvvågsantenn	194
7.3.2	Ändmatad halvvågsantenn	194
7.3.3	Omvikt dipol (folded dipole)	194
7.3.4	Jordplanantenn	195
7.3.5	Flerbands GP-antenner	196
7.3.6	Flerbands halvvågsantenner	196
7.4	Riktantennen för kortvåg	196
7.4.1	Riktbar dipolantenn	196
7.4.2	Yagiantenner	196
7.4.3	Cubical Quad-antenner	196
7.5	Antenner för VHF/UHF/SHF	197
7.5.1	Allmänt	197
7.5.2	Riktantennen	197
7.5.3	Yagiantenner	197
7.5.4	Gruppantenner	198
7.5.5	Parabolantennen	198
7.5.6	Övriga antenntyper	198
7.6	Transmissionsledningar	198
7.6.1	Avstämd matarledning	200
7.6.2	Oavstämd matarledning	201
7.6.3	Koaxialkabel	201
7.6.4	Bandkabel	203
7.6.5	Vågledare	203
7.6.6	Hastighetsfaktor	203
7.6.7	Karakteristisk impedans Z i ledningar	203
7.6.8	Stående vågor	204
7.6.9	Ståendevågförhållande (SVF)	205

7.6.10	Effektförluster	205
7.6.11	Baluner – Balansering – Transformering	205
7.6.12	Ringkärnebalun	206
7.6.13	Koaxialledare som balun	206
7.6.14	Sätt att ansluta en matningsledning	206
7.6.15	Transmissionsledningen	208
7.6.16	$\lambda/4$ -ledning som resonanskrets	209
7.6.17	Antennkopplare	209
7.6.18	För- och nackdelar med avstämnd matarledning	209
8	Vågutbredning	215
8.1	Kraftfälten omkring antenner	215
8.2	Radiovågornas egenskaper	216
8.2.1	Radiovågors utbredning	216
8.2.2	Böjning av radiovågor	218
8.2.3	Olika slags vågavböjning	218
8.3	Jonosfärsikten	218
8.3.1	D-skiktet	219
8.3.2	Mögel-Dellinger-effekten	219
8.3.3	E-skiktet	219
8.3.4	Sporadiska E-skiktet	219
8.3.5	F-skiktet	219
8.3.6	Höjd till reflekterande skikt	219
8.3.7	Kritisk frekvens	219
8.3.8	Kritisk vinkel	219
8.3.9	Högsta användbara frekvens (MUF)	220
8.3.10	Optimal trafikfrekvens (FOT)	220
8.3.11	Lägsta användbara frekvens (LUF)	221
8.3.12	Vågutbredningsförutsägelser	221
8.4	Solens inverkan på jonosfären	221
8.4.1	Solaktivitet	221
8.4.2	Solfläckstal	221
8.5	Vågutbredning på kortvåg	222
8.5.1	Markvåg	222
8.5.2	Rymdvåg	222
8.5.3	Död zon (skip zone) och skip-avstånd	223
8.5.4	Grålinjeutbredning – grayline	223
8.5.5	Fädning eller signalbortfall	223
8.5.6	Om amatörradiobanden på kortvåg	224
8.6	Vågutbredning på VHF, UHF, SHF och EHF	224
8.6.1	Allmänt	224
8.6.2	Troposfären – Troposcatter	225
8.6.3	Temperaturinversion	225
8.6.4	Reflexion mot E_S (sporadiskt E)	225
8.6.5	Aurora-reflexion	225
8.6.6	Reflexion mot meteorer – Meteorscatter	225
8.6.7	EME-förbindelser	225
8.6.8	Markbaserade relästationer	225
8.6.9	Rymdsatellit-baserade relästationer	226
8.7	Brus och länkbudget	226
8.7.1	Allmänt	226
8.7.2	Brus	226
8.7.3	Länkbudget	227
9	Mätteknik	231
9.1	Att mäta	231
9.1.1	Mäta likspänning	231
9.1.2	Mäta likström	231
9.1.3	Mäta växelpänning och växelström	232
9.1.4	Mäta resistans	232
9.1.5	Mäta effekt	232

9.1.6	Sändareffekt	232
9.1.7	Metoder för mätning av sändareffekt	232
9.1.8	Direktvisande effektmetrar	233
9.1.9	Mäta ståendevågförhållande (SVF)	233
9.1.10	Studera vågformen	233
9.1.11	Mäta frekvens	233
9.1.12	Mäta resonansfrekvens	234
9.1.13	Mätfel	234
9.2	Mätinstrument	234
9.2.1	Att mäta är att veta	234
9.2.2	Presentation av mätvärden	234
9.2.3	Multimeter	234
9.2.4	Vridspoleinstrument	234
9.2.5	Konstlast	235
9.2.6	Fältstyrkemätare	235
9.2.7	Kalibreringsoscillator	235
9.2.8	Brusmätbrygga	236
9.2.9	Ståendevågmeter (SVF-meter)	236
9.2.10	Frekvensräknare	236
9.2.11	Dipmeter	237
9.2.12	Oscilloskop	238
9.2.13	Spektrumanalysator	238
9.2.14	Signalgeneratorn	240
9.2.15	Nätverksanalysator	240
10	EMC	243
10.1	Störningar och störkänslighet	243
10.1.1	Om EMC-lagen	243
10.1.2	Utdrag ur LEK	243
10.1.3	Utstrålning från amatörradiosändare	243
10.1.4	PM vid störningsproblem	244
10.1.5	Arbete aktivt med avstörning	244
10.2	Störningar i elektronik	244
10.2.1	Blockering	244
10.2.2	Interferens	244
10.2.3	Intermodulation	244
10.2.4	LF-detektering	244
10.3	Störningsorsaker	245
10.3.1	Störningar från sändare	245
10.3.2	Störningar på radiomottagning	245
10.3.3	Störningar på TV-mottagning	245
10.3.4	Störningar på LF-apparater	246
10.4	Avstörningsmetoder	246
10.4.1	Allmänt	246
10.4.2	Nätfilter	246
10.4.3	Lågpassfilter	246
10.4.4	Högpassfilter	246
10.4.5	Spärrfilter och sugkretsar	246
10.4.6	Nät- och skärmströmför mottagning	247
10.4.7	Phono-ingångsfilter (TBA 302)	247
10.4.8	Högtalarledningsfilter (EM 502-B)	248
10.4.9	Avkoppling av HF-signaler	248
10.4.10	Parasitfilter	248
10.4.11	Nycklingsfilter	248
10.4.12	Förbättrad skärmning	248

11 EMF gränsvärden	251
11.1 Inledning	251
11.2 Fält	251
11.3 Allmänna råd	252
11.4 Utvärdering av EMF	253
11.4.1 Antennen	253
11.4.2 Sändareffekten	253
11.4.3 Kabeldämpning	254
11.4.4 Distans	254
11.4.5 Beräkning	254
11.5 Egenkontroll	256
11.5.1 Räkna manuellt	256
11.5.2 Räkna med specialprogram	256
11.5.3 Tabellvärdet	256
11.5.4 Antennsimulering	256
11.5.5 Mäta fältstyrka	256
11.6 Sammanfattning	256
11.6.1 Praktisk hantering	257
12 Elsäkerhet	259
12.1 Människokroppen	259
12.1.1 Elektrisk chock	259
12.1.2 Hjärt- och lungräddning, HLR	259
12.1.3 Resistansen genom människokroppen	259
12.1.4 Strömmens inverkan på människan	259
12.1.5 Påverkan av elektromagnetiska fält	260
12.1.6 Normer för fältstyrkor	260
12.2 Allmänna elnätet	260
12.2.1 Radioamatören och hembyggd elektronik	261
12.2.2 Strömbrytare	262
12.2.3 Liten terminologi vid elinstallationer	262
12.2.4 Färgkoder för fas, noll- och skyddsledare	262
12.2.5 Uttag och stickproppar med jorddon	262
12.2.6 Skyddsjordning	262
12.2.7 Jordfelsbrytare	263
12.2.8 Särjordning	263
12.2.9 Jordning av antennsystem	263
12.2.10 Snabba och tröga säkringar	263
12.3 Faror	263
12.3.1 Överhettning	263
12.3.2 Höga spänningar	263
12.3.3 Höga strömmar	264
12.3.4 Antenner	264
12.3.5 Restladdning i kondensatorer	264
12.3.6 Säkerhetsåtgärder	264
12.4 Åska	265
12.4.1 Faror	265
12.4.2 Skydd och jordning	265
13 Trafikreglemente	267
13.1 Fonetiska alfabet	267
13.2 Q-koden	267
13.2.1 Bakgrund	267
13.3 Trafikförkortningar	269
13.3.1 Urval för radioamatörer	269
13.4 Internationell nödtrafik	269
13.4.1 Nödsignaler	269
13.4.2 Internationella nödfrekvenser	269
13.4.3 Nödtrafik	270
13.4.4 Om du hör en nödsignal på radio	270
13.4.5 Nödsignal från svenska landområdet	270

13.4.6 Nödsignal från fartyg eller luftfarkost	270
13.4.7 Du själv sänder nödsignal över radio	270
13.4.8 Åtgärder	271
13.5 Anropssignaler	271
13.5.1 Anropssignalernas syfte	271
13.5.2 Anropssignalernas sammansättning	271
13.5.3 Identifiering av amatörradiostationer	271
13.5.4 Nationella prefix	272
13.6 Användning av anropssignal	272
13.7 Exempel på kontakt	273
13.7.1 Upprättad förbindelse	273
13.7.2 Avsluta förbindelse	273
13.7.3 Second operator	273
13.7.4 CQ DX och split	274
13.8 Innehåll i förbindelse	275
13.8.1 Tystnadsplikt	275
13.8.2 Inspelning av radiomeddelande	275
13.8.3 Kryptering av radiomeddelande	275
13.9 Radioamatörens hederskod	275
13.10 Radioamatörens ordningsregler	276
13.10.1 Grundläggande principer	276
13.10.2 Risken för konflikter	276
13.10.3 Hur undvika konflikter?	276
13.10.4 Moraliska aspekter	276
13.10.5 Förhållningsregler	276
13.11 Bandplaner	277
13.11.1 Introduktion	277
13.11.2 IARU:s bandplaner, syfte och ändamål	277
13.12 Svenska bandplaner	277
14 Bestämmelser	279
14.1 ITU Radioreglemente (RR)	279
14.1.1 Artikel 1 (RR) Termer och definitioner	279
14.1.2 Artikel 25 (RR) Amateur services	279
14.1.3 Sektion II. Amatörsatellittjänst	280
14.1.4 Artikel 5 Frekvenstilldelning	280
14.2 CEPT	280
14.2.1 Begreppet CEPT	280
14.2.2 CEPT-rekommendationerna	280
14.3 Svensk lag och föreskrift	281
14.3.1 Lag om elektronisk kommunikation	281
14.3.2 Post- och telestyrelsens föreskrifter om undantag från tillståndsplikt för användning av vissa radiosändare	281
14.3.3 Litteraturhänvisning om lagar och föreskrifter	282
15 Att skriva loggbok	283
15.1 Loggbok	283
15.1.1 Ändamål	283
15.1.2 Kunna visa hur man gör en loggbok	283
15.1.3 Föra in data	283
15.1.4 Rapportkoder	283
16 Morsesignalering	285
16.1 Inledning	285
16.2 Morsesignalering inom amatörradiotekniken	285
16.3 Morsetecknen	285
16.4 Planlagd övning	285
16.5 Ordning för teckeninlärning	285
16.6 Inlärningstid	285
16.7 Inlärningsmetodik	286
16.8 Mottagningsövningar	286

16.9 Eftersläpning vid mottagning	286
16.10 Sändningsövningar	286
16.11 Hjälpmittel vid sändningsövning	287
16.12 Arbetsställning vid sändning	287
16.13 Nyckelfattning och handrörelser	287
16.14 Styrd sändning	287
16.15 Fri sändning	288
16.16 Kontroll av teckengivningen	288
16.17 Beräkning av antalet teckenvärden	288
16.18 Beräkning av takten	288
A Mättenheter	291
A.1 Flyttal	291
A.2 Metallers resistivitet	291
A.3 Grekiska alfabetet	291
B Matematik	293
B.1 Uttryck	293
B.2 Formler	293
B.3 Ekvation med en obekant	293
B.4 Ekvation med två obekanta	294
B.5 Potenser, digmateter	295
B.6 Rötter	296
B.7 Logaritmer	296
B.8 Binära tal	297
C Omräkning mellan dB och kvoten av tal	299
C.1 Decibel över 1 mW vid 50 ohm [dB(m)]	299
C.2 Sambandet mellan spänning över 50 ohm och dB(m)	300
D S-enheter och dB	301
E Beskrivningskod typ av sändning	303
E.1 Bandbredd	303
E.2 Sändningsklass	304
E.2.1 Huvudbärvägens modulation	304
E.2.2 Den modulerande signalens karaktär	304
E.2.3 Informationens form	304
E.3 Tilläggstecken	304
E.3.1 Närmare beskrivning av signalen	305
E.3.2 Arten av multiplex	305
E.4 Exempel på beskrivningskod	305
F IARU Region 1 bandplan	307
F.1 HF	307
F.1.1 Anmärkningar	309
F.2 VHF och högre	311
F.2.1 50 MHz bandplan	311
F.2.2 144 MHz bandplan	312
F.2.3 432 MHz bandplan	313
F.2.4 1296 MHz bandplan	314
F.2.5 2300 MHz bandplan	315
F.2.6 5650 MHz bandplan	315
F.2.7 10 GHz bandplan	315
F.2.8 24 GHz bandplan	316
F.2.9 47 GHz bandplan	316
G Svensk frekvensplan	317

H Svenska repeatrar	319
H.1 Kanalnumreringsmetod	319
H.2 70-centimetersbandet	319
H.3 2-metersbandet	320
H.4 23-centimetersbandet	320
H.5 Repeaterband med speciella egenskaper	320
H.5.1 6-metersbandet	320
H.5.2 10-metersbandet	320
I Rapportkoder	321
I.1 Amatörradiotrafik	321
I.1.1 R-skala (läsbarhet)	321
I.1.2 S-skala (signalstyrka)	321
I.1.3 T-skala (ton)	321
I.2 Kommersiell sjö- och luftradiotrafik	321
I.3 Rundradiosändningar m.m.	321
J CEPT HAREC krav	323
J.1 Introduction	323
J.2 Technical Content	323
J.3 National and international operating rules and procedures	327
J.4 National and international regulations relevant to the amateur service and amateur satellite service	328
K KonCEPT litteraturförteckning första upplagan	331
K.1 Litteratur	331
L Prefixomvandling	333
M Läsanvisning för certifikatprov	335
M.1 Teknikdelens läsanvisningar	335
M.2 Reglementesdelens läsanvisningar	336
N Bandplaner	337
N.1 Bandplan LF/MF/HF	337
N.2 Bandplan VHF–UHF	340

Introduktion

Amatörradio

Amatörradio är en teknisk hobby med inriktning på kommunikation och experiment med radioanläggningar samt radiovågors utbredning. Det är en verksamhet som utövas över hela världen av licensierade radioamatörer, även kallade sändaramatörer.

Syftet med amatörradio är att främja personlig utveckling och internationell förståelse samt teknisk färdighet och erfarenhetsutbyte inom området. Amatörradio kan därtill vara en tillgång då samhällets normala resurser för radiokommunikation behöver förstärkas.

En hobby med krav

För att använda en radiosändare, och i vissa fall innehå, i ett land, krävs tillstånd (licens) från dess teleadministration. För ett amatörradiotillstånd föreskrivs i det internationella radioreglementet [21] bland annat handhavandemässiga och tekniska kvalifikationer hos varje person som önskar använda en amatörradiostation. De nationella teleadministrationsna tillser detta genom kompetensprov. För att få sända med amatörradiosändare måste man ha amatörradiocertifikat.

CEPT är ett samarbetsorgan mellan europeiska ländernas teleadministrations (myndigheter). En av dem är svenska Post- och telestyrelsen (PTS).

Dessa administrationer har antagit rekommendationer om sinsemellan harmoniserade krav på radioamatörs kompetens.

Sverige har antagit CEPT-rekommendationen Harmonised Amateur Radio Examination Certificate, Vilnius 2004, version 5 februari 2016, T/R 61-02 [15]. Vid genomförandet av kompetensprov ska de i den rekommendationen angivna kraven särskilt beaktas.

För den som godkänts i ett sådant prov utfärdas ett harmoniserat amatörradiocertifikat (HAREC).

Det svenska certifikatet bygger på CEPT HAREC krav [15], med anpassning till svensk frekvensplan i Bilaga G.

Utbildning

Man kan antingen söka sig till någon av de klubbar som har kurs eller skaffa SSA:s utbildningspaket och studera på egen hand. Post- och telestyrelsen har dessutom övningsprov online som man kan testa sina kunskaper på, något som varmt rekommenderas för alla studerande oavsett studieform.

Amatörradioklubbarna bedriver huvuddelen av utbildningen med amatörradiocertifikat som mål. Också vissa skolor, militära förband, FRO-förbund med flera har amatörradio på programmet. Se SSA:s webbplats (www.ssa.se) för aktuella kurstillfällen.

När man är mogen för att avlägga certifikatprov skriver man för någon av de provförvärtare som finns. De klubbar som har utbildning brukar planera prov med den grupp elever de har.

Efter avlagt och godkänt prov kan man sedan ansöka om anropssignal och certifikat, något som SSA sköter enligt delegation från Post- och telestyrelsen.

Till tillståndet knyts en internationellt unik anropssignal. Man har möjlighet att föreslå en anropssignal, men i brist på förslag tas en ledig anropssignal ur serien.

Föreningen Sveriges Sändareamatörer – SSA

SSA är en ideell förening för personer med intresse för amatörradio. Verksamheten är religiöst och politiskt obunden. Ett av syftena är att bland medlemmarna verka för ökade tekniska kunskaper och god radiotrafikkultur för att därigenom skapa en kår av kunniga radioamatörer. SSA representerar Sverige som nationell förening i International Amateur Radio Union (IARU), Region 1.

Internationell samverkan

De nationella föreningarna inom IARU samarbetar över nationsgränserna. Ett exempel är när DARC (Deutscher Amateur-Radio-Club e.V.) för ett antal år sedan ställdes sina Ausbildungunterlagen [16] till SSA:s förfogande som källmaterial till föregångaren till denna bok.

Denna bok

Denna bok omfattar hela teorin för CEPT HAREC och PTS krav. Den ingår i det utbildningspaketet som kan köpas från SSA.

Innehållet är delat i två ämnesgrupper: grundläggande radioteknik samt regler och trafikmetoder. Det finns även inlärningsanvisningar för morsesignalering för den som vill lära sig telegrafi.

I bilagorna finns bland annat grundläggande matematik och frekvensplaner för amatörradiotrafik.

Rekrytering av handledare för terminslånga kurser är en nycckelfråga för kursarrangören, liksom målinriktade, anpassade läromedel.

Tanken med denna bok är att leverera ett material som kan vara grunden till denna utbildning samt även för viss fördjupning och förståelse för de begrepp som man vanligtvis stöter på inom hobbyn.

Förord till andra upplagan

Boken bygger till mycket stor del på det arbete som till första upplagan utfördes av Lennart Wiberg, med signal SM7KHF, med flera.

Med tiden har uppstått ett behov av att bredda det existerande utbildningsmaterialet och att anpassa det till ett modernare sätt att utbilda, inte minst för att kunna utnyttja moderna webbaserade utbildningssystem.

En viktig aspekt har varit att materialet ska täcka hela CEPT HAREC, som uppdaterats över åren, och vara spårbart till dessa krav.

Till denna andra upplaga har allt tidigare material granskats och uppdaterats. Nya kapitel har lagts till, bland annat om elektromagnetiska fält, digitala trafiksätt och digital signalbehandling. Avsnitten om elsäkerhet och nödtrafik har omarbetats och samtliga referenser till lagar och föreskrifter är i skrivande stund aktuella.

Den nu föreliggande andra upplagan finns tillgänglig i digitalt format. Detta underlättar inte bara för läsaren att söka efter specifik information, men utgör också en grund för kommande webbaserad utbildning.

TACK!

Ett stort tack till alla de som på olika sätt bidragit till att förverkliga boken, tillvaratagit alla delar från den tidigare upplagan, uppdaterat den, skrivit nytt material, gjort om layout, typsatt och arbetat med innehållet i olika former.

Författarna

Inledning: VAD, HUR, VAR?

VAD behöver en radioamatör kunna?

CEPT är ett samarbetsorgan mellan europeiska ländernas teleadministrationer (myndigheter). En av dem är svenska Post- och telestyrelsen (PTS).

Dessa administrationer har antagit rekommendationer om sinsemellan harmoniserade krav på radioamatörs kompetens.

Sverige har antagit CEPT-rekommendationen T/R 61-02 [15]. Vid genomförandet av kompetensprov ska de i rekommendationen angivna kraven särskilt beaktas.

För den som godkänts i ett sådant prov utfärdas ett harmoniserat amatörradiocertifikat (HAREC). Rekommendationen anger kompetensnivån HAREC.

Det svenska certifikatet bygger på CEPT HAREC krav [15], med anpassning till svensk bandplan i bilaga G.

HUR blir man radioamatör?

För att få sända med amatörradiosändare måste man ha amatörradiocertifikat. Man kan antingen söka sig till någon av de klubbar som har kurs, eller skaffa SSA:s utbildningspaket och studera på egen hand. Post- och telestyrelsen har övningsprov online som man kan testa sina kunskaper på. När man är mogen för att avlägga certifikatprov så skriver man för någon av de provförrättare som finns. De klubbar som har utbildning brukar planera prov med den grupp elever de har.

Efter avlagt och godkänt prov kan man sedan ansöka om signal och certifikat, något som SSA sköter enligt delegation från Post- och telestyrelsen.

Till tillståndet knyts en internationellt unik anropssignal. Man har möjlighet att föreslå en anropssignal, men i brist på förslag så tas en ledig anropssignal ur serien.

VAR hålls det certifikatskurser?

Vissa amatörradioklubbar, militära förband, FRO-förbund och andra sammanslutningar håller certifikatskurser. Det går också att studera på egen hand.

VILKA läromedel behöver man?

Denna bok omfattar hela teorin för CEPT HAREC och PTS krav. Den ingår i det utbildningspaketet som kan köpas från SSA.

1 Ellära

1.1 Elektriska grundbegrepp

HAREC a.1.1

Elektrisk laddning, spänning och ström hänger samman med hur materialet är uppbyggt. Den förmåga ett material har att leda laddningar, det vill säga ström, kallas konduktivitet.

1.1.1 Grundämnen

Det finns många former av materialet. Ofta är en form av materialet sammansatt av andra former med enklare uppbyggnad.

Sammansatt materialet kan sönderdelas på kemisk väg, men däremot inte de enklaste formerna. Allt materialet är uppbyggt av atomer. De enklaste materieformerna, som kallas *grundämnen*, innehåller endast ett slags atomer. Över 100 grundämnen är känta.

Vart och ett av grundämnen har sin speciella atomuppbyggnad och därmed en materialstruktur, som skiljer sig från varje annat grundämne.

Tre fjärdedelar av alla grundämnen är metaller (elektriska ledare) medan de flesta övriga är icke-metaller (isolatorer). Det finns även en liten mellangrupp som kallas för halvledare.

1.1.2 Atomernas uppbyggnad

Länge ansågs atomerna vara de minsta beståndsdelarna i materialet. Men omkring förra sekelskiftet upptäcktes att atomerna i sin tur består av ännu mindre beståndsdelar, så kallade elementarparklar såsom protoner, neutroner, elektroner med flera. Det gemensamma namnet för alla dessa partiklar är *nukleoner*.

En atom består dels av en kärna som är sammansatt av protoner och neutroner, dels av elektroner, som kretsar omkring kärnan.

- Protonerna är positivt (+) laddade.
- Neutronerna är neutrala, ej laddade.
- Elektronerna är negativt (-) laddade.

Elektronerna kretsar i banor omkring atomkärnorna, liksom planeterna kretsar i banor omkring sina soler, vilket illustreras i bild 1.1.

Banor med samma avstånd till atomkärnan är på samma energinivå och sägs bilda ett elektronskal.

Det kan finnas flera elektronskal. Ju fler elektroner som finns i ett elektronskal, desto starkare är elektronerna i skalet bundna till atomen. Det yttersta skalet kan emellertid aldrig innehålla fler än 8 elektroner.

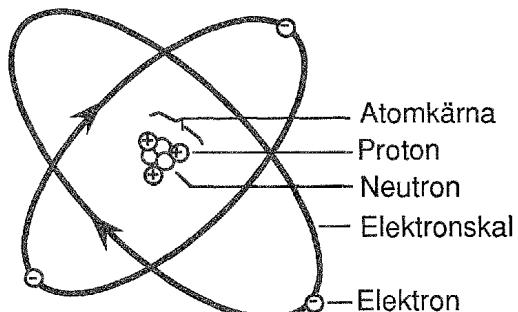


Bild 1.1: Atomernas uppbyggnad

Elektronerna i det yttersta skalet kallas för *valenselektroner*, vilka används även av angränsande atomer vid den kemiska bindningen till atomstrukturer, molekyler och ämnen. För bindningen behövs ett visst antal valenselektroner.

De valenselektroner som ej behövs för bindningen kan röra sig fritt genom materialet/strukturen. De kallas fria elektroner och är vad vi kallar elektrisk ström.

Valenselektronerna är alltså inte bara av betydelse för materialets kemiska struktur utan också för dess elektriska egenskaper.

Atomernas massa och volym är ytterst liten. Tag som exempel en kub av koppar med volymen 1 cm^3 och vikten $8,9\text{ gram}$. Den består av ca $8,5 \cdot 10^{22}$ kopparatomer, dvs. $85\,000\,000\,000\,000\,000\,000$ stycken. Fenomenet metallbindning gör att antalet fria elektroner i kuben är ungefär lika med antalet atomer i den.

Varje elementarparkel har en massa och en atoms totala massa är summan av elementarparklarnas massor. Den enklaste atomen är väteatomen med en proton och en elektron. Väteatoms totala massa har kunnat beräknas till $1,66 \cdot 10^{-24}$ gram.

Nästan hela massan i atomen är samlad till kärnans protoner och neutroner. Var och en av dem har en massa som är ungefär 2000 gånger större än massan i en elektron.

1.1.3 Elektrisk laddning och kraftverkan

Enligt sägner upptäckte Thales från Milteus redan för 2500 år sedan, att en bit bärnsten drog till sig små grässtrån, sedan stenen gnidits mot en bit ylle. Det grekiska ordet för bärnsten är ELEKTRON och de krafter som uppstod kom att kallas "elektriska". Av den elektriska spänningen mellan kroppar med olika laddning, verkar krafter mellan dem och deras omgivning. Krafterna kallas för elektriska fält och är det som gör att elektriskt laddade kroppar kan komma i rörelse.

Ett exempel får man varje gång man kammar sig med en kam av isolerande material. Då kommer

håret att dras mot kammen därfor att håret och kammen har fått olika slags elektriska laddningar. Samtidigt har hårstråna sinsemellan samma slags laddning och stöter bort varandra – håret ”reser sig”. *Lika laddningar stöter bort varandra – olika laddningar drar varandra till sig.*

1.1.4 Konduktivitet – ledare, halvledare och isolator

HAREC a.1.1.1

En elektrisk ström sägs flyta, när de fria laddningsbärarna i ett material – en strömledare – får att röra sig samtidigt i samma riktning. Hur många som rör sig beror på strömledarens egenskaper och spänningen mellan ledarens ändar.

Alla material har någon grad av elektrisk ledningsförmåga som beror på materialets atomstruktur, dimensioner och temperatur. Vissa material (t.ex. metaller, kol, halvledare) leder elektrisk ström bättre än andra (t.ex. glas, gummi, plast). Mängden av fria laddningsbärare i materialet begränsar hur stor strömmen kan bli.

1.1.4.1 Ledare

Metaller har god elektrisk ledningsförmåga och kallas ledare. Bäst ledande är de metaller, vars atomer har det minsta antalet valenselektroner i det yttersta elektroniskalet. Koppar-, silver- och guldatomerna har en enda valenselektron och därmed mycket god ledningsförmåga. Järn, zink och magnesium har två valenselektroner och därmed något sämre ledningsförmåga. Ännu sämre ledare är de så kallade halvledarna med 3 till 5 valenselektroner.

1.1.4.2 Isolatorer

Glas, plast, porslin och vissa mineraler har mycket dålig ledningsförmåga och kallas isolatorer. Isolatorerna är dåliga ledare på grund av att de har många valenselektroner i sitt yttersta skal. Maximalt rymms 8 valenselektroner.

I icke ledande material är elektronerna mycket hårt bundna till sitt valensskal och därfor svåra att flytta. I fasta material är också positiva laddningar svåra att flytta, eftersom de är bundna i atomkärnorna. Atomerna är i sin tur bundna i en struktur som kännetecknar var och ett material.

1.1.4.3 Halvledare

Några grundämnen har en elektrisk ledningsförmåga som ligger mellan gränsvärdena för att kallas elektriska ledare eller isolatorer. Dessa ämnen tillhör gruppen halvledare och har en elektrisk ledningsförmåga som varierar med ämnets struktur, renhet och temperatur.

En ren kristall av mineralen germanium [Ge] eller av kisel [Si] bildar ett kristallgitter där atomerna binds till varandra med kovalenta bindningar. Ämnena delar sina fyra valenselektroner med fyra andra atomer så

att det bildas en full oktett med åtta elektroner i valensskalet.

Då valensskalet innehåller åtta elektroner är det fullt, det finns inga fria elektroner och ämnet leder inte elektrisk ström. Båda dessa mineraler kan därfor i denna form ses som isolatorer. (*intrinsisk halvledare*)

Om några atomer av ett främmande material som till exempel arsenik, antimон, indium eller gallium blandas in, (*dopas in*), i kristallstrukturen så förändras egenskaperna och den elektriska ledningsförmågan ökar tusenfalt.

1.1.4.4 N-ledning

Man talar om N-ledande material respektive N-ledning; ”elektronledning”.

Germanium, kisel m.fl. halvledare har fyra elektroner med ”fasta platser” i valensskalet – förutsatt att materialet är helt rent. Då finns det inga fria elektroner för laddningstransport.

För att skapa fria elektroner kan det rena materialet förorenas – dopas – med atomer av till exempel arsenik [As] eller antimón [Sb]. Båda dessa material är 5-värdiga. De har 5 elektroner i valensskalet 4 elektroner är fast bundna medan den 5:e är löst bunden till atomen. Den 5:e elektronen kan lossgas från atomen med yttre kraft, till exempel värme eller elektrisk spänning och då skapas en fri elektron. När en spänning läggs på materialet kommer den fria elektronen att vandra mot den positiva polen. Materialet är N-ledande.

1.1.4.5 P-ledning – ”hålleddning”

När germanium eller kisel dopas med indium [In] eller gallium [Ga] blir de P-ledande. Indium och gallium är 3-värdiga – deras valensskal innehåller 3 elektroner. Men för en fast bindning med germanium eller kisel saknas det en elektron och det uppstår då ett ”hål” – en ”bristelektron”. Hålet kan fyllas ut av en elektron från en annan atom. I den atom som elektronen lämnar bildas det i sin tur ett hål osv. När en spänning läggs på, kommer ”hålet” att vandra mot den negativa polen. Materialet är då P-ledande.

1.1.5 Elektrisk spänning – enheten volt

HAREC a.1.1.2 HAREC a.1.1.3

Bild 1.2 illustrerar ett tankeförsök med ett rör med kuler i. Materialet i röret tänks motsvara atomstrukturen i en strömladare och kulorna de fria elektronerna. Tänker man sig ett slag mot en ände av röret så flyttar det sig av den energi som tillförs. På grund av obundenheten till röret följer av masströgheten kulorna inte med röret, utan hamnar i dess ena ände.

Att kulorna samlas i ena änden av röret tänks motsvara ett elektronöverskott i ena änden av en ledare och ett motsvarande underskott i den andra änden.

Man kallar änden med elektronöverskott för minuspol och änden med elektronunderskott för pluspol.

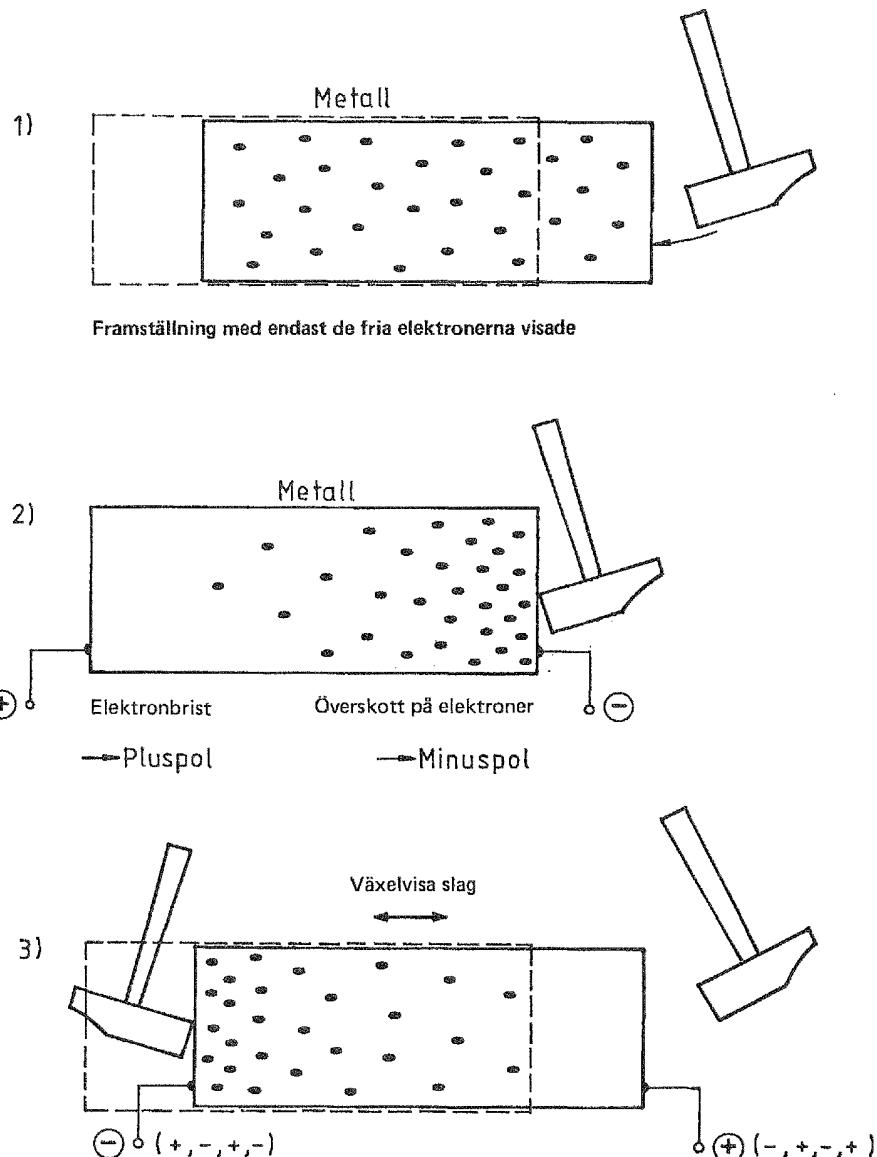


Bild 1.2: Tankeförsök med kolor i ett rör

Olika stora elektriska laddningar vid polerna innebär att de sinsemellan har olika potential. Potentialskillnaden kallas spänning.

Likspänning innebär ett överskott av elektroner och alltid vid samma anslutningspol.

Växelspänning innebär ett överskott av elektroner, omväxlande vid den ena anslutningspolen och den andra.

Måttenheten för spänning är volt [V]. I formler betecknas spänning med

- U för effektivvärdet
- u för momentanvärdet (ögonblicks-)
- \hat{u} för toppvärdet (amplitud-).

Bild 1.16 i avsnitt 1.6 illustrerar relationen mellan värdena för en sinuskurva.

Spänningen över ändpunkterna på en strömledare är 1 volt [V], då ledaren genomflyts av en likström av 1 ampere [A] under effektutvecklingen 1 watt [W].

1.1.6 Symboler



Bild 1.3: Schemasymbol för batteri

När man ritar scheman för elektriska kretsar används symboler. Symbolen i bild 1.3 visar ett elektriskt batteri med en enda cell.

Förtydligande kommentarer och skrivtecknen invid symbolen förekommer. Ofta refererar dessa till en komponentlista. Se även kapitel 2.

1.1.7 Elektrisk ström – Enheten ampere

HAREC a.1.1.2 HAREC a.1.1.3

När en sluten strömkrets innehåller en spänningskälla, kan en laddningsutjämning ske genom kretsen. Det innebär att fria elektroner förflyttar sig genom

kretsen i riktning från spänningsskällans minuspol till dess pluspol. Vid pluspolen är det nämligen brist på negativa laddningar och naturen söker alltid en utjämning. Under utjämningsförloppet är spänningsskällan även en strömkälla.

I gaser och elektrolyter (elektriskt ledande vätskor och geler) samt i halvledare består strömmen av joner (positiva eller negativa laddningar), i metaller däremot av elektroner (negativa laddningar).

Av tradition anses strömriktningen vara positiv i jonströmmens riktning – den så kallade tekniska strömriktningen – medan elektronströmmens riktning är den motsatta – den så kallade fysikaliska strömriktningen.

Måttenheten för ström är *ampere A* [19]. I formler betecknas ström med:

I för effektivvärdet

i för momentanvärdet (ögonblicks-)

\hat{i} för toppvärdet (amplitud-)

Strömmen är 1 A när $6,25 \cdot 10^{18}$ elektroner per sekund flyter genom ett givet ledartvärsnitt, vilket motsvarar laddningen 1 coulomb.

1.1.8 Strömkrets

Bild 1.4 visar potential och spänning i en strömkrets.

En elektrisk strömkrets består av en eller flera energikällor och energiförbrukare. Källor kan vara batterier, nätaggregat etc. Förbrukare kan vara lampor, ledningar etc. Varje energiförbrukare har en resistans och de elektriska laddningarna ”köar” före förbrukaren, strax efter förbrukaren finns ingen kö. Det uppstår en skillnad i laddningsmängd (en potentiellskillnad) mellan varje punkt i en strömkrets, när det flyter ström. Man talar om spänningfall.

1.1.9 Strömförlopp

Likströms- och växelströmsförloppen kan vara sammansatta av ett huvudförlopp och underordnade förlopp.

Likström kan ha konstant styrka eller den kan variera enligt något förlopp, men växlar aldrig riktning.

Växelström kan variera enligt något visst förlopp, till exempel sinusvåg, fyrkantsvåg, och växlar ständigt riktning.

1.1.10 Resistans – Enheten ohm

HAREC a.1.1.2 HAREC a.1.1.3

När fria elektroner tvingas fram genom atomstrukturen i en ledare, till exempel glödtråden i en lampa, så avgår energi i form av värme. Detta fenomen kallas för resistans (av latinets resistere som betyder att motstå). Resistansen och därmed förlusterna i en strömkrets fördelas i förhållande till de ingående materialen och deras dimensionering.

Resistans uttrycks i enheten *ohm* [19] och betecknas med den grekiska bokstaven omega (Ω).

I formler betecknas resistansen i en elektrisk krets eller en del av den med R .

Resistansen i en resistor är 1 [Ω], när en spänning av 1 [V] driver en ström av 1 [A] genom den resistorn.

1.1.11 Ohms lag

HAREC a.1.1.4

Ohms lag beskriver sambandet mellan grundbegreppen ström I [ampere], spänning U [volt] och resistans R [ohm]. Sambandet gäller både för likspänning och för effektivvärdet av växelspanning och växelström.

I en ledare med resistansen R är strömstyrkan I genom resistansen proportionell mot den pålagda spänningen U .

$$U = I \cdot R \quad I = \frac{U}{R} \quad R = \frac{U}{I}$$

1.1.12 Kirchhoffs lagar

HAREC a.1.1.5

Den tyske fysikern G R Kirchhoff (1824–1887) formulerade sina välkända lagar först 1845 och sedan 1847.

Kirchhoffs strömlag: *Den algebraiska summan av alla strömmar, som flyter till eller från varje punkt i en elektrisk krets, är lika med noll.*

$$I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n = 0$$

Kirchhoffs spänningsslag: *I varje sluten strömkrets är den algebraiska summan av alla spänningsskällor lika med det totala spänningssfallet i alla resistorer.*

Uttryckt på ett annat sätt är algebraiska summan av spänningarna i en strömkrets lika med noll.

1.1.13 Elektrisk effekt – enheten watt

HAREC a.1.1.6 HAREC a.1.1.7

När en ström flyter genom en resistans utvecklas värme. Värme är en form av effekt, som är högre ju starkare strömmen och högre spänningen är.

Måttenheten *voltampere* [VA] för elektrisk effekt härleds ur produkten av volt [V] och ampere [A].

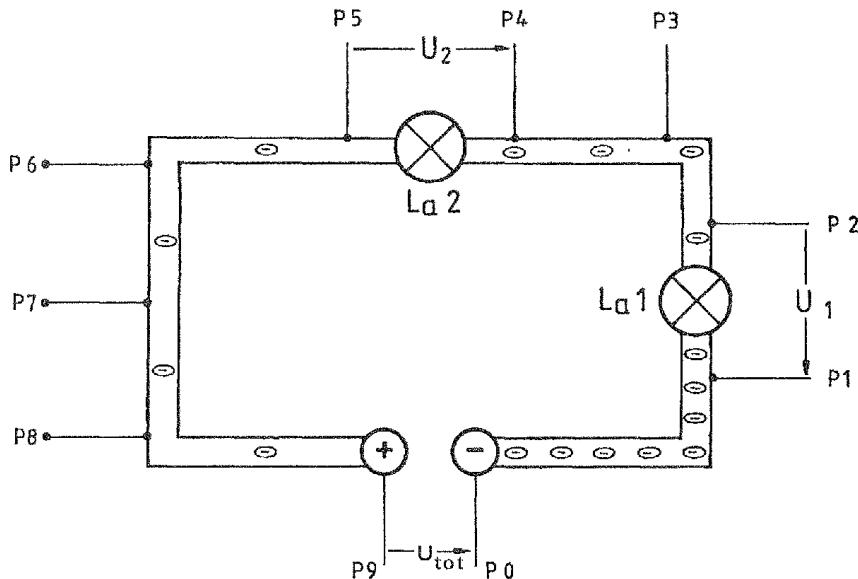
För effekt som alstras av likström används enheten *watt* [W] [19] i stället för *voltampere* [VA]. Vid sidan om grundenheten 1 W används delar och multipler av denna.

$$1 \text{ volt [U]} \cdot 1 \text{ ampere [I]} = 1 \text{ watt [P]}$$

Effektformeln $P = U \cdot I$ gäller i första hand för likström men även för växelström om belastningen är resistiv och ström och spänning inte är fasförskjutna. Formeln kan för att underlätta beräkningar skrivas om på flera sätt.

Vi börjar med att lösa ut I ur Ohms lag $U = R \cdot I$:

$$I = \frac{U}{R}$$



Punkter utan potentiellskillnad

$$(P_0, P_1) \quad | \quad (P_2, P_3, P_4) \quad | \quad (P_5, P_6, P_7, P_8, P_9)$$

Bild 1.4: Potential och spänning i en strömkrets

Vi sätter sedan in uttrycket för I i effektformeln

$$P = U \cdot I \Rightarrow P = \frac{U \cdot U}{R} \Rightarrow P = \frac{U^2}{R}$$

På motsvarande sätt kan vi ersätta U med $R \cdot I$:

$$P = U \cdot I \Rightarrow P = R \cdot I \cdot I \Rightarrow P = R \cdot I^2$$

Med hjälp av dessa formler kan effekten beräknas ur resistans- och strömvärdena respektive ur resistans- och spänningsvärdena. För övriga formler se formelsnurran bild 1.5.

1.1.14 Elektrisk arbete – enheten joule

Energi finns i olika former, alltid och överallt. Energi kan varken skapas eller förstöras, bara omvandlas från en form till en annan. Formen kan vara mekanisk, kemisk, elektrisk etc.

Arbete är omvandlingsprocessen från en energiform till en annan.

Arbetsmängden i alla energiformer kan mäts med samma enhet *joule* [J] [19] och anges med symbolen W för Work.

1 joule motsvarar det arbete som utvecklas när ett föremål förflyttas 1 meter med kraften 1 newton [N], det vill säga 1 newtonmeter [Nm].

$$W = l \cdot F \quad [J] = [Nm]$$

Arbetet W [J] är mer ju längre tid t [s] en viss effekt P [W] utvecklas.

$$W = t \cdot P \quad [J] = [sW]$$

1.1.15 Joules lag

HAREC a.1.1.8

$$\text{Arbete} = \text{Effekt} \cdot \text{tid} \quad [W] = [P] \cdot [s]$$

Eftersom effekten uttrycks som $P = U \cdot I$ kan det elektriska arbetet uttryckas som $W = U \cdot I \cdot t$, vilket också är Joules lag.

Om grundenheterna för volt [U], ampere [I] och sekund [s] sätts in i formeln får en måttenhet, uttryckt som voltamperekunder [VAs] eller wattsekunder [Ws] eller joule [J].

Måttenheten för elektriskt arbete är 1 joule per sekund, som vanligen kallas 1 wattsekund 1 [Ws]. Vid sidan av grundenheten används multipler av denna.

$$1 \text{ kilowattsekund} = 1 \text{ kWs} = 1000 \text{ Ws} = 1,0 \cdot 10^3 \text{ Ws}$$

$$1 \text{ wattimme} = 1 \text{ Wh} = 3600 \text{ Ws} = 3,6 \cdot 10^3 \text{ Ws}$$

$$1 \text{ kilowattimme} = 1 \text{ kWh} = 1000 \text{ Wh} = 3,6 \cdot 10^6 \text{ Ws}$$

1.1.16 Formelsnurran

Så här finner man rätt formel i formelsnurran (bild 1.5): Välj ett segment med önskad storhet I , U , R eller P som det första ledet i formeln. Inom valt segment finns tre alternativ för det andra ledet i formeln. Välj det alternativ som innehåller två kända storheter.

1.1.16.1 Ohms lag

R söks, U och I är kända; Om $U = 230 \text{ V}$ och $I = 2 \text{ A}$, så blir

$$R = \frac{U}{I} = \frac{230}{2} = 115 \Omega$$

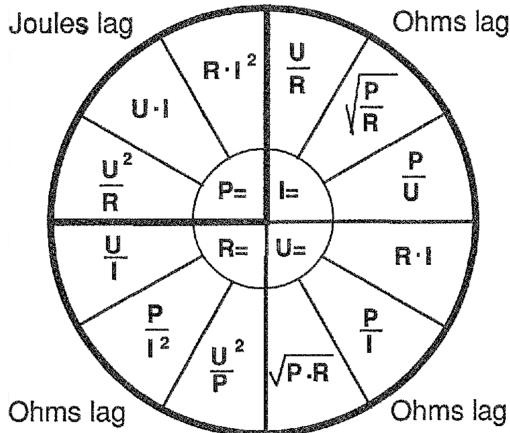


Bild 1.5: "Snurra" för Ohms och Joules lagar

1.1.16.2 Joules lag

P söks, U och I är kända. Om $U = 230 \text{ V}$ och $I = 2 \text{ A}$, så blir

$$P = U \cdot I = 230 \cdot 2 = 460 \text{ W}$$

1.1.17 Amperetimmar (Ah) och batterikapacitet

HAREC a.1.1.9

Det finns flera sätt att lagra energi. Ett sätt är att göra det i kemisk form i speciella celler, där man kan ta ut energin i elektrisk form.

Det finns celler som kan laddas upp och laddas ur upprepade gånger. Sådana celler kallas vanligtvis ackumulator, sekundärbatteri eller sekundärzell.

Det finns också sådana celler som endast kan användas en gång och som normalt inte kan laddas upp igen. Sådana celler kallas vanligtvis primärcell eller primärbatteri.

Energi i form av en elektrisk laddning kan även lagras i en kondensator. Energin kan då lagras och tas ut utan omvandling.

Kapaciteten i en elektrisk cell uttrycks som produkten av den ström A som cellen avger och under den tid $[s, h]$ detta kan ske. Uttryckt med tidsenheten timmar blir då kapaciteten Ah.

Den kapacitet som anges i en cells produktdata är den nominella. Denna kapacitet gäller endast under vissa normerade förhållanden såsom celltemperatur, strömstyrka och urladdningstid.

Den praktiska kapaciteten i en cell begränsas av användningen. En elektrisk cell avger sålunda regelmässigt mindre energimängd, ju högre urladdningsströmmen är. Kapaciteten i en elektrisk cell skiljer sig i det avseendet från den i till exempel en oljetank, där man kan ta ut lika mycket energimängd som man häller i och oberoende av hur fort man gör det.

Elektriska celler kan samlas till batterier, varvid cellerna oftast seriekopplas. Batteriets polspänning är då summan av cellernas polspänningar.

Hur stort arbete ett batteri avger, beror såväl på hela batteriets polspänning som på de enskilda cellernas kapacitet. Exempel: Ett batteri med polspänningen 12 V och cellkapaciteten 100 Ah kan nominellt avge $P = U \cdot I = 12 \cdot 100 = 1200 \text{ VAh} = 1,2 \text{ kWh}$.

Hur länge batteriet "räcker" per laddning beror som sagt bland annat på vilken strömstyrka man tar ut. Tar man ut 1 A ur 100 Ah-cellern här ovan, så blir urladdningstiden nominellt $t = 100 \text{ Ah} / 1 \text{ A} = 100 \text{ h}$.

1.2 Elektriska kraftkällor

HAREC a.1.2

1.2.1 Elektromotorisk kraft – EMK

HAREC a.1.2.1

Det som driver ström genom en elektrisk strömkrets är kretsens elektromotoriska kraft (EMK). Måleenheten för EMK är *volt* [V]. EMK är summan av de potentialökningar som uppstår i kretsen. De vanligaste slagen av EMK är:

- elektromagnetisk EMK som uppkommer i strömledare i magnetfält som varierar (t.ex. lindningarna i en roterande generator)
- elektrokemisk EMK som uppkommer i beröringsytan mellan en metallisk ledare och en elektrolyt (t.ex. battericell)
- elektrostatisk EMK, till exempel i kondensatorer
- kontakt-EMK i beröringsytan mellan metaller med olika termoelektrisk potential eller mellan metall och luftens syre (t.ex. korrosion mellan metaller)
- termo-EMK som uppkommer i en strömkrets där två sammanlödda metaller med olika temperatur ingår (t.ex. termokors för strömmätning).

1.2.2 Polspänning

Den spänning, som kan mäts mellan kretsens anslutningspoler då kretsen är öppen.

1.2.3 Inre resistans

I likhet med att komponenterna i en strömkrets har en viss resistans, har också en strömkälla en inre resistans. Den inre resistansen i en strömkälla ingår i kretsens totala resistans.

1.2.4 Kortslutningsström

Om man på kortaste väg förbindar strömkällans anslutningspoler blir kretsen totala resistans lika med källans inre resistans.

Den kortslutningsström som då uppstår begränsas enbart av strömkällans polspänning och inre resistans.

Eftersom den inre resistansen oftast är mycket liten blir kortslutningsströmmen motsvarande hög.

1.2.5 Serie- och parallellkopplade kraftkällor

HAREC a.1.2.2

1.2.5.1 Seriekopplade kraftkällor

För att uppnå en högre total spänning (EMK) kan flera kraftkällor (delspänningar) kopplas i en slinga efter varandra. Detta kallas seriekoppling.

Seriekopplade delspänningar verkar med eller mot varandra, beroende på deras inbördes polariteter.

Den totala spänningen över kopplingen är summan av de ingående delspänningarna, med hänsyn taget till deras polariteter.

1.2.5.2 Parallelkopplade kraftkällor

För att erhålla högre ström, kan flera svagare kraftkällor parallelkopplas. Vid parallellkoppling erhålls dock inte högre spänning.

Vid parallellkoppling av kraftkällor **måste** deras polaritet vara lika.

För minsta utjämningsström mellan parallellkopplade kraftkällor bör även deras polspänning och inre resistans vara så lika som möjligt.



Parallellkoppling av kraftkällor är ofta direkt olämpligt eftersom det i praktiken är svårt att få en balans, varvid enbart den ena källan levererar. Det finns kraftaggregat utformade för att parallellkopplas.

1.3 Elektriskt fält

HAREC a.1.3

1.3.1 Potential

Potentialskillnaden – spänningen – mellan olika laddade kroppar skapar krafter mellan dem samt mellan dem och deras omgivning. Detta fenomen kallas elektriskt kraftfält och är orsaken till att elektriskt laddade kroppar kan komma i rörelse.

1.3.2 Elektrisk laddning

Elektriska laddningar är grunden för elektricitetsläran. Varje proton i atomkärnan är bärare av en positiv laddning. Neutronerna i atomkärnan är elektriskt neutrals. Antalet protoner i kärnan bestämmer därför

kärnans totala positiva laddning, kallat för kärnladdningstalet. Elektronerna som kretsar omkring atomkärnan är bärare av var sin negativ laddning.

Elementarladdningen [e] är den laddning som finns i en elektron och har längre ansetts vara den minsta möjliga laddningen. Nutida elektronfysik konstaterar ännu mindre enheter, men det går vi inte in på här.

Antalet protoner och elektroner i en atom är lika och elektronernas negativa laddning blir då lika stor som protonernas positiva laddning. När laddningar med olika polaritet är lika stora väger de ut varandra och blir elektriskt neutrala till sin omgivning.

Måttenheten för elektrisk laddning är *coulomb* [C]. Laddningsmängden 1 *coulomb* motsvarar 6,25 triljoner ($6,25 \cdot 10^{18}$) elementarladdningar. Sambandet mellan laddning och ström är:

$$Q = I \cdot t$$

Laddning [Q] är ström [I] under tiden [t]:

$$1 \text{ } C = 1 \text{ } A \cdot 1 \text{ } s = 1 \text{ } \text{amperekund} [1 \text{ } As]$$

$$1 \text{ } \text{coulomb} = 1 \text{ } \text{ampere} \cdot 1 \text{ } \text{sekund}$$

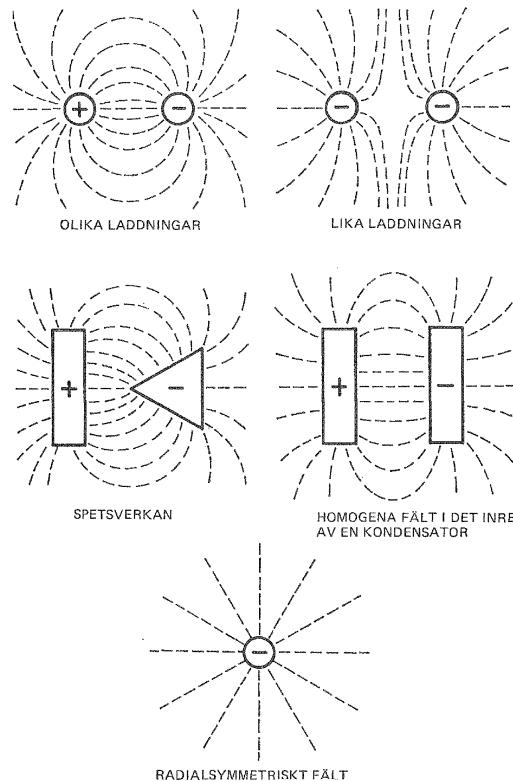


Bild 1.6: Elektriska kraftfält

1.3.3 Kraftfält omkring elektriska laddningar

Mellan elektriska laddningar bildas krafter (bild 1.6).

- Varje laddning är omgiven av ett elektriskt kraftfält.
- Mellan positiva (+) elektriska laddningar och (-) negativa laddningar bildas krafter.
- Fältkrafternas styrka och riktning symboliseras som linjer mellan positiva och negativa laddningar, där styrkan är densamma utmed respektive linje.

Kroppar med olika slags laddningar dras till varandra

Kroppar med lika slags laddningar stöter bort varandra

Oladdade kroppar påverkas inte och ger ingen kraftverkan.

1.3.4 Elektrisk fältstyrka

HAREC a.1.3.1 HAREC a.1.3.2

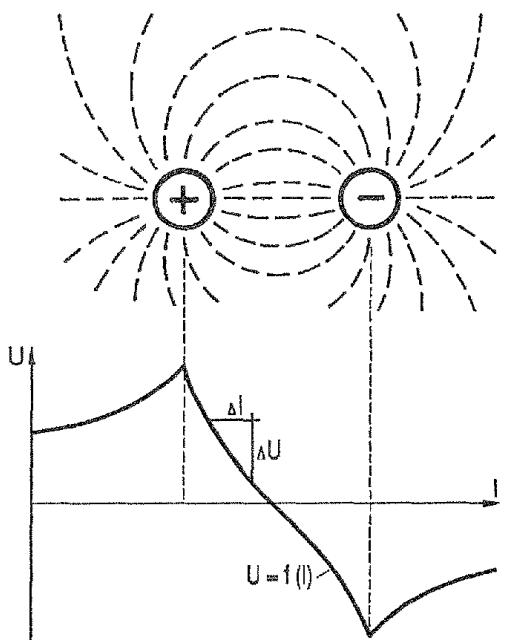


Bild 1.7: Elektrisk fältstyrka

I en trådförmad ledare, som det flyter likström igenom, fördelas strömmen lika över tvärsnittet. Om ledaren i stället är ett tunt plan, så blir strömfördelningen annorlunda. Bild 1.7 visar ett plan med två elektroder, som anslutits till en spänningskälla. Utmed sträckan mellan elektroderna fördelas strömmen över planet så som strömlinjerna på bilden. Fördelningen beror på elektrodernas utformning och polaritet. Strömtätheten är inte lika över hela planet, eftersom planet kan ses som många parallellkopplade resistorer vars resistanser ökar med tilltagande strömlinjelängd.

Strömtätheten i planet är större där resistansen mellan elektroderna är liten. Närmast elektroderna där alla strömlinjer samlas är strömtätheten extremt hög. Där strömtätheten är som störst finns den största potentialskillnaden (spänningen) per längdenhet strömlinje. Man kan mäta potentialerna i planet. Spänningen mellan två punkter utmed en tänkt strömlinje är därvid proportionell mot linjens längd mellan punkterna. Halva spänningen finner man mitt emellan punkterna.

Elektriska fält är upplagrad energi. Fältstyrkan kan bli så hög, att det blir en urladdning mellan polerna. Koronurladdning från ändarna av en antenn är ett annat tecken på hög fältstyrka. För att försvåra urladdning kan man öka elektrodytan, till exempel göra den klotformad. Omvänt kan man medverka till urladdning genom att minska elektrodytan. Ett exempel är åskledarens spets.

I bild 1.7 $U = f(l)$ visas spänningarna utmed "mittströmslinjen" igenom plus- och minuspolerna. Kurvutseendet är typiskt även för omkringliggande linjer, oavsett längd.

Bilden framställer en ledare som ett idealt plan, medan den i praktiken är en volym. För att efterlikna en volym föreställer vi oss att bilden roterar omkring mittströmslinjen, med fältlinjerna oförändrade. Även om resistansen i den rotationskroppen uppstår är så hög att ingen ström flyter, så är spänningsbilden fortfarande densamma.

Spänningsbilden gäller även för isolerande fasta material, gaser och vakuum. Det finns alltså spänning mellan olika punkter även i "friska luften". Denna spänningfältstyrka kan mätas med särskilda instrument, så kallade fältstyrkemätare.

Av brantheten på spänningskurvan i bilden framgår vilken delspänningen är per dellängd av en spänningssljne. Kvoten av delspänning och avståndet mellan mätpunkterna kallas man för elektrisk fältstyrka.

I formel betecknas elektrisk fältstyrka med bokstaven E . Elektrisk fältstyrka mäts i volt per meter.

$$E = \frac{\Delta U}{\Delta l} \quad \frac{[volt]}{[meter]}$$

1.3.5 Skärmning av elektriska fält

HAREC a.1.3.3

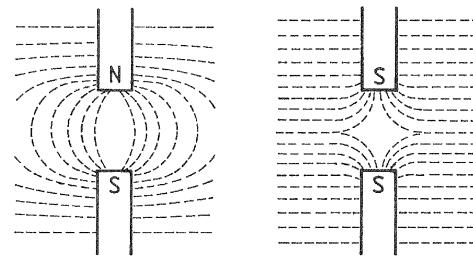
I grunden finns det två slags fält, det elektriska och det magnetiska. Dessutom finns det även elektromagnetiska fält, som är sammansatt av båda dessa. Fält kan vara statiska eller dynamiska, varav här avses dynamiska. Ett dynamiskt elektriskt fält genererar ett magnetiskt fält. Omvänt genererar ett dynamiskt magnetiskt fält ett dynamiskt elektriskt fält. Denna växelverkan gör att fälten kan hållas igång av varandra med tillskott av ytterligare energi.

Fält i rörelse alstrar elektromagnetisk strålning, som påverkar omgivningen. När påverkan inte är önskvärd måste fältet skärmas av. Ett sätt att skärmma av ett elektriskt fält är en metallisk kapsling som

ansluts till apparatens jordreferens. Skärmen behöver inte vara tät, men utförd så att all magnetiskt inducerad ström i den bryts. (Jfr 1.4.9)

1.4 Magnetiskt fält

HAREC a.1.4



1.4.1 Magnetism

Enligt den romerske författaren Plinius lär, vid tiden ungefär 160 år f.Kr. herden Magne en dag ha känt hur järnstiften i sandalerna häftade vid en viss sorts sten. Det kunde ha varit svart järnmalm, som grekerna i äldsta tider benämnde Lithos herakleia efter staden Herakleia i Lydien, där sådan malm förekommer. Staden fick sedermera namnet Magnesia och man kan tänka sig att stenen kom att kallas Magnetes. En hel mineralgrupp med liknande egenskaper, såsom järn, nickel m.fl. kallas magnetiska.

Magnetism uppstår av elektriska laddningar i rörelse. Elektronernas rörelser i en atom skapar nämligen magnetfält. Det gör att atomerna var för sig fungerar som en magnetisk dipol – en magnet. I de flesta material är atomerna orienterade så att deras magnetiska krafter tar ut varandra. Materialiet som helhet är då omagnetiskt och utövar inga yttre krafter. Men vid påverkan från ett yttre magnetfält kan dipolerna (atomerna) i ett material orienteras i samma riktning och deras magnetfält kommer då att samverka. Hela materialet blir då magnetiskt. När det yttre magnetfältet avlägsnas, kvarstår orienteringen endast delvis – *magnetisk remanens*. I ferromagnetiska legeringar kvarstår en större del av orienteringen, även om påverkan från det yttre magnetfältet har upphört. Materialiet är då permanentmagnetiskt.

1.4.2 Kraftfält i och omkring magneter

Bild 1.8 visar kraftfält omkring magneter. Varje magnet omges av ett magnetiskt kraftfält. Magnetfältets fördelning, styrka och riktningar beskrivs som kraftlinjer med slutna kretslopp.

Utanför magneten går kraftlinjerna från nord till sydpol och inne i magneten motsatt riktning. Kraftriktningen i varje punkt av fältet är den som nordändan på en kompassnål skulle peka åt. Om man hänger upp en magnet i en tråd, så kommer den att inta samma riktning som jordens magnetfält.

- Poler med samma polaritet stöter bort varandra (repellerar).
- Poler med olika polaritet dras till varandra (attraherar).

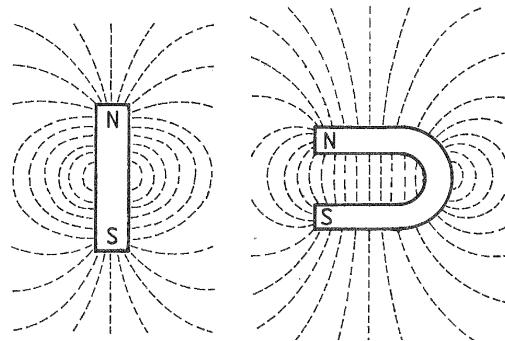


Bild 1.8: Kraftfält omkring magneter

1.4.3 Magnetiska fält omkring strömbanor

HAREC a.1.4.1

Bild 1.9 visar magnetiska fält omkring strömlödare. Omkring varje ledare, som det flyter en elektrisk ström igenom, alstras det ett magnetiskt kraftfält. Magnetiska kraftlinjerna fördelar sig koncentriskt omkring en rak ledare och vinkelrätt mot denna. Mellan ändarna av en ledare med bågformad utsträckning bildas kraftlinjer som verkar med varandra. En strömgångenfluten cylindrisk spole – induktor – uppvisar samma magnetiska fältbild som en stavformad permanentmagnet.

1.4.4 Bestämma magnetiska fältriktningen

Magnetfältets riktning omkring en ledare kan bestämmas med *högerhandsregeln*. När en ledare fattas med höger hand och med tummen i strömmens riktning, kommer fingrarna att peka i fältriktningen (B).

I bild 1.9 (övre) så går strömmen från pluspolen (+) till minuspolen (-) varvid strömmen kommer gå nedåt i bilden på ovansidan, det vill säga precis så tummen pekar om man greppar ledaren med tummen nedåt, och magnetfältet kommer att snurra som pilarna precis som de övriga fingrarna på högerhanden.

När en ledare formas som en spole och en elektrisk ström flyter genom den, kommer magnetfältet att ha ett utseende som liknar det omkring en permanentmagnet. En sådan spole kallas *elektromagnet*.

Magnetfältets riktning i en spole kan också bestämmas med högerhandsregeln. När en spole fattas med höger hand och med fingrarna i strömmens riktning, kommer den utsträckta tummen att peka mot spolens nordpol.

I bild 1.9 (undre) så går strömmen från pluspolen (+) till minuspolen (-) varvid strömmen kommer gå

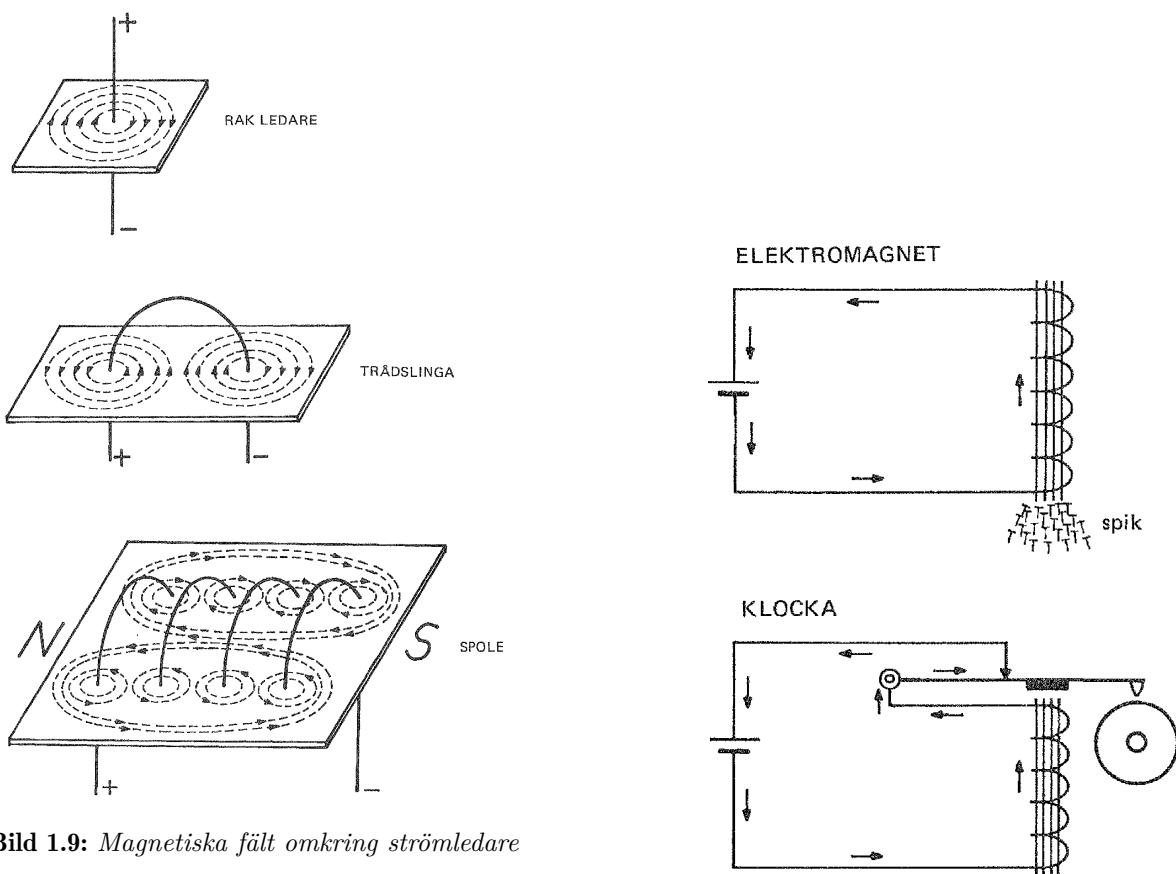


Bild 1.9: Magnetiska fält omkring strömläder

inåt i bilden på ovansidan, dvs. precis så fingrarna pekar när man lägger handen på spolen, och magnetfältet kommer att peka mot nord (N) precis som tummen på högerhanden.

Fälten omkring alla slags magnetar, såväl permanentmagnetiska som elektromagnetiska, återverkar på varandra. Även enkla elektriska ledare är elektromagneter.

1.4.5 Exempel på elektromagneter

Bild 1.10 visar exempel på elektromagneter.

1.4.5.1 Elektromagnet

Det bildas ett magnetfält genom en spole så länge som det flyter ström genom den. En järnkärna i spolen koncentrerar fältet på grund av den större magnetiska ledningsförmågan.

Elektromagneter används för att sätta magnetiska material i rörelse eller hålla fast dem.

1.4.5.2 Elektrisk ringklocka

Anordningen består av en elektromagnet och en järvplatta på en fjäder. På plattan sitter en självbrytande kontakt samt en kläpp som kan slå på en klocka.

Kontakten åstadkommer en växelvis brytning och slutning av strömmen genom elektromagneten. Armaturen med kläppen kommer då i svängning och slår på klockan.

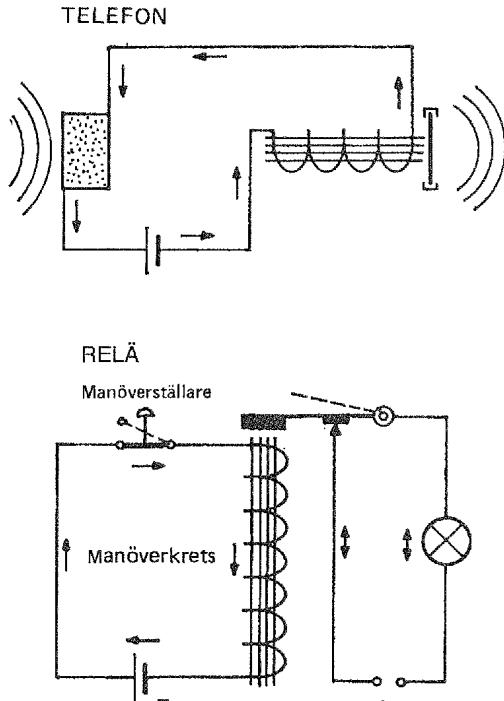


Bild 1.10: Exempel på elektromagneter

1.4.5.3 Telefon

I en enkel telefon finns bland annat en mikrofon, ett batteri och en hörtelefon.

Särskilt i äldre telefoner består mikrofonen av en kolkornskammare med ett membran. Tryckvariationer (ljud) får membranet att vibrera, varvid resistansen genom kolkornen varierar i motsvarande grad. Därmed varierar talströmmen genom mikrofonen.

Hörtelefonen består av en elektromagnet och ett membran av mjukjärn. Variationer i talströmmen genom mikrofonen passerar även hörtelefonen och får dess magnetfält att variera. Hörtelefonens membran alstrar då trycksvariationer, det vill säga ljud.

1.4.5.4 Elektromagnetiskt relä

Reläet består av en elektromagnet, en järnplatta (ankare) på en fjäder och en elektrisk kontakt. Med en svag ström / låg spänning genom spolen i manöverkretsen kan man med reläets arbetskontakt styra starkare ström / högre spänning i huvudkretsen.

1.4.6 Magnetisk fältstyrka

Som magnetisk fältstyrka förstår man flödet per meter fältlinje, det vill säga:

$$H = \frac{\Theta}{l} = \frac{I \cdot N}{l}$$

$$H = \frac{\Theta}{l} = \frac{I \cdot N}{l}$$

$$\begin{aligned} H & [A/m] \\ I & [A] \\ N & \text{varvtal} \\ l & \text{fältlinjelängd} \end{aligned}$$

Magnetisk fältstyrka uttrycks således som ampere per meter flödesväg.

1.4.7 Magnetisk flödestäthet

Den magnetiska flödestätheten B mäts i enheten tesla [T] (förut gauss):

$$B = \mu \cdot H \quad B [\text{Vs}/\text{m}^2] \quad H [\text{A}/\text{m}]$$

μ är permeabilitetstalet för materialet. μ_0 är permeabilitetstalet (fältkonstanten) för den magnetiska ledningsförmåga för vakuum.

För järn eller annat magnetiskt ledande material tillkommer permeabilitetstalet μ_r . Det anger hur många gånger bättre än luft etc., som materialet leder ett magnetiskt flöde. Permeabilitetstalet kan då skrivas $\mu = \mu_r \mu_0$:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$$

1.4.8 Magnetiskt flöde

Det magnetiska flödet är produkten av flödestätheten B och tvärsnittsytan A av flödesvägen:

$$\Phi = B \cdot A$$

$$\Phi [\text{weber eller Vs}] \quad B [\text{T eller tesla}] \quad A [\text{m}^2]$$

1.4.9 Skärmning av magnetiska fält

HAREC a.1.4.2

I grunden finns det två slags fält, det elektriska och det magnetiska. Det finns även elektromagnetiska fält som är sammansatta av båda dessa. Fält kan vara permanenta eller rörliga, varav här avses de rörliga. Ett rörligt magnetiskt fält genererar ett elektriskt fält. Omvänt genererar ett rörligt elektriskt fält ett rörligt magnetiskt fält. Denna växelverkan gör att fälten kan hållas igång med tillförsel av yttre energi.

Fält i rörelse alstrar elektromagnetisk strålning, som påverkar funktioner i omgivningen. När påverkan inte är önskvärd, måste fältet skärmas av. Ett sätt att skärra magnetiska fält är en metallisk kapsling. Kapslingen ska vara tät och bilda en sluten magnetisk krets. Kapslingen ska vara utförd i ett material som är en god ledare av magnetiskt flöde. (Jämför 1.3.5.)

1.5 Elektromagnetiska vågor

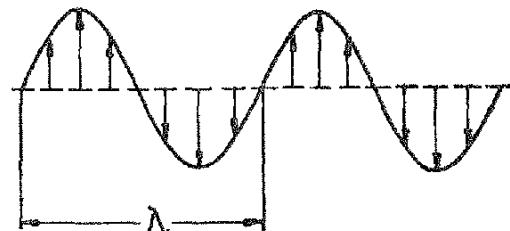


Bild 1.11: Vågor längs en linje

HAREC a.1.5

1.5.1 Vågutbredning

HAREC a.1.5.1

En tillståndsändring i ett medium innebär att energi tillförs eller tas bort. Om detta sker växelvis uppstår föllopp såsom pendling, svängning, vågbildning etc. Eftersom naturen söker jämvikt, så breder fölloppet ut sig genom mediet efter någon modell.

Energi kan inta olika tillstånd. I en pendel växlar energin mellan lägesenergi och rörelseenergi. Vågor på en vätskeyta liksom fjädring i fasta material är exempel på detta. Det kan även innebära trycksvängningar i gaser och så vidare.

I detta avsnitt behandlas elektromagnetiska fält. Sådana uppstår av svängningar i elektriska och magnetiska fält. För att förklara pendling och utbredning används här modeller.

1.5.2 Utbredningsmodeller

1.5.2.1 Vågutbredning längs en linje

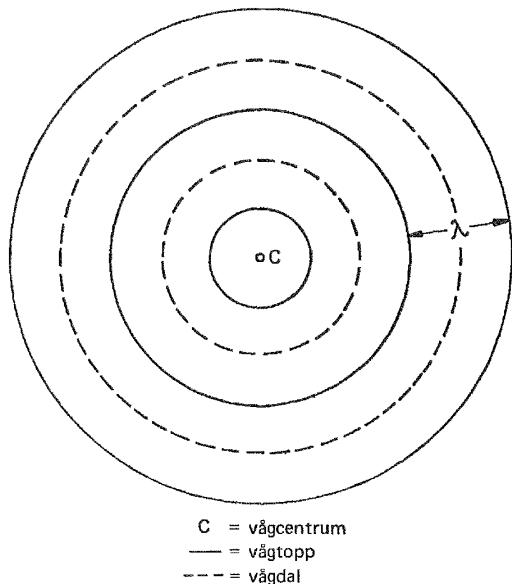


Bild 1.12: Vågutbredning på en yta

Bild 1.11 visar vågor längs en linje. När änden av en tråd sätts i pendling med en frekvens f , så kommer till sist hela tråden i svängning med den frekvensen. Den pendling, som först skapades, vandrar längs tråden med utbredningshastigheten v . Våglängden är λ (lambda), som är avståndet mellan två närliggande punkter med samma svängningsläge och svängningsriktning.

1.5.2.2 Vågutbredning på en yta

Bild 1.12 visar vågutbredning på en yta. När ett föremål släpps genom en vätskeyta, så bildas vågor som breder ut sig som cirklar i varandra (koncentriska).

De punkter på vågen, som för ögonblicket har samma svängningsläge, och är lika långt från energikällan, kallas för vågfront.

Sambandet mellan utbredningshastighet v , våglängd λ och frekvens f är:

$$v = \lambda \cdot f \quad v \text{ [m/s]} \quad \lambda \text{ [m]} \quad f \text{ [Hz]}$$

Exempel: När våglängden $\lambda = 2$ [m] och antalet svängningar per sekund $f = 10$ [Hz], så breder vågen ut sig med hastigheten $v = 20$ [m/s].

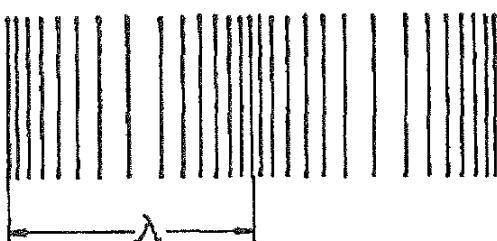


Bild 1.13: Vågutbredning i rummet

1.5.2.3 Vågutbredning i rummet

Bild 1.13 visar vågutbredning i rummet.

Ljud är energi i form av tryckvågor i luften. När en mekanisk kropp sätts i svängning (stämgafla, dricksglas etc), överförs svängningarna till den omgivande luftmassan som börjar att svänga med. I luftmassan bildas det omväxlande över- och undertryckszoner, som breder ut sig åt alla håll. De mekaniska svängningarna i ljudkällan omvandlas alltså till tryckvågor.

Det mänskliga örat uppfattar tryckvågor inom frekvensområdet ca 15–18 000 Hz som ljud. Dessa vågor kallas ljudvågor. Utbredningshastigheten för ljudvågor är $v = \text{ca } 340 \text{ m/s}$ vid 15°C och normalt lufttryck.

1.5.3 Elektromagnetiska fält

HAREC a.1.5.2

Tabell 1.1 visar elektromagnetiskt spektrum. I detta avsnitt görs i huvudsak endast jämförelse mellan ljusvågor och radiovågor, vilka båda är elektromagnetisk strålning. Hur ett elektromagnetiskt fält frigörs från en ledare framgår av kapitel 8.

Elektromagnetiska fält är energi, som är sammansatt av mycket snabbt svängande elektriska och magnetiska fält. När elektrisk ström genom en ledare ändras i styrka bildas ett magnetfält omkring ledaren. Detta magnetfält alstrar en elektromotorisk kraft (EMK), som är motriktad den som driver fram strömmen. Magnetfältet motverkar således strömändringen. På liknande sätt alstrar en ändring av magnetfältet omkring ledaren en EMK i form av ett elektriskt fält. Detta driver en motriktad ström och därmed ett motverkande magnetiskt fält.

Både det elektriska och det magnetiska fältet har således alstrats av ändringar i det andra och existerar därför bara tillsammans.

De båda fälten kombineras till ett elektromagnetiskt fält, som har egenskapen att kunna stråla (breda ut sig) i alla tre dimensioner. Beroende på frekvensen har elektromagnetiska fält olika egenskaper och användning, vilket framgår av bilden.

1.5.3.1 Ljusvågor

Ögat uppfattar elektromagnetisk strålning bara inom ett visst frekvensområde som ljus. Ljusets utbredningshastighet beror av vilket material, som det passerar igenom. I vakuum är hastigheten störst, $c = 299\,792\,458$ [m/s] (= ca $3 \cdot 10^8$ [m/s]) [19].

I tätare ämnen är hastigheten lägre, till exempel i glas ca $200\,000\,000$ m/s. Det för människan synliga ljuset har våglängder mellan $7,7 \cdot 10^{-7}$ och $3,9 \cdot 10^{-7}$ [m], motsvarande 7,7 till 3,9 tiotusendels mm.

Sambandet mellan ljusets utbredningshastighet c i vakuum, frekvensen f och våglängden λ är

$$c = \lambda \cdot f \quad c \text{ [m/s]} \quad \lambda \text{ [m]} \quad f \text{ [Hz]}$$

1.5.3.2 Radiovågor

Även radiovågor är elektromagnetisk strålning, men inom ett lägre frekvensområde än det för ljus. Men utbredningshastigheten för radiovågor genom olika material följer ändå samma lagar som de för till exempel ljusets utbredning.

Radiovågor anses omfatta ett frekvensområde från ca 10 kHz ($\lambda = 30$ [km]) till 300 GHz ($\lambda = 1$ [mm]).

Rundradio tilldelas frekvenser i intervallet 100 kHz till 1000 MHz. Amatörradio tilldelas ett antal frekvensområden i intervallet 136 kHz till 250 GHz.

Att märka är att elektromagnetiska fält, som sagts ovan, förekommer så långt ner i frekvens som ett fåtal kHz. Detta ska självklart inte förväxlas med ljudtryck med samma frekvens.

1.5.3.3 Egenskaper hos elektromagnetiska vågor

Elektromagnetiska vågor med högre frekvens än radiovågor uppfattas som värmestrålning, vågor med ännu högre frekvens som ljus etc., men fortfarande är huvudegenskaperna samma. Som exempel kan nämnas polariserade vågor. Dessutom kan man finna motsvarigheten till sådana egenskaper såsom interferens och överlagring även i andra vågtyper, till exempel i ljud.

1.5.4 Vågpolarisation

HAREC a.1.5.3

Bild 1.14 visar polarisation av elektromagnetiska vågor.

1.5.4.1 Vågor längs en linje (tråd e.d.)

En vågrörelse i ett plan kallas linjärt polariserad. Om änden på en horisontell tråd sätts i rörelse uppåt- nedåt, uppstår på tråden en linjärt polariserad vågrörelse i vertikalplanet – vertikal polarisering. Om tråden sätts i rörelse höger-vänster kommer dess svängning att vara horisontellt polariserad. Om tråden sätts i svängning i ett plan och detta plan ständigt vrider sig, kommer även vågrörelsen utmed tråden att vrinda sig. En vågrörelse, vars polarisering vrider sig roterar – kallas för cirkulärt polariserad. Vridning mot- respektive medurs kallas för vänster- respektive högervriden polarisering.

1.5.4.2 Elektromagnetiska vågor

De magnetiska och elektriska fälten omkring en ledare är vinkelrätt orienterade mot varandra. Det elektromagnetiska fält som de bildar tillsammans bildar en vågfront som är vinkelrätt orienterad mot dem.

Polariseringsriktningen för en elektromagnetisk våg definieras som den riktning dess elektriska fält har:

- vertikalt elektriskt fält – vertikal polarisering
- horisontellt elektriskt fält – horisontell polarisering.

Frekvens	Våglängd	Egenskaper/ användning
300 Hz	100 mil	
1 kHz	300 km	ULF
3 kHz	100 km	
10 kHz	30 km	VLF
30 kHz	10 km	
100 kHz	3 km	LF
300 kHz	1 km	
1 MHz	300 m	MF
3 MHz	100 m	
10 MHz	30 m	HF
30 MHz	10 m	
100 MHz	3 m	VHF
300 MHz	1 m	
1 GHz	300 mm	UHF
3 GHz	100 mm	
10 GHz	30 mm	SHF
30 GHz	10 mm	
100 GHz	3 mm	EHF
300 GHz	1 mm	
1 THz	300 μ m	Infrarött
3 THz	100 μ m	ljus
10 THz	30 μ m	(värmestrålning)
30 THz	10 μ m	
100 THz	3 μ m	
300 THz	1 μ m	Synligt ljus
1 PHz	300 nm	
3 PHz	100 nm	Ultraviolett
10 PHz	30 nm	ljus
30 PHz	10 nm	
100 PHz	3 nm	Röntgenstrålning
300 PHz	1 nm	
1 EHz	300 pm	
3 EHz	100 pm	
10 EHz	30 pm	Gammastrålning
30 EHz	10 pm	
100 EHz	3 pm	
300 EHz	1 pm	

Tabell 1.1: Elektromagnetiskt spektrum

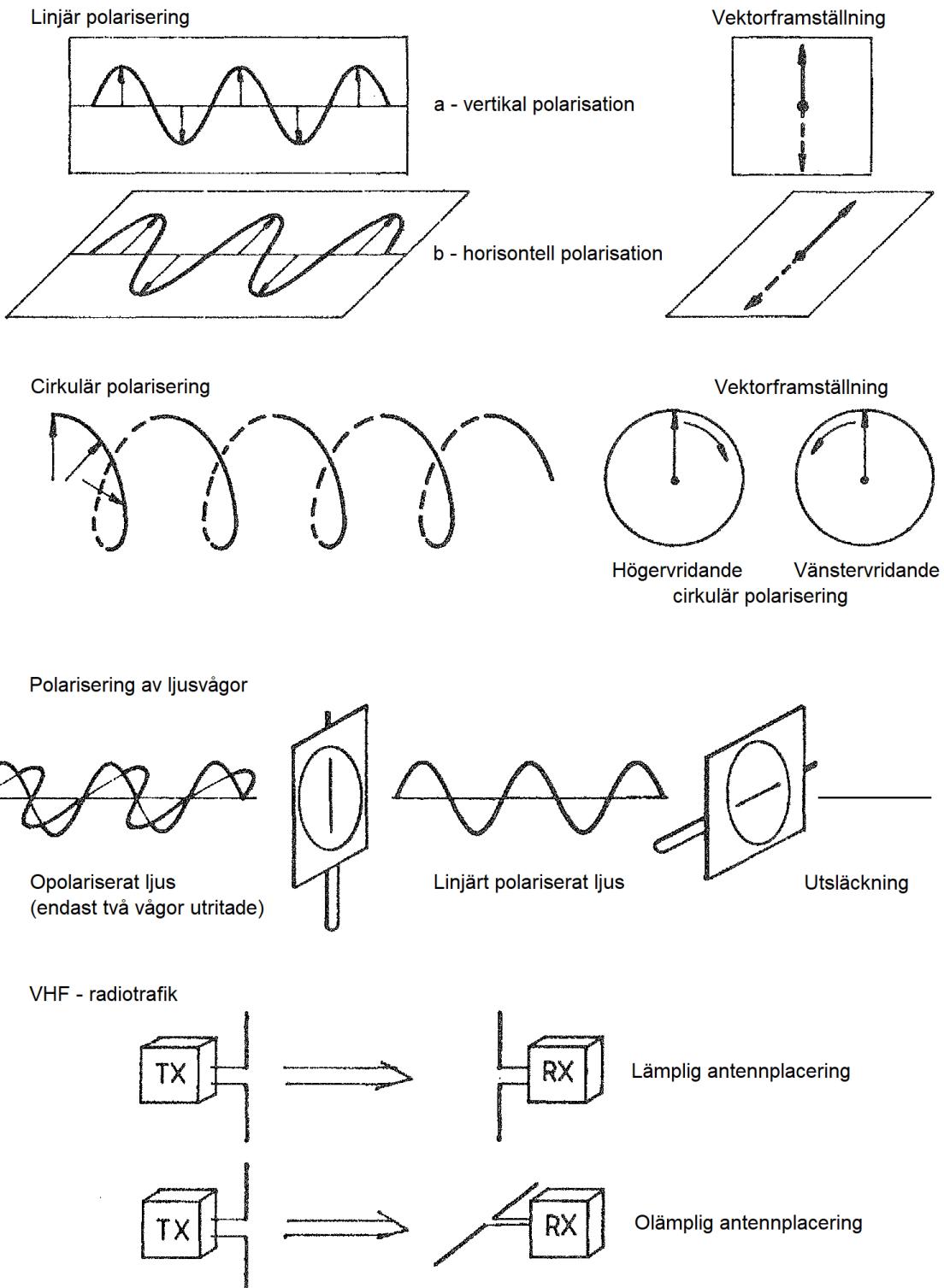


Bild 1.14: Polarisation av elektromagnetiska vågor

1.5.4.3 Ljusvågor

Ljus är elektromagnetiska vågor. När dagsljus, som för övrigt är opolariserat, belyser ett polariseringssfilter passerar endast de vågkomposanter genom filtret, som har samma polarisering som filtret.

När det polariserade ljuset därefter sänds mot ett efterföljande filter, passerar ljuset genom filtret endast när det har samma polarisering som ljuset. När de båda filtren är vridna 90° i förhållande till varandra, passerar inget ljus alls.

1.5.4.4 Radiovågor

Radiovågor är elektromagnetiska vågor inom det frekvensområde som lämpar sig för radiokommunikation.

Beroende på sändarantennens utformning avger den vågor med en polarisation. På samma sätt är en mottagarantenn mest mottaglig för vågor med en viss polarisation. Överföringsförlusterna blir lägst mellan antenner med samma polarisation.

I det högre frekvensområdet för radio (VHF, UHF, SHF) är polariseringssvridning under överföringen mindre vanlig. Genom att utforma antennerna med horisontell, vertikal eller cirkulär (höger- alternativt vänstervriden) polarisation fås överföringsegenskaper för olika syften.

Cirkulärt polariseraade antenner ger lägst överföringsförluster när polariseringensriktningen är lika i sändar- och mottagarantennen.

I det lägre frekvensområdet för radio (HF och lägre) utnyttjas oftast rymdvågsutbredning. Eftersom de utsända vågorna då reflekteras mot jonsfärskiktet, uppstår polariseringssvridningar som inte kan förutses. Då är det en fördel att kunna växla mellan antenner med olika polarisation.

1.5.5 Våginterferens

Bild 1.15 visar våginterferens. När vågor från olika energikällor blandas med varandra (överlagras), kommer de att antingen samverka eller motverka. Beroende av det tidsmässiga läget mellan vågorna och deras amplituder blir resultatet en förstärkning eller en försvagning. Om har samma frekvens och lika stora, motrikta amplituder, så uppstår en utsläckning, vilket kallas fädning (eng. *fading*).

Denna vågmekanism är liknande i gaser (luft), vätskor, elektromagnetiska fält etc. Ett försök kan göras med en stämgafla som man slår an och håller intill örat. När man vrider stämgaflen runt sin längdaxel, kommer avståndet mellan vart och ett av gaffelbenen och örat att variera. Då uppstår en växelvis med- och motverkan mellan tonerna från gaffelbenen och därmed varierande tonstyrka.

Detta fenomen utnyttjas bland annat i antenner för riktad sändning respektive mottagning av radiovågor.

1.6 Sinusformade signaler

HAREC a.1.6 HAREC a.1.6.1

Bild 1.16 visar alstring av en sinusformad signal. I detta avsnitt behandlas några grundbegrepp inom växelströmsläran. Förloppen framställs med vektor- och linjediagram. För närmare beskrivning används sådana begrepp som momentanvärde, toppvärde, topp-till-toppvärde, effektivvärde, fasläge, fasförskjutning och båghastighet.

1.6.1 Momentanvärde

HAREC a.1.6.2a

Momentanvärdet är storheten på en spänning u , en ström i etc. vid en viss tidpunkt t . (Storheter som ändrar sig som en funktion av tiden kännetecknas ofta med gemena bokstäver.)

Bild 1.16 visar en sinusformad växelpänning med frekvensen 50 Hz. Spänningen u är +230 V vid tidpunkten 2,5 milliseunder efter en positiv nollgenomgång. Efter totalt 5 ms uppnås toppvärdet u_{max} dvs. +325 V. Efter totalt 10 ms sker en negativ nollgenomgång. Efter totalt 12,5 ms är spänningen $-u$, dvs. -230 V osv.

1.6.2 Toppvärde eller amplitud

HAREC a.1.6.2b

Toppvärdet u_{max} är det högsta värdet över eller under noll. På bild 1.16 är de högsta värdena +325 V och -325 V.

1.6.3 Topp-till-toppvärde

Topp-till-toppvärde är summan av toppvärdena över och under noll. På bild 1.16 är detta värde 650 V.

1.6.4 Effektivvärde

HAREC a.1.6.2c HAREC a.1.6.2d

Effektivvärdet av en växelpänning u är det värde, som medför samma effektutveckling som en likspänning U .

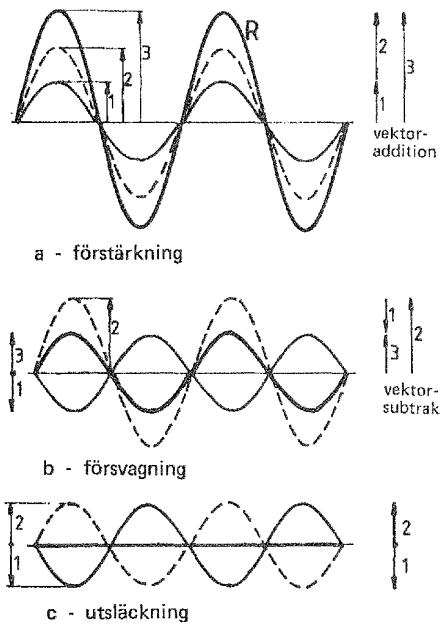
För ett sinusformat förlopp gäller följande samband mellan toppvärdet och effektivvärdet (det s.k. kvadratiska medelvärdet), vilket motsvarar amplituden vid vinklarna 45° , 135° , 225° och 270° .

$$U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \quad I = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} \quad (\sqrt{2} = 1,414)$$

1.6.5 Fasläge

Fasläget φ är när inom en period, som ett givet momentanvärde uppträder. Tidpunkten för varje momentanvärde motsvarar en andel av 360° elektriska grader. Till exempel uppnås värdet noll volt vid 0° , 180° och 360° ($= 0^\circ$).

ÖVERLAGRING AV TVÅ VÄGOR



FÖRSÖK MED STÄMGAFFEL

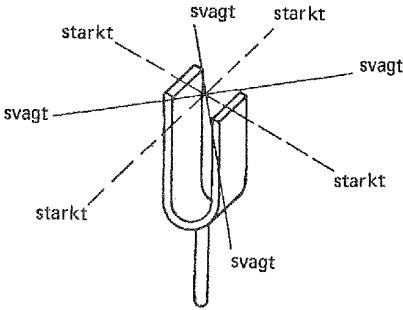


Bild 1.15: Våginterferens

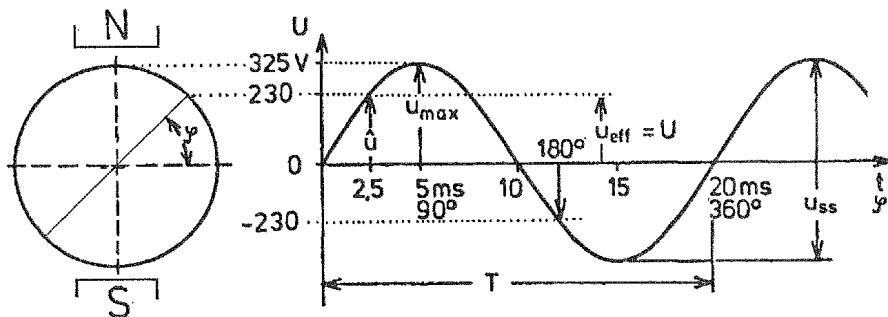


Bild 1.16: Alstring av en sinusformad signal

1.6.6 Bågmått

I beräkningar av växelströmskretsar används ofta inte vinkelmått för fasläget (gradtal) utan i stället begreppet bågmått.

I en så kallad enhetskrets med radien $r = 1$ motsvaras vinkelns 360° av en båge med längden $2 \cdot \pi \cdot r = 2 \cdot \pi \cdot 1 = 2\pi$ = omkretsen. Vid f perioder per sekund blir båglängden $= 2\pi f$. Denna storhet kallas båghastighet eller oftare vinkelhastighet och betecknas med ω (uttalas omega):

$$\omega = 2\pi f \quad [\text{rad/s}]$$

1.6.7 Period

HAREC a.1.6.3a

En period har passerat, när en storhet (spänning, ström osv.) återtagit samma tillstånd eller värde efter att ha gjort en fullständig växling, till exempel en hel pendelrörelse eller ett helt varv vid rotation.

1.6.8 Periodtid T

HAREC a.1.6.3b

Periodtid T är den tid som åtgår för att strömmen eller spänningen ska genomlöpa en period. Periodtiden är det inverterade värdet av frekvensen.

Måttenheten för periodtid är sekund [s].

$$\text{Periodtid } (T) = \frac{1}{f}$$

Exempel:

$$T_1 = \frac{1}{10} \text{ s} = 0,100 \text{ s} = 100 \text{ ms} \quad (f = 10 \text{ Hz})$$

$$T_2 = \frac{1}{50} \text{ s} = 0,020 \text{ s} = 20 \text{ ms} \quad (f = 50 \text{ Hz})$$

$$T_3 = \frac{1}{1000} \text{ s} = 0,001 \text{ s} = 1 \text{ ms} \quad (f = 1 \text{ kHz})$$

$$T_4 = \frac{1}{1000000} \text{ s} = 0,000001 \text{ s} = 1 \mu\text{s} \quad (f = 1 \text{ MHz})$$

1.6.9 Frekvens

HAREC a.1.6.4

Frekvens är antalet perioder per tidsenhet. Följande begrepp demonstrareras med hjälp av pendeln:

Period = en fullständig fram- och tillbakasvängning i ett system, till exempel pendelns väg mellan punkterna 2-3-2-1-2-3- osv.

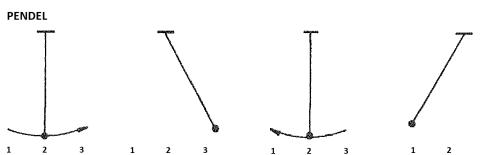


Bild 1.17: Pendel som illustration av frekvens

Bild 1.17 visar pendelrörelse som illustration av frekvens.

Periodtid T = tidsåtgången för en fullständig svängning. Amplitud A = den största avvikelsen från viloläget. Frekvens f = antal svängningar/tidsenhet. Sambandet mellan frekvensen f och periodtiden T är:

$$f = \frac{1}{T}$$

till exempel:

$$5[\text{Hz}] = \frac{1}{5} \quad [\text{sekunder}]$$

1.6.10 Enheten hertz

HAREC a.1.6.5

Mått enheten för frekvens är hertz [Hz]. I formler betecknas frekvensen med f .

1 Hz	= 1 period per sekund (p/s)
10 Hz	= 10 perioder per sekund
50 Hz	= 50 perioder per sekund
1000 Hz	= 10^3 Hz = 1 kHz (kilohertz)
1000 kHz	= 10^6 Hz = 1 MHz (megahertz)
1000 MHz	= 10^9 Hz = 1 GHz (gigahertz)

Nätfrekvensen för elkraft är i Europa 50 Hz. Andra nätfrekvenser förekommer, till exempel 60 Hz i USA och Japan. Frekvensområdet vid överföring av kvalitativt tal och musik, lågfrekvens LF, är mellan ca 16 Hz och 16 kHz. Frekvensområdet för talöverföring, till exempel över telefonlinjer eller kommunikationsradio, är ca 300 till 3000 Hz. Frekvensområdet för radioöverföring, högfrekvens HF, är i huvudsak mellan 50 kHz, så kallad långvåg, och 100-tals GHz, så kallad mikrovåg.

1.6.11 Fasförskjutning

HAREC a.1.6.6

Bild 1.18 visar vektorer och fasförskjutning. Med fasförskjutning menas tidsskillnaden mellan förlopp, till exempel spänningar och/eller strömmar. Fasförskjutningen mellan vektorerna kallas även fasvinkel och uttrycks som ett gradtal mellan 0 och 360°.

1.6.12 Vektorer

En spänning, ström, kraft osv. kan beskrivas som en vektor med en storhet och riktning. På bilden 1.18 har vektorerna X_L , R och X_C en inbördes fasförskjutning av 90° . De motsvarar spänningarna i en krets med en induktor, en resistor och en kondensator kopplade i serie, där den gemensamma strömmen är en sinus.

Antag att vektorerna roterar i ett oförändrat inbördes läge och med en vinkelhastighet av $\omega = 2\pi f$. Systemet roterar då $360^\circ = 2\pi$ radianer = 1 varv/period.

Vid varje tidpunkt har vektorsystemet uppnått en viss vridningsvinkel. Momentanvärdet på vektorernas spänningar avsätts till höger i bilden. Avståndet mellan en vektorspets och noll-linjen är vektorns momentana värde, som kan vara positivt eller negativt.

1.7 Icke sinusformade signaler

HAREC a.1.7

1.7.1 Grundton, övertoner och kantvågor

HAREC a.1.7.2 HAREC a.1.7.3 HAREC a.1.7.4b

Bild 1.19 visar en ren sinusvåg och övertonshaltig våg. Ett sinusformat förlopp med en enda frekvens – en enda ton – sägs vara spektralt ren. En sådan svängning kallas för grundton.

Varje signal som inte är sinusformad är sammansatt av flera sinussvängningar. Det är signalens grundton samt dess harmoniska övertoner, vilka kan ha 2, 3 osv. gånger högre frekvens än grundtonen. Den inbördes styrkan på grundton och övertoner avgör signalens form. Om signalen ligger inom det hörbara området, kan man märka hur den ändrar karaktär beroende på övertonshalten. Man kan säga att övertonerna modulerar grundtonen.

Bild 1.20 visar uppdelning av en signal i grundton och övertoner. Oscillatorsignalen i exemplet på bilden har 1 volts amplitud på grundtonen f_0 (1:a harmoniska), 0,7 volts amplitud på de 1:a övertonen (2:a harmoniska) och 0,2 volts amplitud på den 2:a övertonen (3:e harmoniska). Den totala amplituden blir emellertid inte summan av 1, 0,7 och 0,2 volt eftersom de olika delspänningarnas toppvärden inte uppträder samtidigt. I stället måste delspänningarna adderas vid varje tidpunkt för sig.

Bild 1.21 visar uppdelning av en fyrkantsvåg i grundton och övertoner.

Denna analys av vågor uppfanns av Jean-Baptiste Joseph Fourier (1768–1830) vid analys av värmeutbredning och vibration som presenterades 1822. Denna metod är kraftfull och har haft stort inflytande på vetenskapen och utvecklingen både som matematiskt verktyg och som praktiskt analys med spektrumanalysatorer och vid modern modulation och demodulation. Man pratar om *fourieranalys* (eng. *Fourier analysis*) och *fouriertransform* (*FT*) för omvandling från tid till frekvens och *invers fouriertransform* för omvandling från frekvens till tid. För tidsdiskret

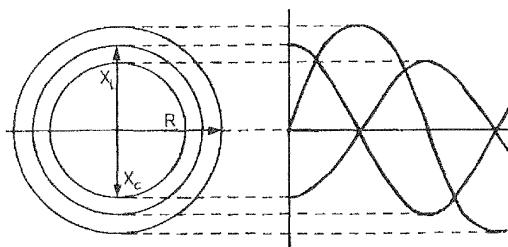


Bild 1.18: Vektorer och fasförskjutning

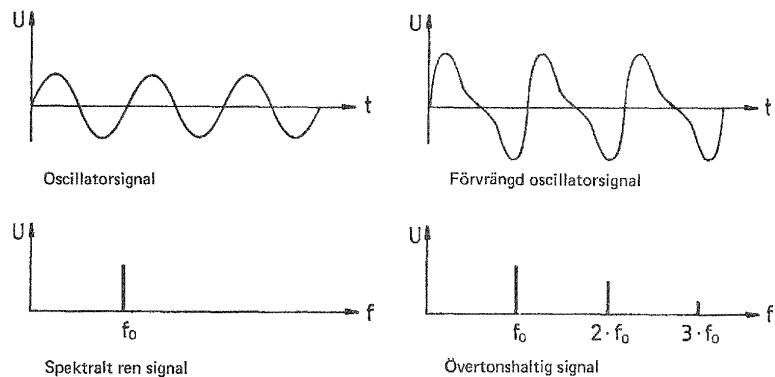


Bild 1.19: Ren sinussvåg och övertonshaltig våg

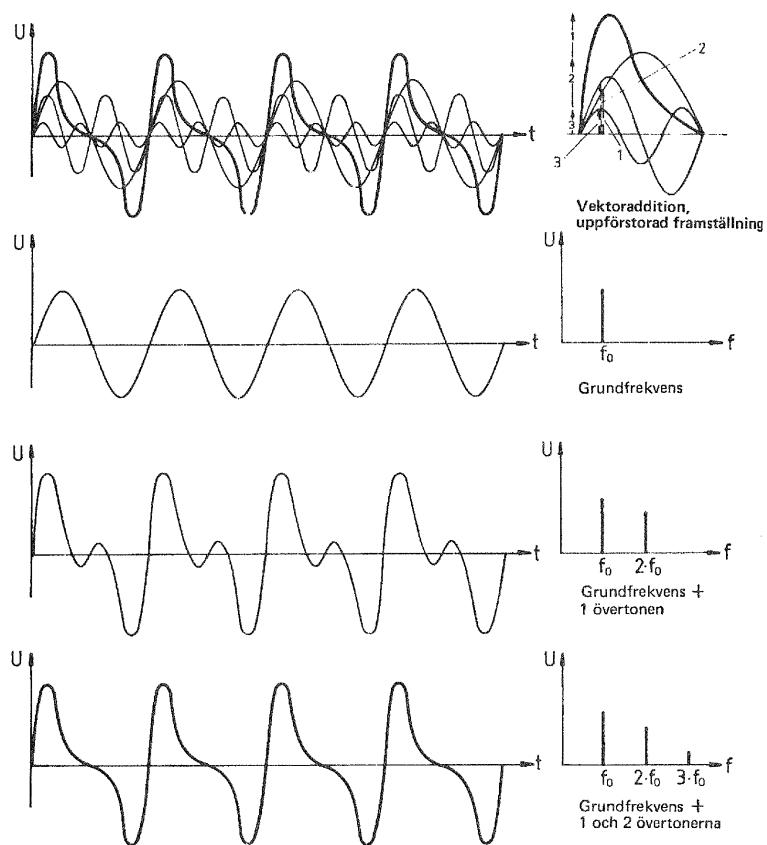


Bild 1.20: Uppdelning av en signal i grundton och övertoner

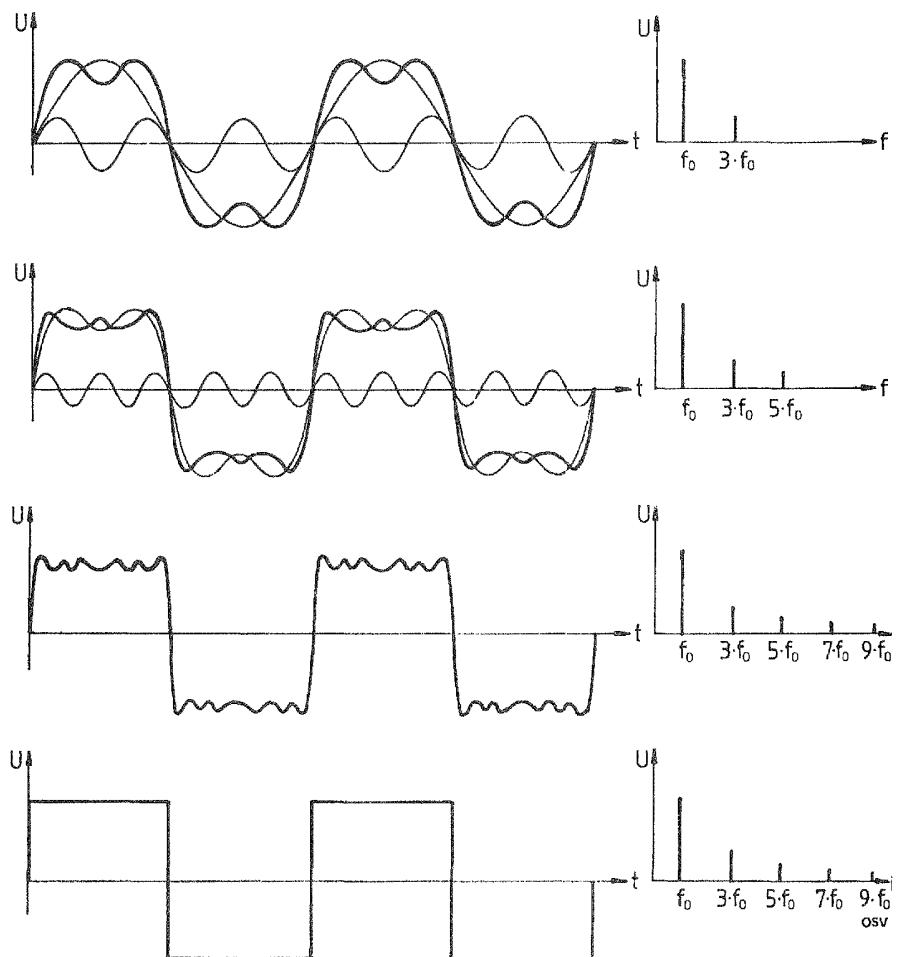


Bild 1.21: Uppdelning av en fyrkantsvåg i grundton och övertoner

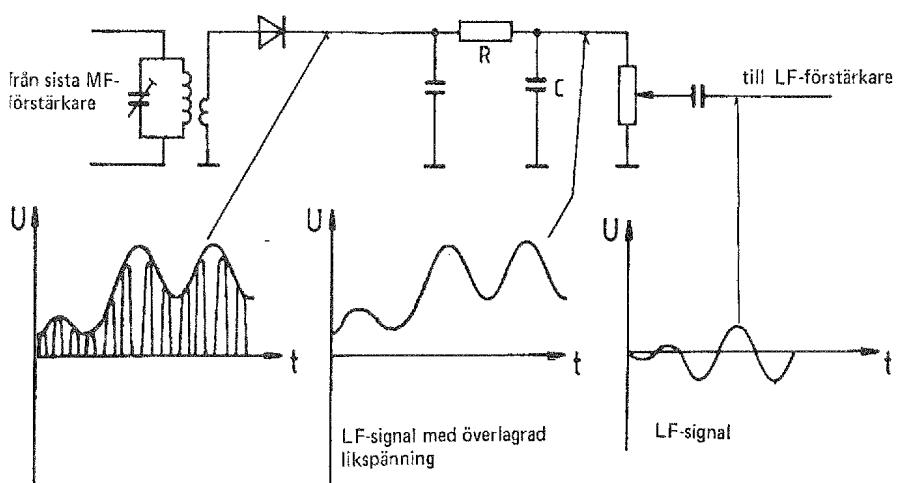


Bild 1.22: Överlagrade spänningar

(samplad) form är termerna *diskret fouriertransform* (*DFT*) och *invers diskret fouriertransform* (*IDFT*) respektive. Senare optimeringar av beräkningar har resulterat i *Fast Fourier Transform* (*FFT*) och *Inverse Fast Fourier Transform* (*IFFT*).

Det finns olika karaktärer av förlopp såsom sinusvåg, triangelvåg, sågtandsvåg, fyrkantsvåg och så vidare.

Fyrkantsvågen är sammansatt av sinusvågor med grundfrekvensen och dess udda övertoner, varvid amplituderna fördelar sig som $1/1, 1/3, 1/5, 1/7, 1/9, 1/11$ osv. Teoretiskt når övertonsspektrum upp till oändligt höga frekvenser, medan de motsvarande amplituderna minskar till oändligt små värden.

En ideal fyrkantsvåg, vilken inte kan uppnås i praktiken, skulle bestå av ett oändligt antal udda övertoner med fallande amplitud. Ju fler av de högre övertonerna som filtreras bort, desto mer lutar fyrkantsvågens flanker, desto rundare blir hörnen på vågen och desto vågigare blir kurvans topp.

1.7.2 Överlagrade spänningar (likspänningsskomposant)

HAREC a.1.7.4a

Bild 1.22 visar överlagrade spänningar. I signalkretsar förekommer det mycket ofta, att växelspänning överlägras på likspänning eller omvänt. Likspänningen kallas då för likspänningsskomposant. Olika åtgärder behövs för att överlägra spänningar på varandra och att sedan skilja dem åt.

Bilden visar ett avsnitt av en AM-mottagare. Från vänster hämtas en AM-modulerad signal från MF-förstärkaren för att demoduleras, det vill säga för att återvinna den modulerande LF-signalen. MF-signalen halvvågslikriktas. Kvar blir den positiva delen av MF-signalen och den modulerande LF-signalen, sammanlagrade. LF-signalen ska nu skiljas ut och förstärkas. Alltså filtreras MF-komposanten bort. Kvar blir LF-signalen, men överlagrad på en likspänning. Likspänningen stoppas och kvar blir slutligen LF-signalen som förstärks.

1.7.3 Brus

HAREC a.1.7.5 HAREC a.7.19

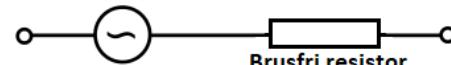
1.7.3.1 Termiskt brus

Resistorer och resistans, i alla dess former, uppvisar en egenskap av en varierande spänning även när ingen ström går genom motståndet. Denna extra spänning innehåller ett brett spektrum av toner, men är också ett tätt spektrum, sådant att ingen enskild ton kan särskiljas från någon annan. Istället för att tänka sig en grundton och dess övertoner med ingen energi emellan dem så är det istället ett kontinuerligt spektrum med oändligt många toner. Detta spektrum begränsas dock av bandbredden.

Man kallar detta spektrum i daglig tal för *termiskt brus* (eng. *thermal noise*), eftersom det beror på



$$\text{Spänning } e_n = \sqrt{4kTB}$$



$$\text{Ström } i_n = \sqrt{\frac{4kTB}{R}}$$

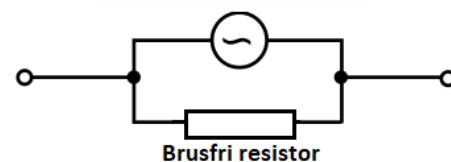


Bild 1.23: En resistor kan ses ha brusekvivalenter som spänning eller ström

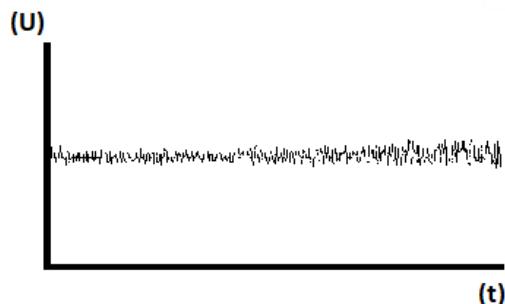


Bild 1.24: Brus innebär en ostabilitet över tid

temperaturen hos motståndet, eller *Johnson noise*, efter J. B. Johnson som 1928 fann att detta brus fanns i alla ledare [26]. Brus skapar en variation i spänning och ström, som illustreras i bild 1.24.

I dagligt tal pratar man dock bara om *vitt brus* (eng. *white noise*) eller *brus*. Med vitt brus menas brus som inte ”färgats”, och det betyder i det här sammanhanget att det har samma amplitud för alla frekvenser, så som illustreras i bild 1.25. I praktiken är allt brus begränsat med bandbredden på kanalen, men man betraktar det som vitt inom kanalen om det är jämnt inom bandet.

Effekten P_n av detta brus beror på Boltzmanns konstant $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$, den absoluta temperaturen T i kelvin samt bandbredden B i hertz och anges enligt formeln:

$$P_n = kTB$$

Varje motstånd med den absoluta temperaturen T kan modelleras som att ha en ekvivalent spänning e_n och ström i_n för resistansen R , så som illustreras i bild 1.23 är

$$e_n = \sqrt{4kTB} \quad i_n = \sqrt{\frac{4kTB}{R}}$$

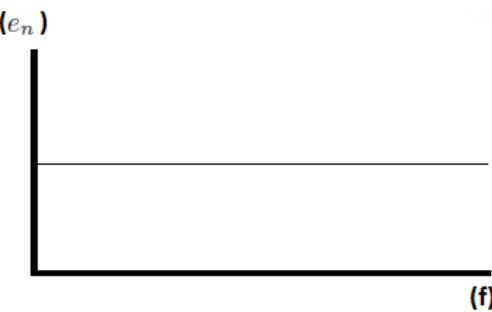


Bild 1.25: Brus innehåller alla frekvenser, vitt brus har samma amplitud

1.7.3.2 Brusbredd

Medan vi initialt antagit att brusets bandbredd är för frekvenser från DC till övre gränsfrekvensen, är det inte nödvändigt. Formeln är även relevant för bruset på ett band och bandbredden för det bandpassfilter vi har för att enbart lyssna på detta band.

Exempelvis behöver tal på SSB hantera 300 Hz till 3 kHz, det vill säga 2,7 kHz bandbredd, och därmed kommer även mottagarens bandbredd att behöva vara så stor. Vi kommer då att ta emot brus för motsvarande bandbredd. Ett filter för telegrafi kan till exempel vara 350 Hz och kommer därmed också att ha ett motsvarande förhållande lägre bruseffekt.

Detta är dock en förenkling, eftersom filtret inte filtrerar med branta kanter och är helt plant. Filtrets egentliga brusbredd beror på hur filtret filtrerar över alla frekvenser och summan av dessa. Beroende på typ av filter behövs därför en korrigeringsfaktor från den normala bandbredden till brusbredden. För ett normalt 12 dB/oktav lågpassfilter är korrigeringsfaktorn 1,22.

1.8 Modulation

HAREC a.1.8

1.8.1 Allmänt

Modulera (lat. *modulari*, rytmiskt avmäta, eng. *modulate*) är att med hjälp av en oftast högfrekvent elektrisk signal (bärvågen) överföra informationen i en lågfrekvent signal. På så sätt kan lågfrekvens, till exempel tal och musik, först omvandlas till en elektrisk signal, som får påverka (modulera) en högfrekvent elektrisk signal. Denna modulerade signal strålas ut från antennen som ett elektromagnetiskt fält.

Den signal som innehåller informationen kallas *modulerande signal*, *basband* eller *underbärvåg*.

Den signal som informationen överförs till kallas *modulerad signal*, *bärvåg* eller *huvudbärvåg*.

1.8.2 Modulationssystem

Den största gruppen av modulationssystem är definierad med avseende på hur huvudbärvågen är modulerad. Vanligast är då amplitud- och vinkelmodulation. Av vinkelmodulation finns främst två slag, frekvensmodulation och fasmodulation. Därutöver finns system för pulsmodulation.

1.8.3 Sändningsslag

Sätten att modulera kallas *sändningsslag*. Gemensamt för sändningsslagen är att en givare – det kan vara en mikrofon, en telegrafnyckel, en fjärrskriftsmaskin, en dator, en TV-kamera – alstrar en analog eller digital signal. Denna styr underbärvågen så att huvudbärvågen moduleras med den avsedda informationen och sänds ut.

Det enklaste sändningsslaget får anses vara morse-telegrafi med ”nycklad bärvtåg”. Då förekommer bara två tillstånd, nedtryckt och icke nedtryckt telegrafnyckel, dvs. antingen bärvtåg med någon varaktighet eller ingen bärvtåg alls. Kombinationer av bärvtågselement med olika längd motsvarar skrivtecken.

För att återge tal, musik etc. behövs en noggrannare tillståndsstyrning av bärvtågen. Det innebär att bärvtågen måste moduleras av en underbärvåg och att denna motsvarar lufttrycksvariationerna i ljudet.

1.8.4 Kännetecken för modulerade signaler

HAREC a.1.8.5

Bild 1.26 illustrerar modulerade signaler. En modulerad signal kännetecknas av dess amplitud, frekvens och fasläge.

Vid *amplitudmodulation* påverkas huvudbärvågens amplitud, så att den i varje tidpunkt motsvarar den modulerande signalens variation.

Vid *frekvensmodulation* påverkas huvudbärvågens frekvens, så att den i varje tidpunkt motsvarar den modulerande signalens variation.

Vid *fasmodulation*, som är besläktad med frekvensmodulation, påverkas i stället för frekvensen huvudbärvågens fasläge i förhållande till en referenssignal, så att fasläget i varje tidpunkt motsvarar den modulerande signalens variation.

Frekvens- och fasmodulation liknar varandra och kan sammanfattas som vinkelmodulation, eftersom fasvinkeln mellan bärvtågens spänning och ström varierar i både fallen.

Vid *pulsmodulation* används pulståg (korta upprepade bärvtågspaket), till exempel pulsamplituds-, pulsängds-, pulsläges- och pulskodmodulation. Pulskodmodulation används till exempel vid samtidig överföring av flera telesamtal på samma linje, bärvtåg etc.

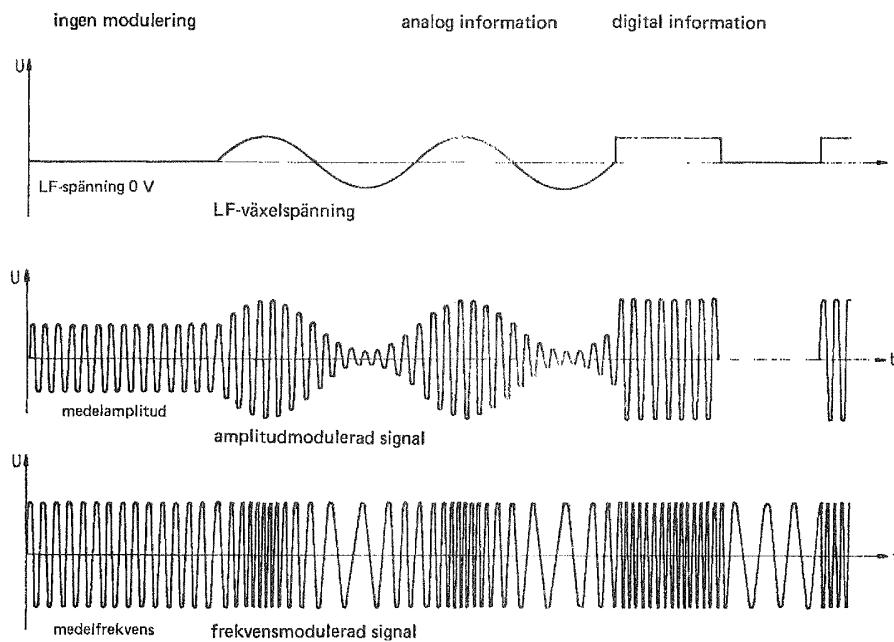


Bild 1.26: Modulerade signaler

1.8.5 Bandbredd vid olika sändningsslag

HAREC a.1.8.5

Varje radiosändning tar upp plats omkring den nominella bärvägsfrekvensen – tillsammans *bandbred- den*.

Radioamatören måste veta detta ”platsbehov”, främst för att inte sända utanför de frekvensband som är tilldelade för amatörradioanvändning, men även för att kunna umgås med annan trafik inom banden.

I alla sändningsslag ökar den använda bandbred- den med ökad modulation. Eftersom största *frekven- seffektivitet* alltid ska eftersträvas så upptar en sändare med kraftigare modulation än vad som behövs för en överföring alltid onödigt frekvensutrymme.

1.8.6 Beskrivningskod för sändningsslagen

Vid 1979 års radioförvaltningskonferens (WARC 79) i Geneve reviderades det internationella radioreglementet (RR), som i huvudsak trädde i kraft 1982. Där ingår bland annat ett nytt system för klassindelning och beteckning av sättet att utsända information över radio med mera. Reglementet har reviderats senare, men i detta stycke gäller det ännu.

Indelningen i *sändningsslag* behövs för att känne- teckna utsändningarna, till exempel i frekvenslistor, författningsar och föreskrifter. Indelningen är också av stort värde vid teknisk beskrivning av apparater och system för radiokommunikation.

Emellertid används av många även äldre benämningar, vilka lever kvar i litteraturen, i märkning av manöverdonen på sändare och mottagare.

Dessa äldre benämningar är dock inte entydiga och skapar lätt missförstånd, varför beskrivningskoden enligt WARC 79 bör användas för tydlighetens skull.

Här följer avkortade koder enligt WARC 79 för några av de sändningsslag som amatörer använder mest, samt för jämförelse även de benämningar som fortfarande används jämsides (se vidare i bilaga E).

NON Bärväg utan modulerande signal. Ingen infor- mation.

A1A Bärväg med dubbla sidband. En enda kanal med kvantiserad bärväg. Ingen modulerande underbärväg. Telegrafi. Även kallat nycklad bärväg (CW).

A3E Linjärt modulerad huvudbärväg. Dubbla sid- band. En enda kanal med analog information. Telefoni. Även kallat amplitudmodulation (AM).

J3E Linjärt modulerad huvudbärväg. Ett sidband med undertryckt bärväg. En enda kanal med analog information. Telefoni. Även kallat enkelt sidband, Single Side Band (SSB).

F3E Vinkelmodulerad bärväg. Frekvensmodulering. En enda kanal med analog information. Telefoni. Även kallat frekvensmodulering (FM).

G3E Vinkelmodulerad bärväg. Fasmodulering. En enda kanal med analog information. Telefoni. Även kallat fasmodulering (PM).

Såväl A1A, A3E som J3E är sändningsslag där amplituden moduleras. Därför är termen *amplitudmo- dulation* inte tillräcklig för att beskriva flera likartade sändningsslag.

1.8.7 Modulerande signaler

HAREC a.1.7.1

1.8.7.1 Basband

Basband är ett frekvensområde för en modulerande signal. Det finns ett basband för alla slags modulerande signaler, vare sig de är analoga eller digitala. Det kan finnas mer än ett basband i en komplett modulationsprocess. Till exempel är en nycklad ton, som går till sändaren genom mikrofoningången, dess analogas basband medan nycklingspulserna till tongeneratorn är dess digitala basband.

Bild 1.27 illustrerar modulerade signaler. Ett vanligt sätt att överföra information över radio är med telefon, det vill säga tal.

Frekvensområdet 300–3000 Hz räcker för god förståelighet av tal. Dels är örat känsligast inom det området och dels finns där den mesta energin i talet.

Mikrofonen tar upp de lufttrycksvariationer som uppstår när man talar och omvandlar dem till elektriska svängningar. Svängningarna varierar mellan positiva och negativa spänningsvärdet.

Försök

1. Anslut en mikrofon till ett oscilloskop och studera spänningsförloppen för olika slags ljud, toner, tal osv. som funktion av tiden. På bilden är dessa svängningar mycket förenklade, till exempel sinusformade.
2. Anslut en högtalare och ett oscilloskop till en LF-generator, vars frekvens och amplitud kan ändras. Lyssna på ljud med låg och hög frekvens samt på svaga och starka ljud. En baston har låg frekvens och en diskantton har hög frekvens. En svag ton har liten amplitud och en stark ton har stor amplitud.

1.8.8 Sändningsslaget A3E (AM)

HAREC a.1.8.2 HAREC a.1.8.6b HAREC a.1.8.7b

Bild 1.28 visar frekvensspektrum av en signal vid amplitudmodulation med

- a. en sinuston,
- b. en blandning av tre sinustoner,
- c. ett frekvensspektrum.

Försök

Modulera en A3E-sändare med en 3 kHz-signal. Med en mottagare utrustad med ett smalt filter för telegrafi, kan man urskilja och påvisa bärvägen och de båda sidbanden.

1.8.8.1 A3E-modulation med en ton

Bild 1.29 visar A3E-modulation med toner av olika styrka och frekvens. En omodulerad bärväg har konstant amplitud. En amplitudmodulerad signal är i grunden resultatet av svävning mellan frekvenser eller av icke linjär blandning av frekvenser. När bärväg och basband blandas är särskilt tre blandningsprodukter av intresse.

Dessa är:

- bärvägen
- det lägre sidbandet (förkortat LSB)
- det övre sidbandet (förkortat USB).

AM-signalen består således inte bara av bärvägsfrekvensen f_{HF} utan även av övre och nedre sidofrekvenser, vilka är summan och skillnaden av bärvägsfrekvensen f_{HF} och den modulerande frekvensen f_{LF} . Alltså $f_{HF} + f_{LF}$ (övre sidofrekvens) och $f_{HF} - f_{LF}$ (undre sidofrekvens).

Eftersom tal inte bara omfattar en enda frekvens utan ett helt frekvensspektrum (ca 0,3–3 kHz) uppstår inte bara två sidofrekvenser utan två sidband, det lägre sidbandet (LSB, Lower Side Band) och det övre (USB, Upper Side Band).

LF-signalens frekvens bestämmer sidofrekvensens avstånd från bärvägen. Bandbredden på en amplitudmodulerad signal med full bärväg och två sidband är dubbelt så stor som den högsta modulerande LF-frekvensen: $b = 2 \cdot f_{LFmax}$

Om de modulerande LF-frekvenserna är mellan 0,3 och 3 kHz blir sändningens totala bandbredd 6 kHz.

LF-signalernas amplitud påverkar sidbandens och sidofrekvensernas amplitud. Vid maximal modulation (100 % modulationsgrad) varierar signalamplituden mellan noll och dubbla värdet av det för en omodulerad bärväg.

Som mest kan vardera sidbandet överföra en fjärdedel så mycket effekt som bärvägen, dvs. en sjättedel av den totalt utsända effekten. Då avger sändaren dubbelt så stor medeleffekt som utan modulation. Toppeffekten (PEP, Peak Envelope Power) är till och med fyra gånger så stor.

Slutförstärkaren och kraftförsörjningen måste dimensioneras för toppeffekten vid full modulation eller att modulationsgraden anpassas så att överbelastning inte sker.

1.8.8.2 Fördelar med A3E-modulation

En A3E-sändare är enkel jämfört med en J3E-sändare, vilken har en mer komplicerad signalbehandling.

1.8.8.3 Nackdelar med A3E-modulation

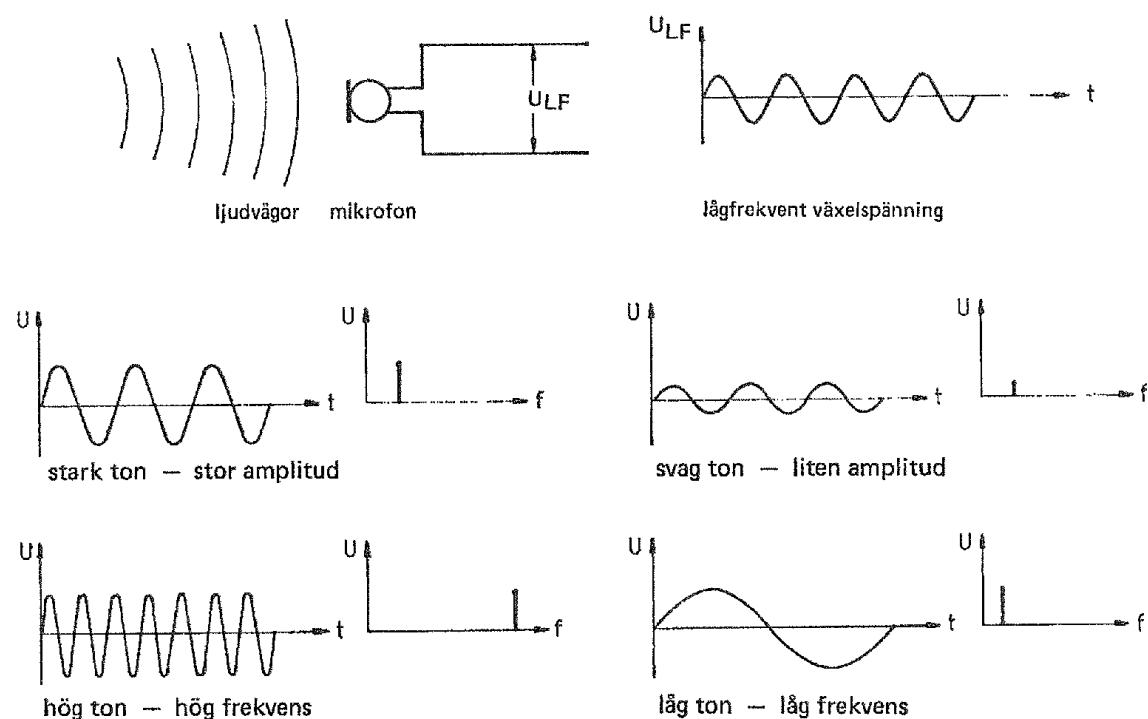
Eftersom samma information finns i båda sidbanden och ingen finns i bärvägen, så sänds effekten i bärvägen och ett av sidbanden ut till ingen nytta. I talpauser sänds endast bärvägseffekten och till ingen nytta. Även frekvensutrymme slösas bort. Då en annan, alltför närliggande sändares bärväg blandas med den egna, alstras interferstoner i mottagarna.

1.8.9 Sändningsslaget A1A (CW)

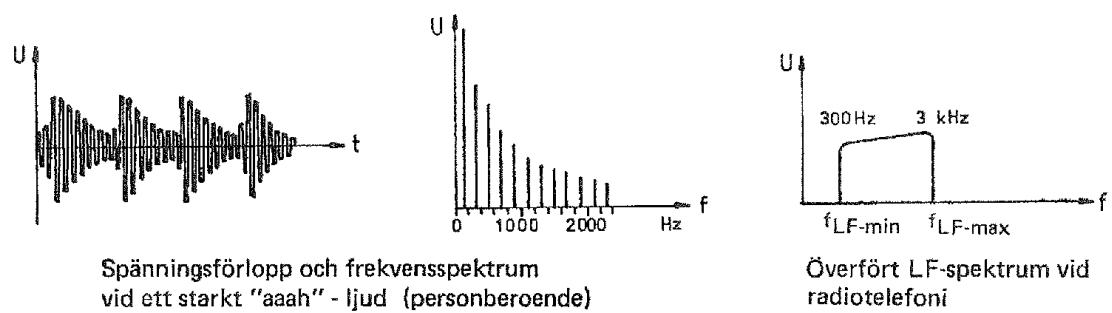
HAREC a.1.8.1 HAREC a.1.8.6a HAREC a.1.8.7a

Bild 1.30 visar amplitudmodulation med morse-tecken. Man kan överföra meddelanden med morse-telegrafi på olika sätt. Det enklaste sättet är att koppla in och ur sändarens bärväg i takt med teckendelarna

OMVANDLING AV LJUDVÄGOR TILL VÄXELSPÄNNING



LF-VÄXELSPÄNNING VID TAL



MORSETECKEN SOM DIGITAL INFORMATION

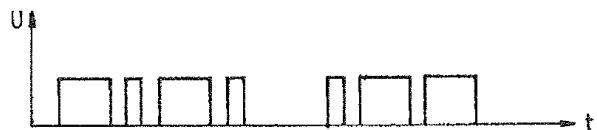


Bild 1.27: Modulerande signaler

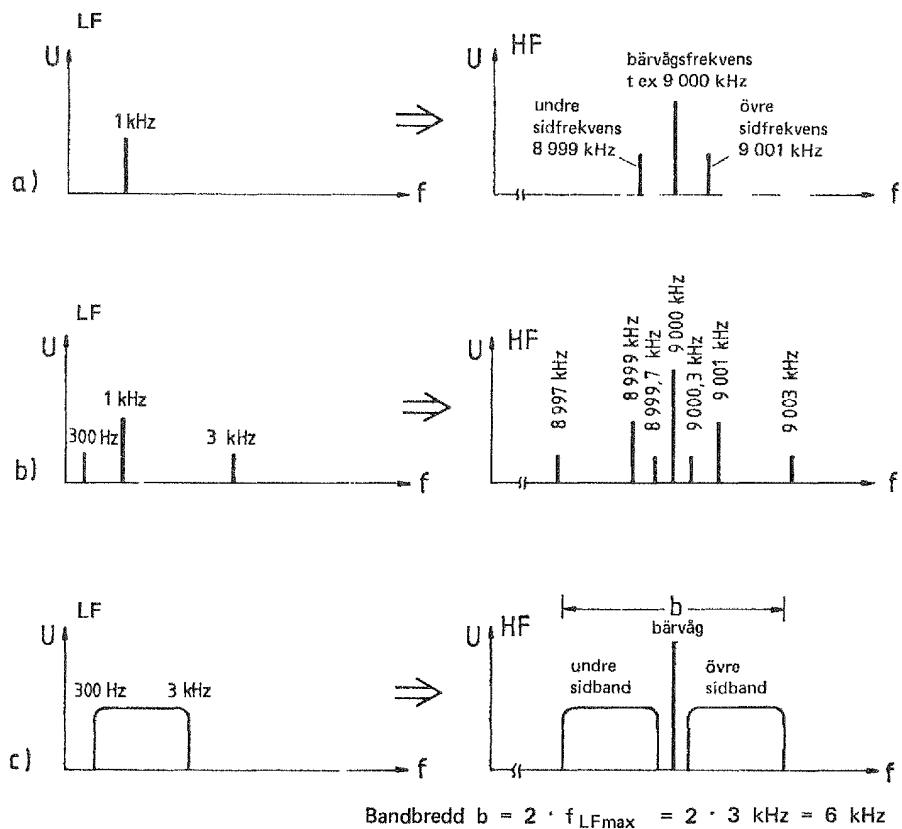


Bild 1.28: Sidband vid A3E-modulation

i morsecode. Man kan kalla det för bärvägstelegrafi. Förfarandet kallas sedan mycket länge även för CW (continuous waves), vilket egentligen anger att bärvägen svänger med konstant amplitud, om man bortser från att den nycklas. Detta står i motsats till de dämpade bärvägssvängningar som var fallet i sedan mycket länge förbjudna gnistsändare.

Fastän en sändare ”moduleras utan ton”, har den en viss bandbredd. Det beror på att den takt, som sändaren nycklas med, egentligen är en ton – låt vara med låg frekvens. Antag att sändaren nycklas med en serie korta morsecode. Vid telegraferingshastigheten 60 tecken/minut alstrar bärvägspulserna en kantvåg med frekvensen 5 Hz. Som tidigare beskrivits, består en sådan kantvåg av summan av sinussignaler med frekvenserna 5 Hz, 15 Hz, 25 Hz, 35 Hz och så vidare.

Det innebär att det uppstår sidofrekvenser över och under bärvägens frekvens och med ett avstånd till bärvägen av 5 Hz, 15 Hz, 25 Hz, 35 Hz osv. Telegrafsändaren har alltså liksom vid A3E en bandbredd, som dels står i förhållande till nycklingshastigheten och dels till ”kantigheten” på tecknen, vilket bestämmer övertonshalten i bärvägen. Vid så kallad mjuk nyckling kan den 9:e övertonen antas vara den högsta som uppfattas av en motstation. Med en nycklingsfrekvens av 5 Hz blir bandbredden inte större än $2 \cdot 10 \cdot 5 = 100 \text{ Hz}$.

En hård (kantig) och snabb teckengivning ökar bandbredden och kan resultera i att så kallade nycklingsknäppar kan uppfattas långt vid sidan om sänd-

ningsfrekvensen. Ju hårdare nycklingen är, desto längre bort från bärvägsfrekvensen hörs nycklingsknäpparna. Detta stör andra stationer.

Kännetecken för sändningsslaget A1A, telegrafi genom nycklad bärväg:

Mycket liten bandbredd, extremt gott utnyttjande av sändareffekten, stor överföringssäkerhet, lång räckvidd, enkla sändare.

1.8.10 Sändningsslaget J3E (SSB)

HAREC a.1.8.3c HAREC a.1.8.6c HAREC a.1.8.7c

1.8.10.1 Princip

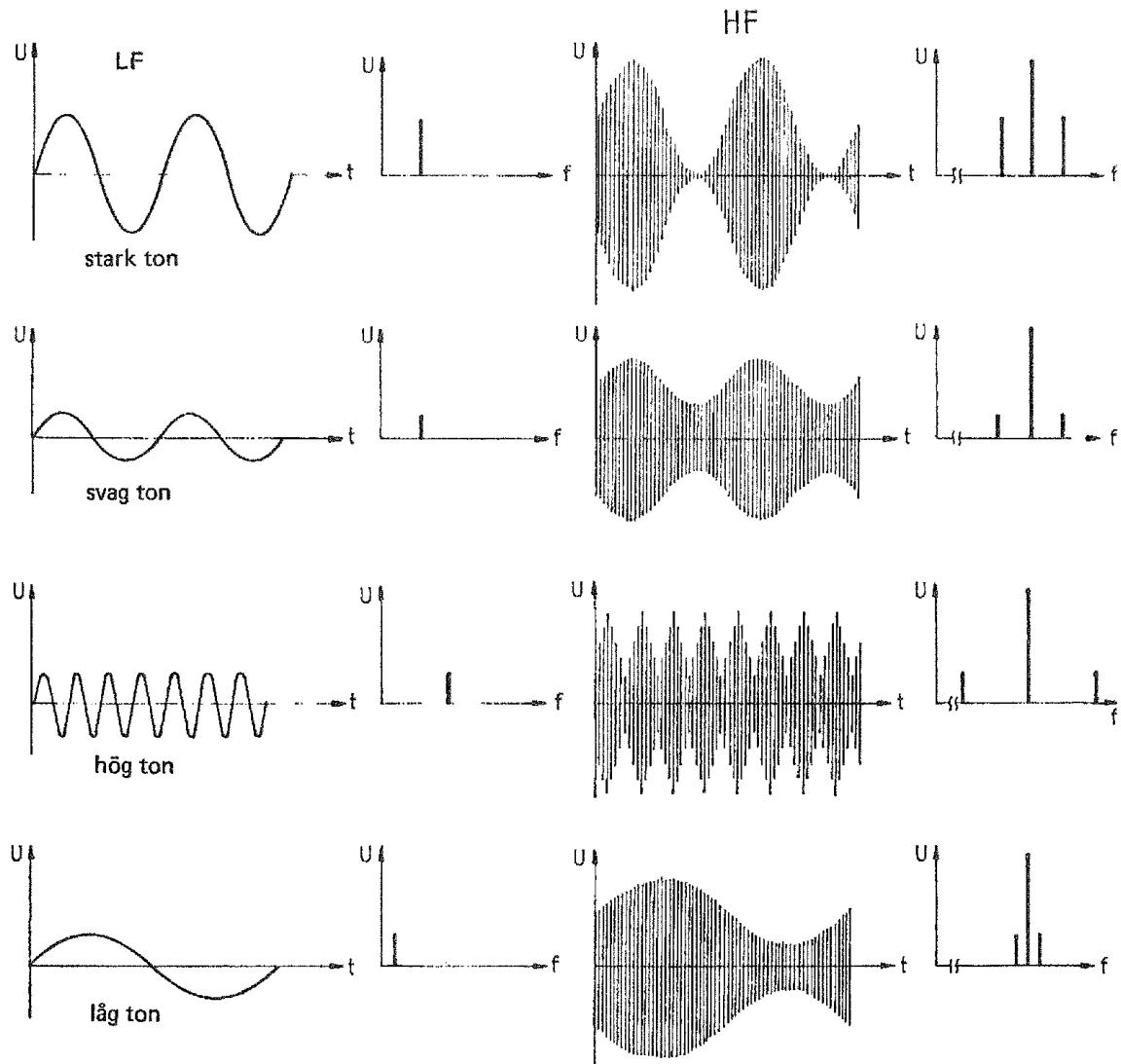
Som sagt är det onödigt att sända ut två sidband, eftersom båda innehåller samma information.

Signaler med endast ett sidband och undertryckt bärväg kan alstras på flera sätt. Numera är den så kallade filtermetoden i särklass vanligast och den enda som behandlas här.

Bild 1.31 illustrerar sidband vid DSB-modulation. Med filtermetoden blandas HF- och LF-signalerna i en speciell blandare. Där undertrycks båda dessa signaler medan blandningsprodukterna med deras summa- och skillnadsfrekvenser blir kvar, dvs. det övre och nedre sidbandet.

Utsignalen från blandaren benämns DSB-signal (Double Side Band). Till skillnad från i A3E-signalen saknas dock bärvägen i DSB-signalen. För att även undertrycka det ena sidbandet före sändningen följs

MODULERING MED EN SINUSTON



MODULERING MED TAL

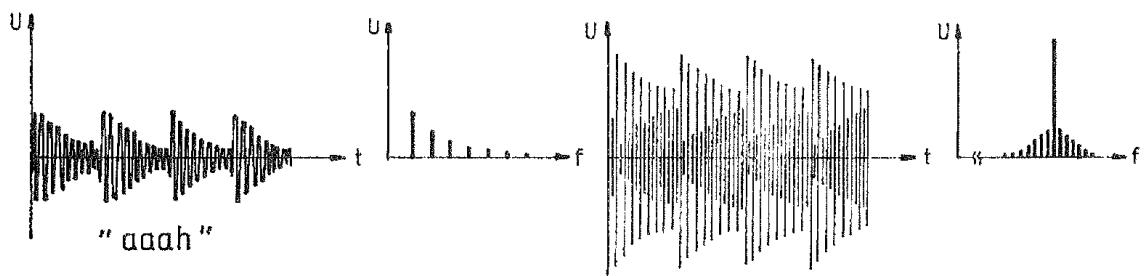
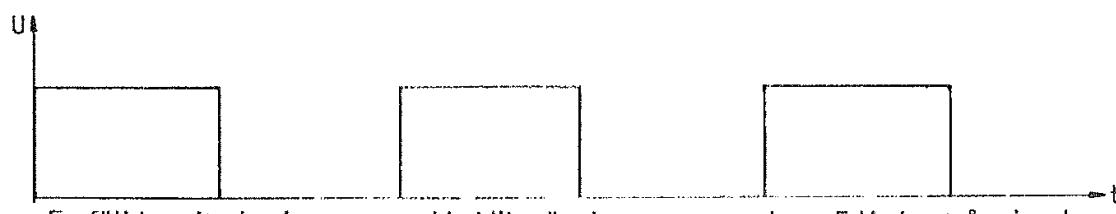
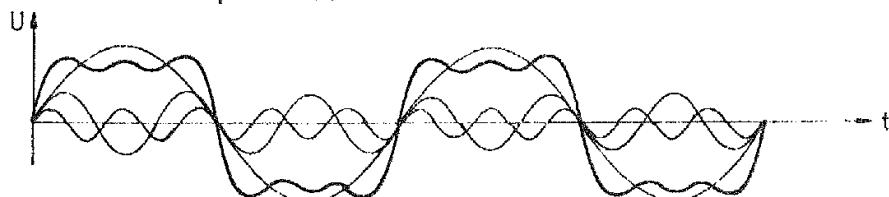


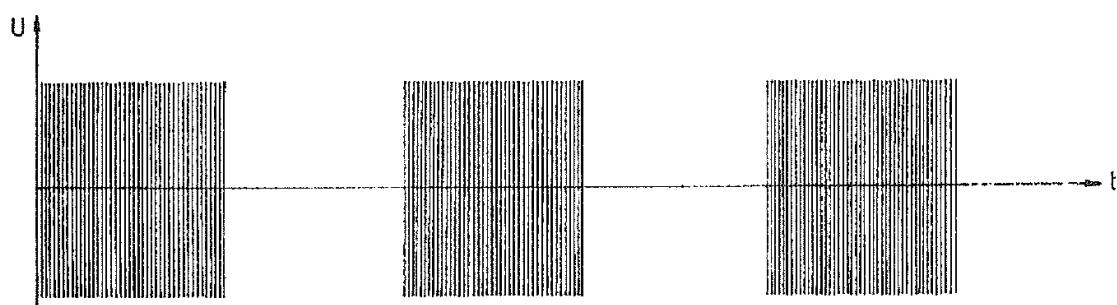
Bild 1.29: A3E-modulation med toner med olika styrka och frekvens



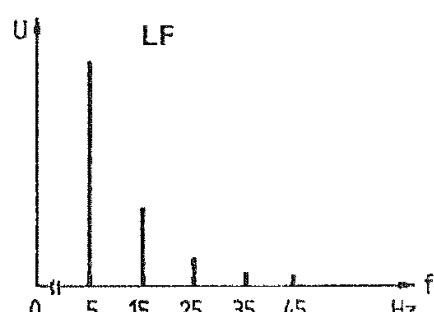
En följd av 'tecken' ger en nycklad likspänning motsvarande en 5 Hz kantvågssignal vid 60 tecken per minut



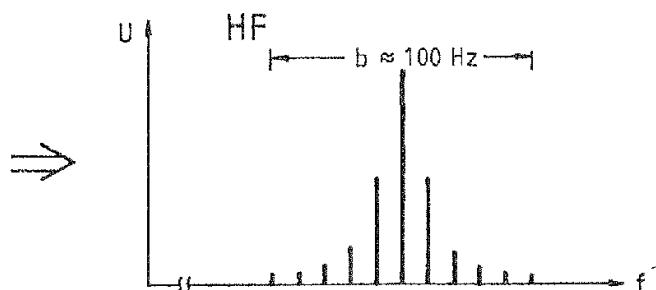
Sammansättning av en kantvåg ur grundton och övertoner



CW-SIGNAL



Frekvenspektrum för nycklingsspänningen



Frekvenspektrum för CW-signalen

Bandbredd beroende av nycklingshastighet och teckenform

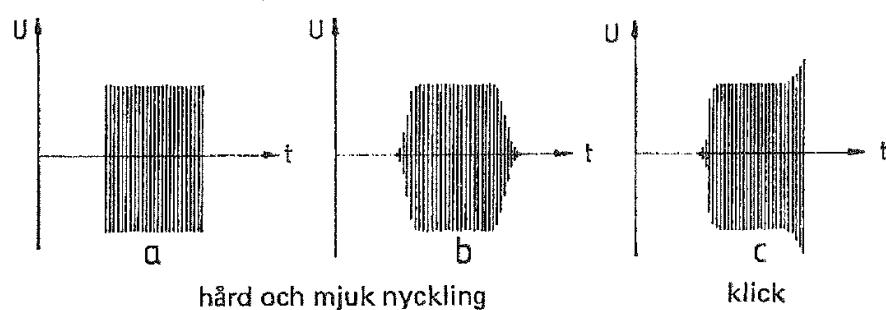


Bild 1.30: Amplitudmodulation med morsestecken

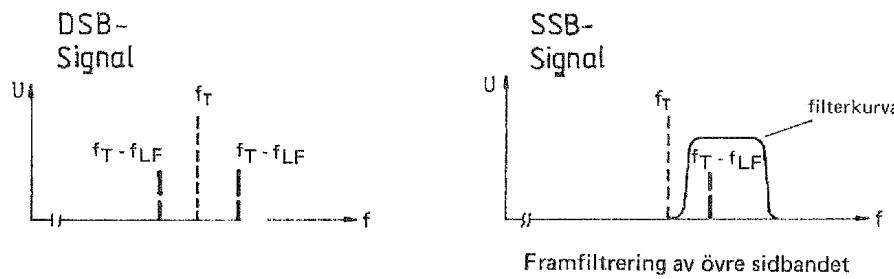
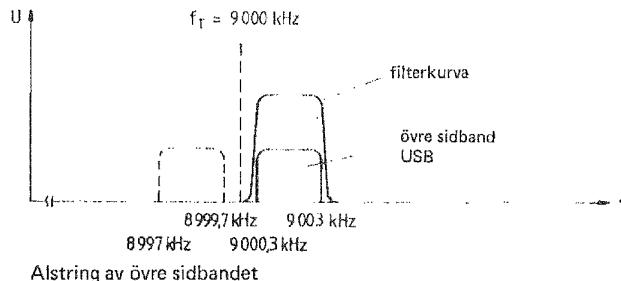


Bild 1.31: Sidband vid DSB



Alstring av övre sidbandet

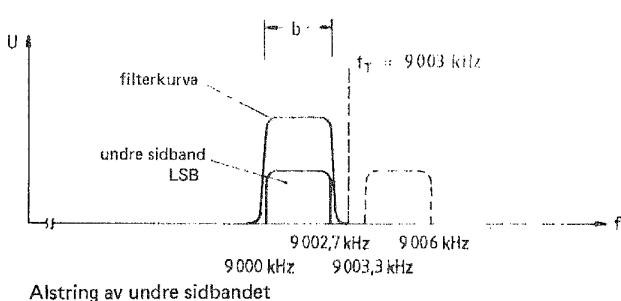


Bild 1.32: Sidbandsval vid SSB

blandaren av ett bandpassfilter med bandbredd och frekvensläge för avsett sidband.

Den signal som sänds ut innehåller därför endast ett sidband (Single Side Band).

Exempel Bild 1.32 illustrerar sidbandsval vid SSB-modulering. Ett SSB-filter har ett passband av 9000,3–9003 kHz. Vid bärvägsfrekvensen 9000 kHz sträcker sig det övre sidbandet från 9000,3–9003 kHz och släpps igenom. Däremot blir bärvägsfrekvensen undertryckt.

Det undre sidbandet 8997–8999,7 kHz faller utanför filtrets passband och blir också undertryckt.

Ska däremot det undre sidbandet kunna passera igenom samma filter, så måste bärvägsfrekvensen höjas med 3 kHz, alltså till 9003 kHz. Då faller det undre sidbandet, 9002,7–9000,0 kHz inom filtrets passband.

Det övre sidbandet 9003,3–9006,0 kHz faller nu utanför passbandet och blir undertryckt.

Bild 1.33 illustrerar sidbandslägen vid SSB. LF-signalens amplitud bestämmer amplituden på sidofrekvensen.

LF-signalens frekvens bestämmer sidofrekvensens avstånd från bärvägsfrekvensen (bärvägen undertryckt).

Bandbredden på den utsända signalen är skillnaden mellan högsta och lägsta modulerande frekvens i signalen:

$$\text{till exempel } b = 3 \text{ kHz} - 0,3 \text{ kHz} = 2,7 \text{ kHz}$$

1.8.10.2 Fördelar med J3E-modulation

Bra verkningsgrad vid J3E-modulation jämfört med vid A3E-modulation (traditionell AM). Effekten i det utsända sidbandet motsvarar den i ett av sidbanden vid A3E. Hela den utsända effekten finns alltså i ett enda sidband, som överför hela informationen.

I sändningspauserna sänds ingen effekt ut. Bandbredden är mindre än hälften av den vid A3E. Vid mottagning av en J3E-sändning (SSB) är det mindre besvär med interferensteror från J3E-sändningar på närliggande frekvenser, eftersom ingen bärväg och endast ett sidband sänds ut.

1.8.10.3 Nackdelar med J3E-modulation

J3E-modulation medför mera komplicerade apparater, både för mottagning och sändning. En J3E-signal blir förvrängd och hörs i fel tonläge om mottagaren inte är inställd på exakt rätt frekvens.

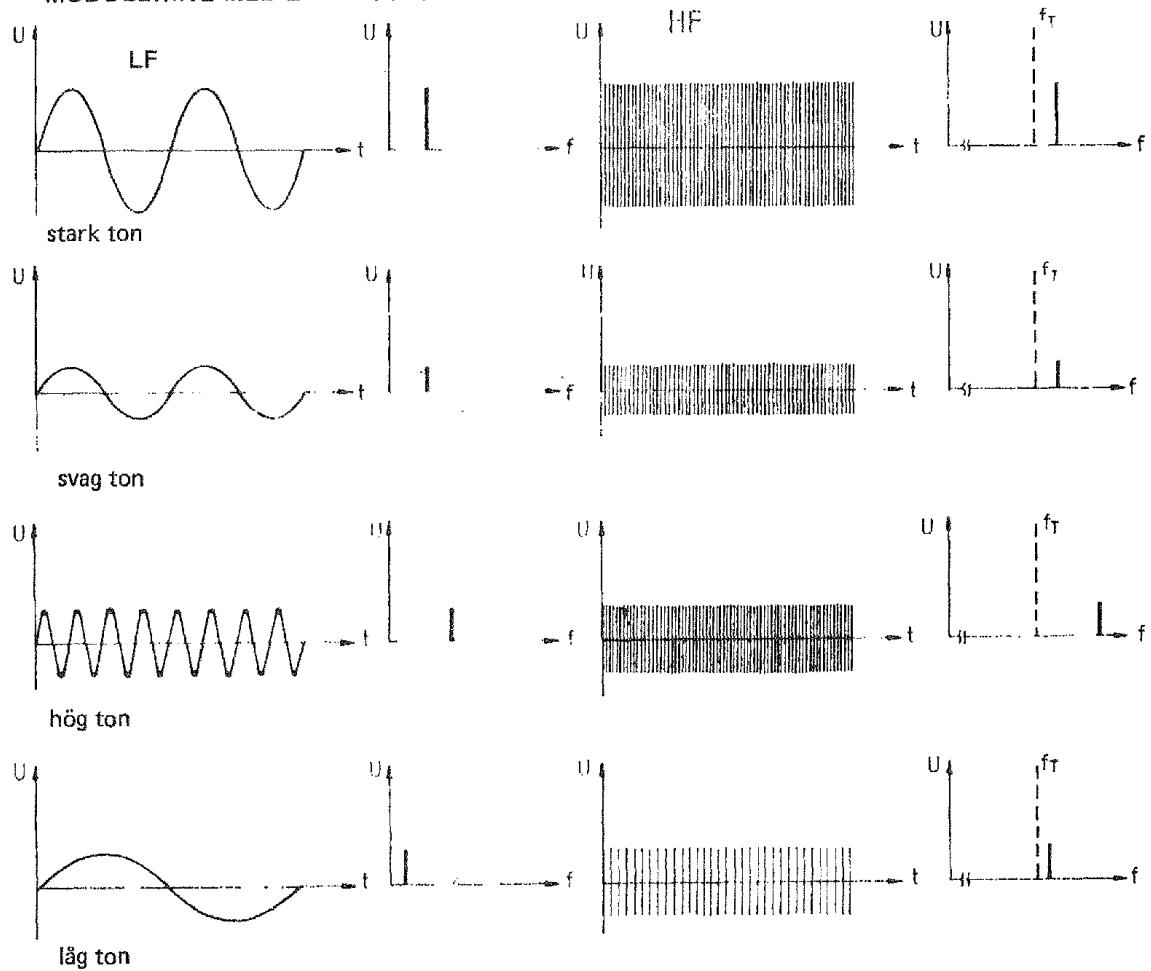
1.8.11 Vinkelmodulation

HAREC a.1.8.3a

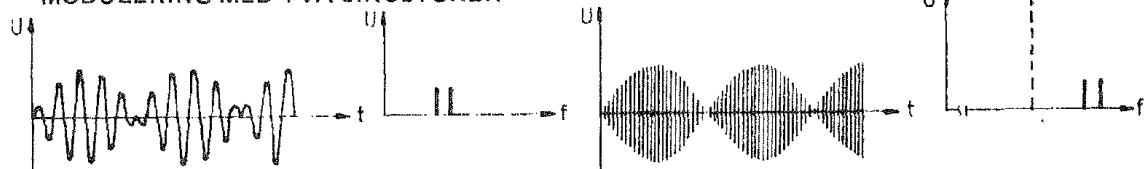
Termen vinkelmodulation är samlingsnamnet för frekvensmodulation (FM) och fasmodulation (PM). Ofta sägs utrustningar vara för frekvensmodulation när de antingen är för frekvens- eller fasmodulation. Det finns alltså skillnader och likheter mellan dessa system, vilka emellertid inte är oberoende av varandra, eftersom frekvensen i en signal inte kan varieras utan att fasen också varieras, och vice versa.

Hur effektiv kommunikationen då är beror mest på mottagningsmetoderna. I båda fallen uppfattas ändringar i den mottagna signalens frekvens och fasläge. Amplitudändringar uppfattas däremot inte. De flesta störningar – särskilt pulserande sådana som

MODULERING MED EN SINUSTON



MODULERING MED TVÅ SINUSTONER



MODULERING MED TAL

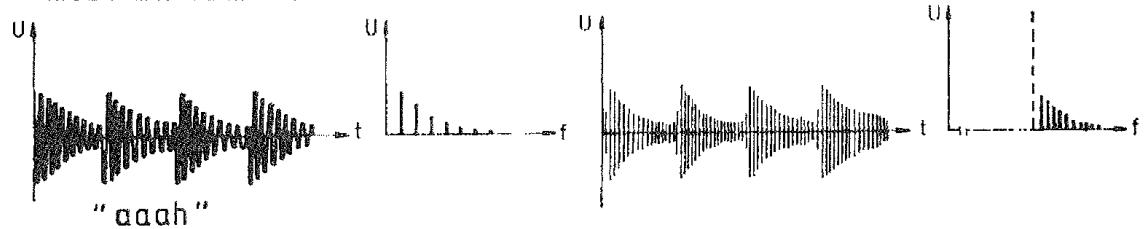


Bild 1.33: Sidbandslägen vid SSB

från tändningssystem – kommer därför att skiljas bort.

För att effektivt utnyttja fördelarna med vinkelmodulation, antingen det är frekvens eller fasmodulation, behövs tillräckligt frekvensutrymme. Det innebär att främst högre frekvensband kommer i fråga.

1.8.12 Frekvensmodulation (FM)

HAREC a.1.8.3b HAREC a.1.8.6d

Bild 1.34 (överst och i mitten) visar frekvensmodulation.

Vid frekvensmodulation varierar bärvägens frekvens i takt med den modulerande signalens amplitud och polaritet. På bilden ökar bärvägens frekvens när den modulerande signalen är positiv (första halvperioden) och minskar när den modulerande signalen är negativ (andra halvperioden). Bilden visar att perioderna i den modulerade bärvägen tar kortare tid (har högre frekvens), när den modulerande signalen är positiv, och mer tid (har lägre frekvens) när den modulerande signalen är negativ. Bärvägen kommer alltså att pendla omkring ett medelvärde, dvs. vara frekvensmodulerad.

Frekvensavvikelsen Δf (deviationen) från bärvägens vilofrekvens är vid varje tillfälle proportionell mot den modulerande signalens amplitud. Sålunda är deviationen liten när den modulerande signalens amplitud är liten och störst när amplituden når sitt toppvärde, antingen amplituden är positiv eller negativ. Vid en modulationsfrekvens av 300 Hz varierar bärvägsfrekvensen 300 gånger per sekund, vid 3 kHz varierar den 3000 gånger per sekund.

Likspänningsnivåer kan överföras med FM, eftersom en motsvarande frekvensavvikelse kan framställas.

Bilden visar också vad som oftast sägs, att bärvägsamplituden inte ändras av modulationen. Detta är emellertid bara delvis sant, eftersom såväl bärvägsamplitud som sidbandsamplitud varierar med modulationsindex, vilket förklaras nedan.

1.8.12.1 Sidbanden vid vinkelmodulation

Vid AM produceras endast ett sidbandspar med samma innehåll, ett över och ett under bärvägsfrekvensen. Vid vinkelmodulation, både vid FM och PM, produceras dock flera sidbandspar över och under bärvägsfrekvensen. Dessa sidband uppträder på multiplerna av varje modulerande frekvens. Vid basband med samma frekvensomfång har därför en vinkelmodulerad signal större bandbredd än en AM-signal.

Vid vinkelmodulation beror antalet sidband på sambandet mellan den modulerande frekvensen, frekvensdeviationen och modulationsindex.

1.8.12.2 Bandbredden vid vinkelmodulation

Bild 1.34 (nederst) visar bandbredd på vinkelmodulation. Vi gör tankeexperimentet att en FM-sändare moduleras med en fyrkantsvåg. Frekvensen kommer

då att hoppa växelvis mellan frekvenserna f och $f + \Delta f$. Sättet kallas FSK (frekvensskiftnyckling) och används till exempel vid sändning av radiofjärrskrift (RTTY, AMTOR, Paketradio etc.).

Vi föreställer oss två sändare, som sänder varannan gång, varav den ena sänder frekvensen f och den andra sänder $f + \Delta f$. Båda sändarnas HF-signaler kommer då att bilda ett frekvensspektrum, som förutom f och $f + \Delta f$ även innehåller sidofrekvenser.

Bredden på detta spektrum beror bland annat på nycklingsfrekvensen. Eftersom en fyrkantsvåg innehåller summan av dess grundfrekvens och övertoner, kommer alla dessa toner att modulera vardera sändaren. De högsta modulerande LF-frekvenserna alstrar sidofrekvenserna längst ut från vilofrekvensen. LF-signalens frekvensspektrum påverkar alltså HF-signalens bandbredd.

Spektrum nederst i bilden är en förenklad framställning av frekvensskiftnyckling.

Vid modulation med en sinussignal istället för med en fyrkantssignal, uppstår ett frekvensspektrum som på överst i bilden.

Frekvensdeviation och modulationsindex HAREC a.1.8.4

Bild 1.35 visar sidbandspektrum vid FM-modulering med 1 sinuston. Vid vinkelmodulation uppstår talrika sidofrekvenser, som beror av den modulerande frekvensen f_{LF} . Amplitudfördelningen mellan sidofrekvenserna står i förhållande till deviationen, varvid deras amplitud blir mindre ju längre bort från bärvägen de är.

I praktiken anses en sidofrekvens försumbar när dess amplitud är mindre än 1 % av amplituden för omodulerad bärväg.

För beräkning av bandbredden används begreppet modulationsindex m , vilket är kvoten av maximal deviation Δf och högsta frekvensen f_{LF} .

$$m = \frac{\Delta f_{max}}{f_{LFmax}}$$

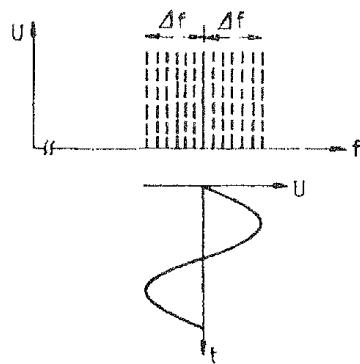
Inom amatörradiot är det vanligt att arbeta med $\Delta f_{max} = 3 \text{ kHz}$ och $f_{LFmax} = 3 \text{ kHz}$, dvs. $m = 1$.

Vid modulationsindex $m = 1$, gäller följande formel för bandbredden b

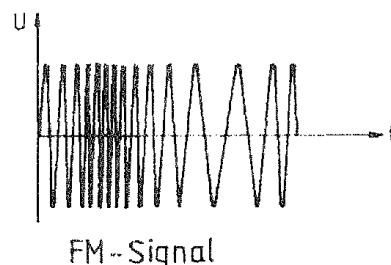
$$b = 2 \cdot (\Delta f_{max} + f_{LFmax}) = 2 \cdot \Delta f_{max} + 2 \cdot f_{LFmax}$$

Med ovan nämnda värden blir bandbredden $b = 2 \cdot (3 \text{ kHz} + 3 \text{ kHz}) = 12 \text{ kHz}$

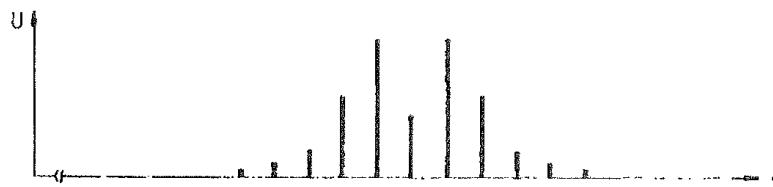
Bandbredden ökar således både medökande deviation och ökande modulerande frekvens. För att inte interferera med trafik på grannkanalerna måste såväl deviation som frekvensen på den modulerande signalen begränsas. En deviationsbegränsare begränsar amplituden på denna signal. Ett lågpassfilter reducerar den distorsjon, som uppstår av begränsningen. Vidare undertrycks modulerande frekvenser högre än 3 kHz, vilket är tillräckligt för överföring av tal.



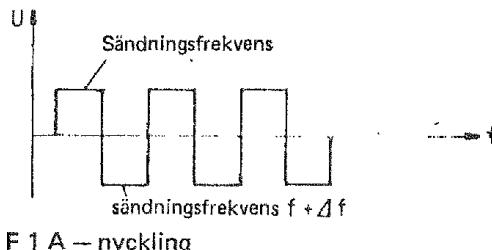
Förenklad framställning:
Bärvägsfrekvensen varierar i takt med
LF-växelspanningen



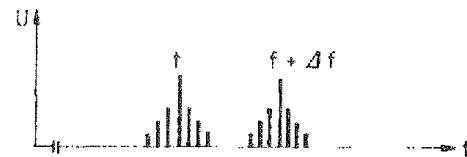
FM - Signal



Frekvensspektrum för en FM-signal: det uppstår sidband



F 1 A – nyckling



Spektrum från en F1 - sändare

Bild 1.34: Frekvensmodulation

Jämförelse En VHF-rundradiosändare är tilldelad ett större frekvensutrymme och kan därför använda mycket större bandbredd.

Där är $\Delta f_{max} = 75 \text{ kHz}$ och $f_{LFmax} = 15 \text{ kHz}$, därmed är $m = \frac{75}{15} = 5$ och $b = 2 \cdot (75 + 15) = 180 \text{ kHz}$.

Som framgår av tabellen på nästa uppslag varierar bärvägens liksom sidofrekvensernas inbördes amplitud med modulationsindex. Detta ska jämföras med AM där bärvägens amplitud är konstant och endast sidbandens amplitud varierar.

Vid vinkelmodulation utsläcks bärvägen A_0 vid modulationsindex 2,404. Den blir sedan "negativ" vid högre index, vilket betyder att den återkommer, men att dess fasläge blir omvänt. I vinkelmodulation tas energin i sidbanden från bärvägen, vilket innebär att den totala effekten förblir densamma oavsett modulationsindex.

Fördelar med sändningsslaget F3E (FM) F3E-sändaren är enkel till sin uppbyggnad och hög överföringskvalitet uppnås vid stor bandbredd, störningar

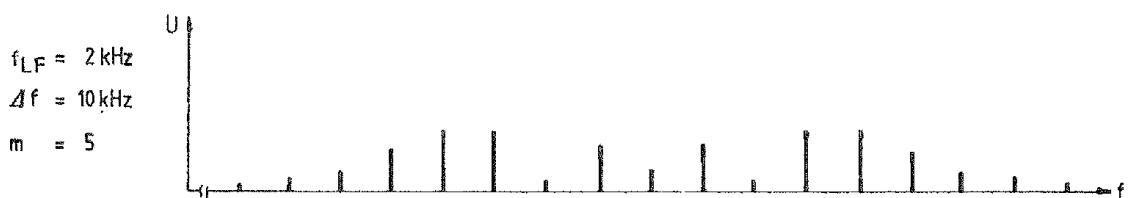
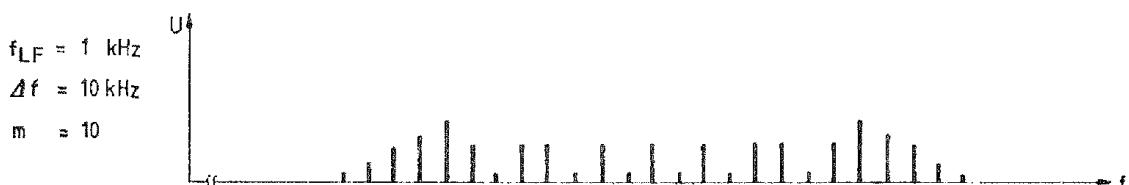
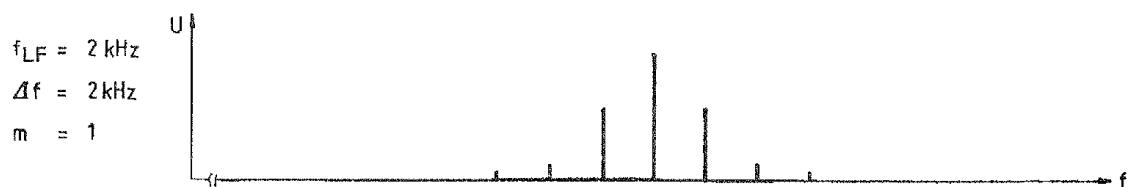
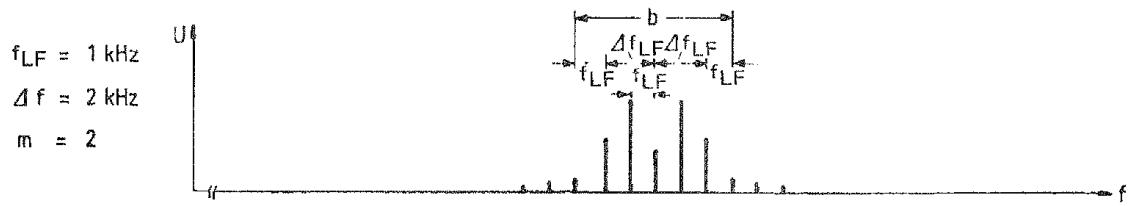
från amplitudmodulerade signaler såsom tändgnistor undertrycks i mottagaren.

Nackdelar med sändningsslaget F3E (FM) En relativt stor bandbredd behövs för överföring av ett basband med stort frekvensomfång. Sändaren måste avge full effekt, även när modulation inte sker.

1.8.13 Fasmodulation (PM)

Vid fasmodulation varierar bärvägens fasläge i förhållande till ett referensvärde. Vid PM är frekvensändringen – deviationen – direkt proportionell mot hur snabbt fasläget på den modulerande frekvensen ändras och till den totala fasändringen. Hastigheten på fasändringen är direkt proportionell mot frekvensen på den modulerande frekvensen och till den momentana amplituden på den modulerande signalen.

Det betyder att deviationen i PM-system ökar både med den momentana amplituden och frekvensen på den modulerande signalen. Detta att jämföras



$$\text{Modulationsindex } m = \frac{\Delta f_{\max}}{f_{LF\max}} = \frac{3 \text{ kHz}}{3 \text{ kHz}} = 1$$

$$\begin{aligned}
 \text{Bandbredd } b &= 2 \cdot (\Delta f_{\max} + f_{LF\max}) \\
 &= 2 \cdot \Delta f_{\max} + 2 \cdot f_{LF\max} \\
 &= 2 \cdot 3 \text{ kHz} + 2 \cdot 3 \text{ kHz} \\
 &= 6 \text{ kHz} + 6 \text{ kHz} \\
 &= 12 \text{ kHz}
 \end{aligned}$$

Bild 1.35: Sidbandsspektrum vid FM-modulering med 1 sinuston

Relativ amplitud på	Modulationsindex						
	1	2	3	4	5	6	7
A_0	0,765	0,224	-0,260	-0,397	-0,178	0,151	0,300
A_1	0,440	0,577	0,334	-0,066	-0,328	-0,277	-0,005
A_2	0,115	0,353	0,486	0,364	0,047	-0,243	-0,301
A_3	0,020	0,129	0,309	0,430	0,365	0,115	-0,168
A_4		0,034	0,132	0,281	0,391	0,358	0,158
A_5		0,016	0,043	0,132	0,261	0,362	0,348
A_6			0,011	0,049	0,131	0,246	0,339
A_7				0,015	0,053	0,130	0,234
A_8					0,018	0,057	0,128
A_9						0,021	0,059
A_{10}							0,024
Tomma fält för A_n under 0,01 (1 %)							

Tabell 1.2: Relativa amplituden på bärväg A_0 och sidofrekvenser A_1 – A_{10} vid modulationsindex 1–7 (Vid omodulerad bärväg är modulationsindex 0. Då är bärvägens relativa amplitud 1,0)

med FM-system där deviationen är proportionell mot den momentana amplituden på den modulerande signalen.

I PM-system uppfattar demodulatorn i mottagaren endast momentana ändringar i bärvägsfrekvensen. Till skillnad från vid FM, så kan därför ändringar i likspänningsnivåer överföras endast om en fasreferens används.

Med konstant amplitud på insignalen till modulatorn är vid PM modulationsindex konstant oavsett modulerande frekvens, medan vid FM modulationsindex varierar med den modulerande frekvensen.

1.8.14 Frekvens- och fasmodulation jämförs

- Frekvensmodulation (FM) alstras genom att sändarens oscillatorfrekvens varieras (devieras) i takt med den modulerande signalen (t.ex. tal). Det gör man genom att variera resonansfrekvensen i den resonanskrets som styr oscillatorfrekvensen.
- Fasmodulation (PM) alstras vanligen genom att efter sändaroscillatoren variera den modulerande signalens fasläge i förhållande till en omodulerad bärväg – så kallad fasmodulering. Det gör man genom att variera resonansfrekvensen i en resonanskrets efter oscillatoren, dvs. utan att påverka oscillatorfrekvensen.
- I båda fallen ändrar man alltså resonansfrekvensen i en resonanskrets i takt med frekvensen i den modulerande spänningen, men denna krets har olika placering i FM-sändare respektive PM-sändare.
- I sändaren alstras det i båda fallen utfrekvenser som devierar från oscillatorns vilofrekvens. Graden av deviation skiljer emellertid vid FM och PM. Vid FM är deviationen proportionell mot amplituden på den modulerande underbärvägen medan deviationen vid PM är proportionell mot

produkten av den modulerande underbärvägens amplitud och frekvens.

- Den hörbara skillnaden mellan FM och PM är därför en annorlunda frekvensgång. Vid samtidig användning av PM-sändare och FM-mottagare är det alltså lämpligt att justera frekvensgången i PM-sändarens modulator, lämpligen med 6 dB dämpning per oktav ökad frekvens.

1.8.15 Pulsmodulation

Pulsmodulation används mest i mikrovågsområdet. Pulsmodulerade signaler sänds vanligen som en serie korta pulser åtskilda av relativt långa pauser utan modulering.

En typisk sändning kan bestå av pulser med en längd av 1 µs och en frekvens av 1000 Hz. Toppeffekten på en pulssändning är därför mycket högre än dess medeleffekt

Före WARC 79 var symbolen för all pulssändning P. Därefter används P endast för omodulerade pulståg. Annan pulsmodulation har följande symboler

K – puls-/amplitudmodulation (PAM)

L – pulsviddmodulation (PWM)

M – pulsposition/fasmodulation (PPM)

Q – vinkelmodulation under pulsen

V – kombination av dessa eller annat sätt.

Sändnings-slag	Amplituden på LF-signalen	Tonhöjden på LF-signalen påverkar	Bandbredden b förhåller sig till	För stor amplitud på LF-signalen medför
A3E (AM)	amplituden i båda sidbanden	sidofrekvensernas avstånd från bärvägen	LF-signalens högsta frekvens	övermodulering och för stor bandbredd
J3E (SSB)	amplituden på utsänt sidband	sidofrekvensernas avstånd från bärvägen	skillnaden mellan LF-signalens högsta och lägsta frekvens	för stor bandbredd, överstyrning av förstärkarstege
F3E (FM)	deviationen	hastigheten på bärvägens frekvensändring	dubbla summan av största deviation och högsta LF-frekvens	för stor deviation, för stor bandbredd

Tabell 1.3: Jämförelse mellan några vanliga sändningsslag inom amatörradio

1.8.16 Digital modulation

HAREC a.1.8.8

Utöver de klassiska analoga modulationsmetoderna finns ett antal digitala modulationsformer. De är anpassade för transmission av binära data. I viss mån kan CW ses som digital modulation där 0 moduleras utan bärväg och 1 moduleras med bärväg. Det finns dock flera andra modulationsmetoder som FSK, 2-PSK/BPSK, 4-PSK och QAM vilka presenteras i följande delavsnitt.

1.8.16.1 Frekvensskiftsmodulation – FSK

HAREC a.1.8.8a

Frekvensskiftsmodulation (eng. *Frequency Shift Keying (FSK)*) skiljer sig från CW-modulationen genom att den ändrar frekvensen, dvs. är en variant av frekvensmodulation. I den enklaste formen, binär FSK växlar man mellan två frekvenser, där en frekvens får representera 0 och den andra får representera 1. Denna metod har använts för modem på telefonförbindelser, såsom Bell 103.

Eftersom varje växling mellan frekvenser ger avbrott i bågge signalerna, likt nycklingen i CW, så kommer de att skapa sidband. Av det skälet filtrerar man gärna signalen, och använder man ett Gaussiskt filter får man *Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK)* som används av till exempel GSM-telefoni.

Man kan använda fler än två frekvenser, till exempel används fyra frekvenser i Continuous 4 level FM (C4FM), i Phase 1 radios, i Project 25 samt Fusion.

Frekvensskift används även för att sända långsamma meddelanden där JT65 använder 65 frekvenser som den skiftar mellan, medan JT9 använder 9 frekvenser.

1.8.16.2 Binär fasskiftsmodulation – 2-PSK & BPSK

HAREC a.1.8.8b

Istället för att modulera frekvensen kan man modulera polariteten eller fasen. En sådan modulationsform är *binär fasskift modulation* (eng. *Binary Phase Shift Keying (BPSK)* eller *2-state Phase Shift Keying*

(*2-PSK*)). Förenklat kan man säga att bärvägen moduleras med +1 eller -1, ofta med +1 representerande 0 och -1 representerande 1.

En nackdel med BPSK är att om polariteten blir förväxlad kommer meddelandet att bli inverterat, dvs. 0 blir 1 och 1 blir 0. BPSK behöver därför också kompletteras med annan digital modulation för att hantera polariteten, något som i allmänhet kan åstadkommas enkelt.

BPSK används av satellitnavigationssystem som GPS, GLONASS och Galileo. För att återvinna BPSK behöver man ofta en speciell variant av PLL-loop känd som *Costas loop*, eftersom en normal PLL-loop inte klarar av teckenändringarna på signalen.

1.8.16.3 Fyrnivå fasskiftmodulation – 4-PSK

HAREC a.1.8.8c

Fasskiftmodulation kan även göras med flera nivåer. När fyra olika faslägen används kallas det för *fyrnivå fasskiftmodulation* (eng. *4-state Phase Shift Keying (4-PSK)*).

Istället för 180 graders fasskift (0 och 180 grader) som används vid 2-PSK/BPSK så använder man 360/4 det vill säga 90 graders fasskift mellan symbolerna. Ett effektivt sätt att avkoda det är att göra *kvadraturmodulering* (eng. *quadrature modulation*) där man modulerar en signal till två komponenter, i *fas* (eng. *In Phase (I)*) och förskjutten 90 grader *kvadratur* (eng. *Quadrature (Q)*), ofta kallat I/Q modulering.

De fyra faslägena kan nu enkelt förklaras som amplituder i de olika faslägena som anges av tabell 1.4.

Symbol	Vinkel	I	Q
0	0	+1	0
1	90	0	+1
2	180	-1	0
3	270	0	-1

Tabell 1.4: 4-PSK i kvadratur-modulering

Amplituden är densamma för alla fyra symbolerna, men med olika vinkel. I likhet med 2-PSK/BPSK behöver man återvinna fasen och sedan kunna avgöra vad som är 0 grader, men givet att det görs i den övriga modulationen så kan informationen avkodas korrekt.

1.8.16.4 Kvadratur-amplitudmodulation – QAM

HAREC a.1.8.8d

Medan fasskiftning kan göras för fler fassteg har man funnit att det inte är enkelt för högre upplösningar. Redan vid åtta steg behöver man ha I- och Q-värden som är $\sqrt{1/2}$, vilket i och för sig går att approximera. En smidigare modulationsform är istället att låta även amplituden variera, och genom att låta några bitar modulera I och några bitar modulera Q kan man enkelt få ett symbolmönster som är effektivt att implementera. Denna modulationsform kallas man *kvadratur-amplitudmodulation* (eng. *Quadrature Amplitude Modulation (QAM)*).

Ofta benämner man olika varianter med antalet olika positioner, så att 16QAM har 16 olika lägen i fas och amplitud tillsammans. Ett exempel på hur 16QAM kan moduleras finns i tabell 1.5.

Medan både amplituder och vinklar kan kännas udda, så är det enkelt att mappa bitarna över till I- och Q-amplituder och faslägen via Isym- och Qsym-delarna av symboler.

QAM-modulering används av DAB, DVB-T, DVB-T2, IEEE 802.11 (Wi-Fi), mikrovåglänkar och många andra moderna system såsom EDGE (efterföljaren till GSM med högre datatakt), UMTS när man kör höghastighet (HSPA) liksom i LTE där man kör relativt långsamma symboler men i stället väldigt många parallellt fördelat över ett större frekvensband. I mobiltelefonisystem använder man bland annat 64QAM och 256QAM.

Mikrovåglänkar använder upp till 2048QAM. En fördel med QAM-moduleringen är att det är enkelt att få samma avstånd mellan de olika symbolpositionerna, och därmed kan också modulationen anpassas till störningen. Detta nyttjas av många moderna modulationssystem så att QAM-modulationen anpassas utifrån mottagarens rapportering om störning. Denna dynamiska anpassning gör att kommunikationen kan upprätthållas även om kapaciteten tillåts variera.

1.8.17 Begrepp vid digital modulation

HAREC a.1.8.9

Digital modulation innebär också att signalerna som sänds har lite andra egenskaper än de analoga. Istället för varierande spänningsnivåer som för till exempel tal skickar vi diskreta fixa nivåer, ofta i form av bitar. Det är därför lämpligt att diskutera några grundläggande begrepp kring digital modulation.

1.8.17.1 Bit rate

HAREC a.1.8.9a

Informationen som vi skickar har vi kodat i bitar (eng. *bit (b)*), *informationsmängden* vi har är därför ett visst antal bitar och takten på denna informationsmängd blir därmed *informationsöverföringskapaciteten* (eng. *bit rate*) i bitar per sekund.

Ofta brukar vi referera till informationsmängden som mängden *byte (B)* som till exempel att en fil är 2 kB eller en bild är 1,25 MB. Då en byte innehåller åtta bitar motsvarar det 16 kb respektive 10 Mb. I dagligt tal talar vi då om storleken på en fil.

Överföringskapaciteten, eller i dagligt tal hastigheten, brukar vi ofta prata om i termer av *bit rate* som 10 Mb/s (ofta skrivet *bps – bits per second*), dvs. man klarar av att överföra upp till 10 miljoner bitar per sekund.

Det är ofta som man talar om den råa överföringskapaciteten, medan den verkliga överföringskapaciteten för nyttostrafik är något lägre på grund av olika former av packningsformat och protokollbehov, så kallad *overhead*. Man ska därför vara noga med att skilja dessa åt.

1.8.17.2 Symboltakt – Baud rate

HAREC a.1.8.9b

Som vi redan sett exempel på kan ibland bitar skickas en och en, eller ihopklumpade. Varje sådan ihopklumping kallas *symbol*, och en symbol kan bär en eller flera bitar, ibland inte ens ett jämnt antal.

Om man kan artikulera något i två olika *nivåer* (av amplitud, fas, frekvens eller kombination), så kan man representera en bit. Om man kan artikulera något i fyra olika nivåer, kan man representera två bitar. På samma sätt ger åtta nivåer support för tre bitar. Varje representation kallas en symbol och varje symbol bär alltså en, två eller tre bitar information. Strikt räknat är det logaritmen med bas två (2 -logaritm eller \log_2) av antalet nivåer som anger antalet bitar som en symbol kan bärta. Tre nivåer brukar sägas kunna bärta 1,5 bitar, vilket är en slarvig approximation men visar principen.

Den takt varmed symboler överförs *symboltakten* (eng. *symbol rate*), benämns även *Baud rate*, efter Emile Baudot, med enheten *baud (Bd)*. Enheten baud (förkortat Bd) anger antalet symboler per sekund. Genom att multiplicera antalet symboler per sekund med antalet bitar per symbol fårs överföringskapaciteten bitar per sekund.

1.8.17.3 Bandbredd

HAREC a.1.8.9c

Genom att justera antalet bitar per symbol kan man ändra antalet symboler per sekund utan att ändra överföringskapaciteten. En anledning till att man vill göra det är att bandbredden som används av en överföring är ungefärlig proportionell mot symboltakten, det vill säga hur många baud man överför. Detta påverkar hur stor del av radiospektrum man

Symbol	Isym	Qsym	Amplitud	Vinkel	I	Q
0	0	0	$3\sqrt{2}$	+45	+3	+3
1	0	1	$\sqrt{10}$	+72	+3	+1
2	0	2	$\sqrt{10}$	+108	+3	-1
3	0	3	$3\sqrt{2}$	+135	+3	-3
4	1	0	$\sqrt{10}$	+18	+1	+3
5	1	1	$\sqrt{2}$	+45	+1	+1
6	1	2	$\sqrt{2}$	+135	+1	-1
7	1	3	$\sqrt{10}$	+162	+1	-3
8	2	0	$\sqrt{10}$	+342	-1	+3
9	2	1	$\sqrt{2}$	+315	-1	+1
10	2	2	$\sqrt{2}$	+225	-1	-1
11	2	3	$\sqrt{10}$	+198	-1	-3
12	3	0	$3\sqrt{2}$	+225	-3	+3
13	3	1	$\sqrt{10}$	+252	-3	+1
14	3	2	$\sqrt{10}$	+288	-3	-1
15	3	3	$3\sqrt{2}$	+315	-3	-3

Tabell 1.5: Exempel på 16QAM i kvadraturmodulering

upptar, och därmed också hur nära en annan signal man kan ligga i spektrat utan att störa varandra, dvs. det påverkar frekvensplaneringen av bandet ifråga.

Ofta används begreppet bandbredd synonymt med överföringskapaciteten, eftersom det finns en proportionell relation dem emellan, men bandbredden är inte den enda parametern som krävs, så i mer strikta sammanhang ska dessa begrepp hanteras som separata för att undvika missförstånd.

Bandbredden för en digital ström är relaterad till nyquistteoremet, som säger att samplingstakten måste vara minst dubbelt så hög som den högsta frekvensen som överförs.

1.8.18 Bitfel – detektion och korrigering

Hittills har vi diskuterat digital modulation utan att ta hänsyn till störningar och hur dessa påverkar våra överförda data. Precis som vår CW eller SSB kan vara störd av atmosfäriska störningar, andra sändare eller helt enkelt vara svaga signaler så att det interna bruset blir en begränsning, så kommer mottagningen av digitala signaler att bli störd. Vi ska titta på dessa grundläggande begrepp såsom bitfel, bitfelssannolikhet, felupptäckt samt korrigering med återsändning eller korrigeringskoder.

1.8.18.1 Bitfel

Av olika orsaker kommer en eller flera bitar ofta att bli fel. Vi kallar varje sådant fel för att *bitfel* (eng. *bit error*). Störningar kan göra att vi tolkar en symbol fel, vilket kan resultera i en eller flera felaktiga bitar.

Om vi i till exempel 16QAM-koden i kapitel 1.8.16.4 får in +0.2 i I och +1.1 i Q, ser vi i tabell 1.5 att närmaste symbolen är symbol 5 med +1 i I och +1 i Q. Vi skulle kunna anta att om I är större än 0 och mindre än 2, samt Q är större än 0 och

mindre än 2 så är symbol 5 den enda vettiga symbolen, och det är precis den tolkning vi i allmänhet gör, för det är den symbolen vars avstånd är lägst och därmed rimligast. Det kan dock vara så att man egentligen sände symbol 9 med -1 i I och +1 i Q, och därmed fick för stor störning på I för att man ska tolka det som rätt symbol. Vi kommer då lägga ut 9 istället för 5, vilket innebär att två bitar har ändrats.

Genom att granska tabell 1.5 vidare ser man att värdena för I och Q för de olika symbolerna är gjorda så att minsta avstånd är 2 mellan alla närliggande symboler, i respektive I- och Q-riktning. Det förenklar tolkning av symbolerna. Är dock störningen större än 1 i någon riktning kommer man tolka den symbolen fel, och det kan då leda till 1 eller fler bitfel.

1.8.18.2 Bitfelssannolikhet

Om vi antar att vi inte har störning från några andra signaler, utan enbart har brus som störning, så kan vi estimera *bitfelssannolikheten* (eng. *bit error rate (BER)*) ur hur starkt bruset är i förhållande till vårt steg. Eftersom bruset antas vara vitt brus, så har det egenskaperna av *Gaussiskt brus* (eng. *Gaussian noise*).

Gaussiskt brus har en statistisk fördelning med hög sannolikhet nära medelvärdet och avtar sedan med avståndet. Sannolikheten att man tolkar en signal som vara på ena eller andra sidan av en gräns beror på hur långt bort från medelvärdet den gränsen, ofta benämnd kvantiseringsgränsen, är i förhållande till den effektiva värdet (eng. *Root Mean Square (RMS)*) i amplitud hos bruset. Detta kan uttryckas i form av den matematiska funktionen *error function (erf)*.

När gränsen är 1 sigma, det vill säga 1 gånger RMS-värdet för brusamplituden, från medelvärdet så är det 67 % sannolikhet att värdet ligger inom gränsvärdet, det vill säga en bitfelssannolikhet på

33 %. Ligger det inom 2 sigma har sannolikheten ökat till 97 %, en bitfelssannolikhet på 3 %, och vid 3 sigma är den 99,7 % med en bitfelssannolikhet på ringa 0,3 %, vilket ofta används för många ingenjörsapplikationer. Dock, för överföring av information har vi högre krav. För en bitfelssannolikhet på 10^{-12} , ofta benämnt BER på $1E-12$, behövs det 14 sigma bort till gränsen, dvs. brusmängden får max vara $1/14$ av kvantiseringsgränsen. Den råa radiokanalen uppvisar dock sällan så bra egenskaper, men det kan uppnås i kabel och fiber.

1.8.18.3 Detektion

HAREC a.1.8.10a

Eftersom störningar förekommer och man har behov av lägre bitfelssannolikhet än vad den råa kanalen medger är det lämpligt att identifiera när det har blivit bitfel. Detta kan utföras på många sätt, men ett sätt är att räkna fram checksummor som skickas med datat. Det kräver visserligen en del av informationsöverföringskapaciteten, men tjänsten det medger är att försäkra sig om att informationen är rimligt korrekt.

En enkel form av checksumma är paritet, där bitarna i ett ord har summerats ihop binärt (med XOR) för att bilda en checksumma. I mottagaränden görs samma kombination och sedan jämförs det med paritetsbiten, och om de överensstämmer så har inget bitfel upptäckts. Denna enkla metod har en svaghets i att ett jämnt antal bitfel kommer att kompensera varandra, varvid det döljer bitfel från upptäckt. Det är med andra ord inte en särdeles stark checksumma. Paritet används till exempel i seriekommunikation så som RS-232.

Ett flertal checksummor finns, för olika ändamål, olika mängd fel och olika typer av fel. För lite större meddelanden är det vanligt att summa bytes till en checksumma antingen additivt eller med XOR. För större meddelanden används en lite mer intrikat metod som heter Cyclic Redundancy Check (CRC) där man återmatar överskjutande del på checksumman till sig själv och får en starkare kod den vägen. CRC används till exempel i Ethernet.

1.8.18.4 Omsändning

HAREC a.1.8.10b

En enkel åtgärd att vidta när man konstaterat att ett block data man tagit emot har fel, är att begära omsändning. Genom att sändaren håller en buffert med meddelanden som den skickat, och mottagaren meddelar sändare om den mottagit meddelandet eller behöver ha det omskickat, så kan omsändning realiseras. Automatisk omsändningsbegäran (eng. *Automatic Repeat reQuest (ARQ)*) är en typ av protokoll som gör automatisk omsändningsbegäran om ett enskilt datablock, även kallat paket, inte kommit fram rätt eller helt försvunnit. Ett sådant protokoll är TCP, som ingår i internetsvitens av TCP/IP-protokollet.

1.8.18.5 Korrigeringskod – FEC

HAREC a.1.8.10c

En annan form av korrigering är att helt enkelt skicka för mycket data redan från början, som mottagaren kan använda för att korrigera meddelandet utan att skicka någon begäran till sändaren. Detta är praktiskt antingen om det skulle ta för mycket tid eller om det helt enkelt inte finns någon kommunikation från mottagaren till sändaren, till exempel för satellitmottagare.

En enkel form av felrättande kod används i AM-TOR FEC, där man helt enkelt sänder samma tecken två gånger. Liknande används i Bluetooth där meddelandet sänds tre gånger, varvid man kan göra majoritetsrästning.

Andra system för FEC är Hamming-koder, paritetspaket och Reed-Solomon (RS).

1.8.19 Digitala sändningsslag

Här ges exempel på digitala modulationstekniker för kortvågstillämpningar inom amatörradio.

De flesta digitala sändningsslagen för kortvåg är smalbandiga och bandbredden kan i vissa fall endast vara några hertz.

Signalbehandlingen sker i den dator som programmet körs på och där datorns in- och utgång för dess ljudkort är kopplade till amatörradioutrustningen. Oftast är programmets styrning av sändning och mottagning också kopplad till lämplig serieport, till exempel via dess USB-anslutning.

1.8.19.1 RTTY

Historia Ett av de första digitala trafiksätten som användes av radioamatörer var *RTTY*, uttytt ”RadioTeleTYpe”, där man använde sig av så kallade teleprintrar, automatiska skrivmaskiner som skrev ut text.

Emile Baudot konstruerade år 1874 ett system baserat på fem bitar, som fortfarande används idag. I augusti 1922 testade The US Department of Navy ”skriven telegrafi” mellan ett flygplan och en markstation. Amerikanska kommersiella RTTY-system fanns aktiva så tidigt som 1932. Under 50-talet började surplusutrustning komma ut på den amerikanska marknaden och radioamatörerna var inte sena att prova den nya tekniken på kortvågsbanden. De kommersiella systemen körde med 50 baud, 75 baud eller 100 baud.

Amatörerna i USA körde med 45,45 baud, vilket motsvarar 300 tecken per minut. De europeiska utrustningarna, bland annat framtagna av Siemens, arbetade med 50 baud men gick att justera ner till 45,45 baud. 45 baud är idag den vedertagna standarden över världen.

Teknik RTTY använder FSK-modulering. För att åstadkomma detta behöver man styra frekvensen så

att den hoppar mellan två frekvenser med en skillnad, ett så kallat ”skift”, på 170 Hz.

Aldre sändare behövde modifieras för att åstadkomma detta frekvensskift, men med en SSB-sändare kunde man istället mata sändaren med två toner, som gav samma resultat – så kallad Audio Frequency Shift Keying (AFSK).

Med nyare amatörradiotransceivrar blev det senare den vanligaste förekommande metoden att modulera sändaren. Det innebar att man slapp modifiera utrustningen.

Idag kör de flesta radioamatörer RTTY med en dator och använder sig ofta av AFSK-tekniken med hjälp av programvaror, med samma uppkoppling som man använder för andra digitala trafiksätt.

1.8.19.2 SSTV

Slow Scan Television (SSTV) är en blandning av analog och digital teknik. En SSTV sändning sker långsamt jämfört med traditionell TV, men är i grunden rätt lik. Varje linje sänds en efter en, men modulerad så att den kan sändas över en SSB-radiolänk. Intensiteten för varje pixel anger tonhöjden som moduleras, vilket därmed innebär en FM-modulation. Denna FM-modulerade ton skickas sedan över SSB. I början på varje linje skickas ett 7-bitars tal med jämna paritet som anger vilken modulationsform som används. De olika modulationsformerna kan sedan hantera olika upplösningar samt variera med avseende på svart-vitt eller färg.

1.8.19.3 APRS

Automatic Packet Reporting System (APRS) är en teknik för att huvudsakligen över VHF och UHF förmedla GPS-position, väderdata, enkla meddelanden och annat. Den bygger på en teknik som heter AX.25, som är en amatörradiospecifik version av telekomstandarden X.25. AX.25 moduleras över 1200 baud Bell 202 AFSK teknik på vanlig talkanal. Ofta används en Terminal Node Controller (TNC) som gränssnitt mellan dator och radio.

1.8.19.4 PSK31

Historia Namnet beskriver modulationstypen och överföringshastigheten i baud. Det första programmet utvecklades specifikt för windowsbaserade datorer med ljudkort av den engelska radioamatören Peter Martinez, G3PLX, och introducerades i amatörradiovärlden 1998.

Teknik Modulationen som används i PSK31 utvecklades från en idé av den polske radioamatören Paweł Jalocha, SP9VRC, som hade tagit fram en mjukvara ”SLOWBPSK” för Motorolas EVM-radio, vilket var ett radiosystem för att utvärdera olika modulationsformer. Istället för att använda den gängse metoden med frekvensskift baserades ”SLOWBPSK” på polaritetsskiftning av fasläget. Ett bra utformat

PSK-baserat system kan ge bättre resultat än FSK, och kan arbeta med smalare bandbredd än FSK. Överföringshastigeten 31 baud valdes för att passa en genomsnittlig skrivhastighet hos den gemene amatören.

1.8.19.5 WSPR

Historia WSPR släpptes i sin första version 2008. Programmet skrevs initialt av Joe Taylor, K1JT, men är nu ett open source-program och utvecklas av ett litet team. Joe Taylor fick sin utbildning i astronomi vid Harvard University. Han var sedan verksam inom området astrofysik vid Princeton University, vari från han pensionerades 2006. Joe Taylor tilldelades Nobelpriset i fysik år 1993.

Programmet är i huvudsak tänkt för vågutbredningstester inom kortvågsområdet.

Teknik WSPR står för Weak Signaling Propagation Reporter och uttalas ”Whisper”. WSPR är ett sändningsslag som använder amatörradiostationen som en radiofyr, en så kallad beacon. Sändning och mottagning sker i tvåminuterspass och efter varje sändningspass rapporterar de stationer som mottagit signalen in sitt resultat till en databas över internet. Den sändande stationen kan därefter studera resultatet. WSPR använder låga effekter, det går att nå europeiska stationer med effekter under 100 mW, och andra kontinenter med effekter under några watt, även med modesta antenner.

1.8.19.6 WSJT

WSJT är liksom WSPR ett program som används inom amatörradiohobbyn för så kommunikation med svaga signaler. Även detta program är utvecklat av Joe Taylor, K1JT. De flesta av dessa sändningsslag (se nedan) är så smalbandiga, att de inte upptar större bandbredd än några hertz.

Historia WSJT presenterades för amatörradiovärlden år 2001 och har undergått ett flertal revisioner. Olika sändningsslag har under åren lagts till och tagits bort. Sedan 2005 är programmet ett open source-program och även om K1JT fortfarande är ansvarig utvecklas det nu av ett litet team.

Teknik WSJT erbjuder en plattform för ett flertal olika tillämpningar där olika varianter av i huvudsak FSK-modulering används.

FSK441 används för att utvärdera överföringar via radiovägsreflektande skikt av laddade joner, som uppkommer från de spår som meteorer lämnar efter sig.

JT6M introducerades år 2002 och är avsett för kommunikation via bland annat meteorreflektioner på 6 m-bandet.

JT65, utvecklat och släppt år 2003, används för kommunikation via troposfären, så kallat troposcatter,

men också för kommunikation via reflexer mot månen så kallad EME-trafik.

JT9 används för kortvågstrafik och är snarlikt JT65, men använder sig av en FSK-signal med nio toner. JT9 använder sig av mindre än 16 Hz bandbredd.

FT8 utvecklades och släpptes år 2017 och använder sig av en 8FSK-signal.

FT8 är att föredra vid så kallat multi-hop via E-skikt, där signalerna utsätts för fädning och där öppningarna mot andra stationer är korta så att man behöver slutföra kommunikationen inom en kort tid.

1.8.19.7 FreeDV

FreeDV skiljer sig mot de sändningsslag som nämnts ovan genom att detta är tänkt för digitalt tal på kortvåg.

Historia FreeDV skapades av en grupp radioamatorer från olika länder som arbetade med kodning, utformning, användargränssnitt och testning. FreeDV släpptes år 2015.

Teknik FreeDV är tänkt att användas på kortvåg med SSB-modulerade radiostationer, men kan också användas med AM- eller FM-modulering. Fördelen ska vara att överföringen blir ner robust samt att signaleringen är utformad för att motverka påverkan av fädning.

FreeDV använder en något mer komplex modulering. Man använder sig av ett flertal bärvägor inom dess bandbredd på 1,25 kHz. Bärvägorna ligger med 75 Hz mellanrum och varje bärväg moduleras med varianter av PSK-modulering. Bandbredden är hälften (1,25 kHz) av en normal SSB-bandbredd (2,4 kHz).

1.9 Effekt och energi

HAREC a.1.9

1.9.1 Effekt i en sinusformad signal

HAREC a.1.9.1

För beräkning av effekten av en sinusformad signal använder man effektivvärdet av spänning och ström.

$$U_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad P = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}}$$

1.9.2 Effektändring uttryckt i dB

HAREC a.1.9.2

Måtten i det metriska systemet är alldagliga och ingen finner det märkligt att det till exempel går tio decimeter på en meter. Däremot är begreppet decibel ovant för många.

I detta avsnitt förklaras det mycket användbara begreppet decibel. Decibel (dB) är en tiondedel av grundenheten Bel (B).

Räkning med decibel grundas på logaritmer, som är ett bekvämt sätt att uttrycka och behandla talvärden.

Decibel är ett dimensionslöst uttryck för graden av dämpning alternativt förstärkning.

Effektdämpning är följd av att vissa komponenter bromsar elektrisk ström. Den bromsande faktorn kan vara en resistans R, induktans L, kapacitans C eller sammansatta nätverk av R, L och C.

Effektförstärkning innebär att en transistor, ett elektronrör eller annan så kallad aktiv komponent kan styra en större elektrisk ström och därmed större effekt än den själv styrs med. Vad som förorsakar effektförändringarna går vi inte in på i detta sammanhang, utan byggdelarna betraktas som ”svarta lådor” med anslutningsklämmor.

En byggdel med två ingångs- och två utgångsklämmor kallas för ”fyropol”.

Antag att den inmatade effekten P är 1 W. Om effekten inte ändras vid passagen genom fyropolen, så är även den uttagna effekten 1 W.

Effektförhållandet mellan in- och utgångarna är då:

$$\frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{ut}}} = \frac{1 \text{ watt}}{1 \text{ watt}} = 1 (\text{kvoten} = 1)$$

Oförändrad effekt varken dämpas eller förstärks, varför både dämpningen och förstärkningen har talvärdet 0. Enheten på talvärdet är Bel, dämpningen eller förstärkningen är således 0 Bel. En tiondel därav är 0 decibel (0 dB).

Omräkning av kvoten av en effektändring till dB görs så, att 10-logaritmen för kvoten söks och resultatet blir effektändringen uttryckt i Bel (B). Om resultatet uttrycks i dB, ska Bel-värdet multipliceras med 10.

Logaritmer förklaras i bilaga B.7.

För att förenkla beräkningen av dB-talet divideras det högre effektalet med det lägre. Bokstaven a i följande formler betyder antingen förstärkning (+a) eller dämpning (-a) beroendet på vilket förtecken som sätts.

$$a[B] = \log \frac{P_{\text{hög}}}{P_{\text{låg}}}$$

$$a[dB] = 10 \log \frac{P_{\text{hög}}}{P_{\text{låg}}}$$

Att addera och subtrahera värden på en logaritmisk skala motsvarar att multiplicera respektive dividera värden på en linjär skala. Huvudskalorna på en räknesticka är logaritmiska. (Räknestickan är ett enkelt och förut mycket använt hjälpmmedel).

Med hjälp av nomogrammet i bild 1.37 kan en effektändring, uttryckt som kvot (effekterna dividerade med varandra), omvandlas till decibel och omvänt.

Följande avrundade värden kan utläsas:

0 dB	= 1	1 dB	= 1,25	2 dB	= 1,6
3 dB	= 2	4 dB	= 2,5	5 dB	= 3,2
6 dB	= 4	7 dB	= 5	8 dB	= 6,3
9 dB	= 8	10 dB	= 10	11 dB	= 12,5

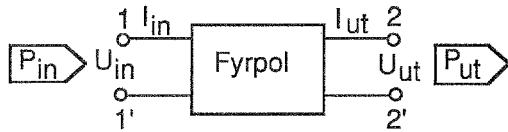


Bild 1.36: Effektförhållande



Bild 1.37: Nomogram för omvandling mellan effekt och decibel

Det vill säga vid ökning fördubblas effekten för var 3:e dB och vid minskning halveras effekten för var 3:e dB.

Om kvoten är en eller flera 10-potenser högre än 10, så kan nomogrammet utökas enligt följande tabell.

Kvot av $P_{\text{hög}}/P_{\text{låg}}$	Analys	Skriv	dB
1	1 har 0 nollar	$0 \cdot 10 =$	0
10	10 har 1 nolla	$1 \cdot 10 =$	10
100	100 har 2 nollar	$2 \cdot 10 =$	20
1 000	1 000 har 3 nollar	$3 \cdot 10 =$	30
10 000	10 000 har 4 nollar	$4 \cdot 10 =$	40

1.9.3 Strömändring uttryckt i dB

Förhållandet mellan strömmar liksom mellan spänningar kan även uttryckas i dB, men annorlunda än mellan effekter. En fyropol med inbördes lika ingångs- och utgångsimpedans är förutsättningen för jämförelse.

Enligt Joules lag är $P = I^2 \cdot R$ ($P = U \cdot I$)

$$\text{således } \frac{P_{\text{hög}}}{P_{\text{låg}}} = \frac{I_{\text{hög}}^2 \cdot R}{I_{\text{låg}}^2 \cdot R}$$

R kan avkortas om in- och utgångsimpedanserna (resistanserna) är lika.

En jämförelse uttryckt i dB kan endast göras under samma förutsättningar; här att impedanserna (resistanserna) är lika,

$$\text{således } \frac{P_{\text{hög}}}{P_{\text{låg}}} = \frac{I_{\text{hög}}^2}{I_{\text{låg}}^2}$$

Effektförhållandet eller kvadratvärdet på strömförhållandet kan uttryckas logaritmiskt i B eller dB

$$a[\text{dB}] = 10 \log \frac{I_{\text{hög}}^2}{I_{\text{låg}}^2}$$

Eftersom $\log x^2 = 2 \cdot \log x$, fås slutligen

$$a[\text{dB}] = 20 \log \frac{I_{\text{hög}}}{I_{\text{låg}}}.$$

1.9.4 Spänningsändring uttryckt i dB

Förhållandet mellan spänningar kan uttryckas i dB på ett liknande sätt som med strömmar.

Enligt Joules lag är $P = \frac{U^2}{R}$ ($P = U \cdot I$)

Två effekter kan ställas i förhållande till varandra på följande sätt:

$$\frac{P_{\text{hög}}}{P_{\text{låg}}} = \frac{U_{\text{hög}}^2 \cdot R}{U_{\text{låg}}^2 \cdot R}$$

R avkortas och efter omskrivning fås en formel som liknar den för strömmar

$$\frac{P_{\text{hög}}}{P_{\text{låg}}} = \frac{U_{\text{hög}}^2}{U_{\text{låg}}^2}$$

$$a[\text{dB}] = 20 \log \frac{U_{\text{hög}}}{U_{\text{låg}}}$$

Med nomogrammet i bild 1.38 kan kvoten av en ström- eller spänningsändring omvandlas till decibel och tvärt om.

Följande avrundade värden kan utläsas:

0 dB	= 1	1 dB	= 1,12	2 dB	= 1,25
3 dB	= 1,4	4 dB	= 1,6	5 dB	= 1,8
6 dB	= 2	7 dB	= 2,24	8 dB	= 2,5
9 dB	= 2,8	10 dB	= 3,2	11 dB	= 3,6

Det vill säga vid ökning fördubblas strömmen resp. spänningen för var 6:e dB och att vid minskning halveras strömmen resp. spänningen för var 6:e dB.

Om kvoten är en eller flera 10-potenser högre än 10, så kan nomogrammet utökas enligt följande tabell.

Kvot av $U_{\text{hög}}/U_{\text{låg}}$	Analys	Skriv	dB
$I_{\text{hög}}/I_{\text{låg}}$			
1	1 har 0 nollar	$0 \cdot 20 =$	0
10	10 har 1 nolla	$1 \cdot 20 =$	20
100	100 har 2 nollar	$2 \cdot 20 =$	40
1 000	1 000 har 3 nollar	$3 \cdot 20 =$	60
10 000	10 000 har 4 nollar	$4 \cdot 20 =$	80

1.10 dB med miniräknare

När beräkningen av förstärkning eller dämpning uttryckt i dB görs med miniräknare låter man räknaren sköta hela beräkningen.

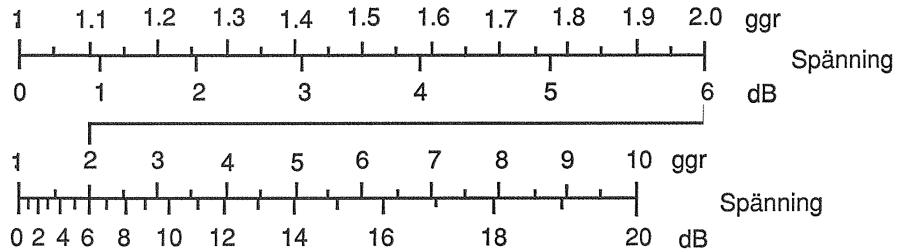


Bild 1.38: Nomogram för omvandling mellan spänning och decibel

Med miniräknare skrivs uttrycket för dB så här:

$$\text{För effekt } a[\text{dB}] = 10 \log \frac{P_{\text{ut}}}{P_{\text{in}}}$$

$$\text{För spänning } a[\text{dB}] = 20 \log \frac{U_{\text{ut}}}{U_{\text{in}}}$$

Lägg märke till hur värdena ut och in används i ekvationerna.

Detta gör att man vid beräkningen automatiskt får positiva svar för förstärkning och negativa svar för dämpning.

1.11 Decibel över 1 mW vid 50 ohm [dB(m)]

Det är mycket vanligt att in- och utgångarna i HF-utrustningar utförs med en impedans av 50Ω . För god anpassning väljs då koaxialkablarna mellan apparaterna med en karakteristisk impedans av 50Ω .

Det har utvecklats en praxis, att referensvärdet vid jämförelse av signallivnivåer i radiosystem ska vara en milliwatt (1mW) utvecklad i en belastning med impedansen 50Ω . Signallivnivåer över belastningen 50Ω kan uttryckas i dB(m) eller ofta dBm, där (m) står för milliwatt, varvid referenseffekten 1mW är 0dB(m) vid 50Ω .

Det spänningsfall som bildas över belastningen 50Ω vid effektnivån 0dB(m) är

$$U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 50} \approx 0,224\text{ V}$$

Den ström som flyter genom belastningen 50Ω vid effektnivån 0dB(m) är

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3}}{50}} \approx 0,0045\text{ A} = 4,5\text{ mA}$$

Strömmen $4,5\text{ mA}$ genom belastningen 50Ω motsvarar således 0dB(m) .

Varje annan effekt, spänningsfall och ström som uppstår vid en belastning av 50Ω kan jämföras med respektive referensvärdet 1mW , $0,22\text{V}$ och $4,5\text{mA}$. dB(m) är ett absolut och logaritmiskt mått.

Effekt

$$a[\text{dB}(m)] = 10 \log \frac{P_{[50\Omega]}}{1[mW_{50\Omega}]}$$

$$P_{50} = 1[mW] \cdot 10^{\frac{a}{10}}$$

Ström

$$0\text{dB(m)} \approx 4,47mA_{50}$$

$$a[\text{dB}(m)] \approx 20 \log \frac{I_{50}}{4,47}$$

Spänning

$$0\text{dB(m)} \approx 0,224V_{50}$$

$$a[\text{dB}(m)] \approx 20 \log \frac{U_{50}}{0,224}$$

$$U_{50} \approx 0,224 \cdot 10^{\frac{a}{20}}$$

1.12 Sambandet mellan spänning och dBm

dBm	V	dBm	V
-40	0,00224		
-30	0,00707		
-20	0,0224		
-10	0,0707		
0	0,224		
1	0,251	11	0,793
2	0,282	12	0,890
3	0,316	13	0,999
4	0,354	14	1,121
5	0,398	15	1,257
6	0,446	16	1,411
7	0,501	17	1,583
8	0,562	18	1,776
9	0,630	19	1,993
10	0,707	20	2,236

Effektnivåer över en belastning kan också uttryckas i dB(W), där (W) står för watt. Referenseffekten är då 1W , dvs. 0dB(W) . Liksom med dB(m) anges impedansen i den belastning, som effekten utvecklas över.

1.12.1 Ändring uttryckt i dB vid förstärkande eller dämpande anordningar kopplade i serie

HAREC a.1.9.3

Ett räkneexempel på effektdärföringar: Fråga: Vi har en enkel sändaranläggning med ett drivsteg som

matas med 10 W HF. Drivsteget förstärker med 6 dB. Vidare har vi ett effektslutsteg som förstärker med 10 dB. Antennkabeln dämpar med 1 dB.

Fråga: Med vilken effekt matas själva antennen?
Svar: (två sätt att lösa uppgiften)

1. Drivsteget förstärker fyra gånger, slutsteget förstärker tio gånger och kabeln dämpar $1/1,25 = 0,8$ gånger. Antennen matas då med $10 \cdot 4 \cdot 10 \cdot 0,8 = 320$ W.
2. Drivstegets 6 dB plus slutstegets 10 dB minus antennkabelns 1 dB = 15 dB. 15 dB är $10 + 5$ dB dvs. $10 \cdot 3,2 = 32$ ggr. Antennen matas med $10 \text{ W} \cdot 32 = 320$ W.

1.12.2 Impedansanpassning

HAREC a.1.9.4

Impedansanpassning är av stor betydelse inom kommunikationstekniken. Normalt vill man nämligen överföra mesta möjliga effekt från energikällan (t.ex. sändaren) till förbrukaren (t.ex. antennen).

Varje spänningskälla har en inre resistans R_i . Det innebär som först att källan inte kan avge oändligt stor ström. För att förenkla det hela antar vi nu att en sändare med den inre resistansen R_i ansluts direkt till en antenn med resistansen R_a .

Målet med anpassningen är att finna det optimala förhållandet mellan sändarresistansen och antennresistansen för att kunna överföra maximal effekt. Vi har de två ytterlighetsfallen obelastad sändare respektive kortsluten sändare. Sändarens elektromotoriska kraft (EMK) betecknas som E [V] och sändarens utspänning som U [V].

Fall 1. En obelastad sändare avger ingen ström när ingen antenn eller en med oändligt stor resistans har anslutits. Alltså vid obelastad sändare:

$$R_a = \infty \quad I = 0 \quad U = E$$

Fall 2. När sändarutgången är kortsluten, det vill säga belastningen (antennresistansen) är noll ohm, avger sändaren en ström som beror av EMK och inre resistans. Eftersom sändarutgången är kortsluten är utspänningen U noll. Alltså vid kortsluten sändare:

$$R_a = 0 \quad I = \frac{E}{R_i} \quad U = 0$$

I båda ytterlighetsfallen är den effekt som omsätts i R_a lika med noll. För att få ut någon effekt måste man alltså söka ett värde på R_a som ligger mellan ytterlighetsvärdena.

Enligt formeln för spänningsdelare är utspänningen

$$U = E \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i}$$

Formeln för uteffektens effektivvärde är

$$P_{ut} = \frac{U^2}{R_a}$$

Efter insättning får man

$$P_{ut} = \frac{E^2 \cdot R_a}{(R_a + R_i)^2}$$

För att finna det optimala förhållandet mellan R_i och R_a , det vill säga när R_a tar upp maximal effekt, måste man differentiera formeln med $d P_{ut}/d R_a$, men vi hoppar över denna utflykt i matematiken.

I stället konstaterar vi helt enkelt att *maximal effektöverföring sker när $R_i = R_a$* .

1.12.3 Förhållandet mellan in- och uteffekt uttryckt som procent verkningsgrad

HAREC a.1.9.5

Antag att en antennkabel har en effektförlust av 1 dB. Det innebär en effektdämpning av 1,25 gånger, det vill säga 0,8. Nu matar vi in 10 W i kabeln och får alltså ut 8 W. Hur stor verkningsgrad har kabeln uttryckt i procent? Lösning:

$$\eta = \frac{8}{10} \cdot 100 = 80 \%$$

1.13 Digital signalbehandling (DSP)

Digital signalbehandling (eng. *Digital Signal Processing (DSP)*) har blivit allt viktigare i vardagen och så även inom amatörradiot i och med att *Software Defined Radio (SDR)* blivit en viktig del i allt fler rådior, liksom användning av vanliga datorer.

I grunden bygger den på att man digitaliseringar signalkerna, behandlar dem digitalt i exempelvis en processor eller programmerbar logik (FPGA) och sedan omvandlar dem till analoga signaler igen.

Om man har en särskilt processor för att göra det kallas man den för en *Digital Signalprocessor (DSP)*. Behandlingen kan även göras av dedikerad logik, alltså logik avsedd för speciellt ändamål, som inte kan programmeras på normalt sätt som en processor. Det är fortfarande *Digital Signalbehandling*, men den används nu mer mest för de delar av signalbehandlingen där man behöver utföra samma standardiserade jobb fort och effektivt. En processor kan i stället utföra de mindre frekventa jobben som därmed kan tillåtas vara mer komplexa.

En GPS-mottagare är ett exempel på en sådan mottagare där dedikerad hårdvara hanterar många miljoner sampel per sekund, men som reducerar dem till några värden per millisekund som sedan behandlas vidare i en processor.

För att kunna förstå detta behöver vi gå igenom grunderna i konvertering av signalkerna från analog till digitalt och tillbaka från digitalt till analogt.

1.13.1 Sampling och kvantisering

HAREC a.1.10.1

Analoga signaler är vad vi kallar för kontinuerliga i tid. Hos dessa varierar spänning och ström kontinuerligt så snabbt att vi kan hantera det fulla radiospektrumet och mer därtill. Detta fungerar dock inte så väl i den digitala världen. Där vill vi dels ha värden i digital form, så vi behöver omvandla våra spänningar och strömmar till tal, och dels behöver vi göra det i en jämn takt.

Sampling är ett engelskt ord som betyder att ta stickprov eller att göra ett urval. Vi tar ett stickprov (sampel) då och då, och i detta sammanhang gör vi det i en jämn takt, *samplingstakten* (eng. *sample rate*). Denna benämner vi ofta med f_S och begreppet *samplingsperiodtid* $T_S = \frac{1}{f_S}$ används också. Samplingstakten är alltså den jämma takt varmed vi får värden. Ibland säger man lite slarvigt att samplings-takten är exempelvis 1 MHz, men det mer korrekta är att den är 1 MS/s, det vill säga 1 miljon sampel per sekund.

Bild 1.39 illustrerar hur en analog signal sampelas och kvantiseras i en ADC, för att behandlas i en DSP, för att därefter konverteras till analog signal med DAC och filtreras.

Medan sampling är den process som ger oss *tidsdiskreta* värden istället för *tidskontinuerliga* värden så är värdena fortfarande inte representerade som tal, det vill säga *värdesdiskreta* istället för *värdeskontinuerliga*. För att åstadkomma detta behöver man omvandla värdena till fasta nivåer, en process som kallas för *kvantisering* (eng. *quantize*).

Vid kvantisering har man ofta ett fixt avstånd mellan stegen på en trappstege av värden. Varje steg kallas ibland för *kvantiseringsssteg* och storleken på varje kvantiseringsssteg avgör därför hur hög upplösning man får. Har man till exempel ett kvantiseringsssteg på 0,1 V så blir 0 till 0,1 V tolkat som 0, 0,1–0,2 V blir tolkat som 1 och så vidare. Bild 1.39 visar hur kvantiseringen sker i ADC-steget.

Denna sista del i att omvandla de kvantiseraade talen till värden kallas *Pulse Code Modulation (PCM)*. Omvandlingen kan även ske olinjärt, alltså med olika avstånd mellan stegen i kvantiseringstrappan, vilket nyttjats för datakompression i telefonisystem.

1.13.2 Minsta samplingsfrekvensen

HAREC a.1.10.2

Denna frekvens kallas för nyquistfrekvensen efter Harry Nyquist (1889–1976), från Stora Kil i Värmland, efter hans banbrytande arbete på Bell laboratories som han publicerade åren 1924 och 1928. Den ingår i Nyquist-Shannons samplingsteorem (eng. Nyquist-Shannon sampling theorem).

Vår nya begreppsvärld har några inneboende begränsningar, en av dem är minsta samplingsfrekvensen.

Den lägsta frekvensen vi kan hantera i vårt samplade material är fasta värden (eller DC som man oftast säger) medan den högsta är den när man alternerar mellan två värden, säg $-1 + 1 - 1 + 1$ vilket ger hälften av samplingstakten f_S , för perioden för sekvensen blir $T = 2T_S$ och därför

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2T_S} = \frac{f_S}{2}$$

1.13.3 Faltning

HAREC a.1.10.3

Filtrering i den digitala domänen, eller egentligen den tidsdiskreta domänen, kan beskrivas som att filtrets impulsrespons appliceras på signalen. Denna process kallas för *faltning* (ty. *faltung* "vikning") eller ibland *konvolution* (eng. *convolution*). Man kan se det som att varje enskilt sampel kommer att spela upp hela filtrets svängning med sin amplitud, och responsen från alla sampel blir därför summan av alla dessa. Den matematiskt sinnade kan då använda formeln:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x(n-m)h(m)$$

där $x(n)$ är den inkommende sampelströmmen och n är indexet för det n:te sampellet, $h(m)$ är filtrets respons och slutligen $y(n)$ är de utgående sampelen. Denna summering är densamma som beskrivits ovan och skildrar processen i tidsplanet, det vill säga när vi uttrycker amplituden som funktion av tid.

Motsvarande process kan även utföras i frekvensplanet, det vill säga när vi istället uttrycker amplituden som funktion av frekvens. Om vi då även har konverterat filtrets egenskaper, gör vi helt enkelt en multiplikation av signal och filter för varje frekvens:

$$Y(f) = X(f)H(f)$$

Bägge representerar faltning, och är viktiga för förståelsen av *linjära tidsinvarianta* filter (eng. *linear time-invariant (LTI)*) filter, som är det vi i allmänhet fokuserar på.

1.13.4 Antivikningsfilter

HAREC a.1.10.4

Medan bandbredden vi kan representera är begränsad av nyquistfrekvensen så är däremot inte frekvensen det. Själva samplingen ger upphov till *vikning* (eng. *aliasing*), sådan att spektrumet efter halva samplingsfrekvensen blir vänt så att högre frekvenser blir lägre. Denna vikning vänder sedan igen när frekvensen blir den hos samplingsfrekvensen, och spektrumet upprepar sig. Detta fenomen uppstår alltid när man går mellan kontinuerlig och diskret tid.

Bild 1.40 visar hur fyra olika signaler, DC, sinus med 3,6 kHz, 12,4 kHz och 38 kHz, sampelas med samplingstakten 40 kS/s. Fallet med DC är uppenbart

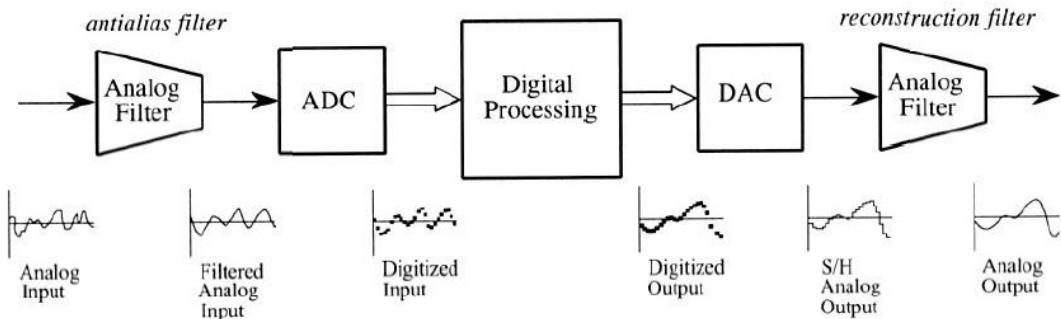


Bild 1.39: Sampling med ADC, DSP och DAC för att återvinna analog signal

enkelt, alla punkterna hamnar på samma spänning. Vid en lågfrekvent sinus, som fallet är med 3,6 kHz här, får man punkter spridda över kurvan och de påminner om den ursprungliga sinusen, än mer om man knyter samman punkterna, vilket antivikningsfiltret i praktiken gör. En frekvens som är nära nyquistfrekvensen, såsom 12,4 kHz in i 40 kS/s och dess 20 kHz nyquistfrekvens, så är samplingspunkterna nästa helt alternerande mellan högsta och lägsta läge. I detta fall är det svårt att se den bakomliggande sinussignalen för ett otränat öga, men den kan fortfarande rekonstrueras med ett antialiasingfiltret. Ett ännu svårare fall är 38 kHz, där punkterna visar en sinus med 2 kHz, då frekvensen vikt sig ned runt nyquistfrekvensen, och eftersom infrekvensen är 18 kHz över nyquistfrekvensen hamnar den därför 18 kHz under nyquistfrekvensen, det vill säga på 2 kHz i det här fallet. Denna vikning är det man försöker undvika med antivikningsfiltret, eftersom toner kan vika sig ned och bli störningar. Denna vikning sker både vid själva samplingen och även omvänt när man lägger ut en signal analogt igen. Därför krävs filtrering i bågge riktningarna.

Vid sampling kan alltså högre frekvenser vika ned sig i spektrumet. Detta är oftast oönskat, varvid man har ett filter före ingången som undertrycker oönskade signaler. För exempelvis talsignaler använder man ett lågpassfilter för att undertrycka de oönskade signalerna högre upp. Detta filter kan istället användas för ett visst frekvensband för att konvertera ned detta band i processen, något som är väldigt populärt i SDR-sammanhang. I bågge dessa fall är filtret ett *antivikningsfilter* (eng. *anti-aliasing filter*).

Omvänt, när man ska konvertera från tidsdiskret till tidskontinuerlig signal så viker sig signalen uppåt i frekvens, och för att undertrycka dessa oönskade frekvenser används på samma sätt ett antivikningsfilter. På samma sätt som förut kan man antingen få de låga frekvenserna som för tal med ett lågpassfilter eller högre upp i ett band med ett lämpligt bandpassfilter.

Antivikningsfilter kan många gånger vara relativt branta, för de måste undertrycka andra delar av spektrumet så att dessa inte blir en störning.

Vid varje fall när man använder en annan frekvens

än den lägsta upp till nyquistfrekvensen får man vara omsorgsfull för att se till att man inte viker det tänkta bandet. Ofta kombinerar man därför med en separat mixer för att flytta bandet på ett behändigt sätt, men det förekommer också att man väljer samplingstakten för att inte vika bandet.

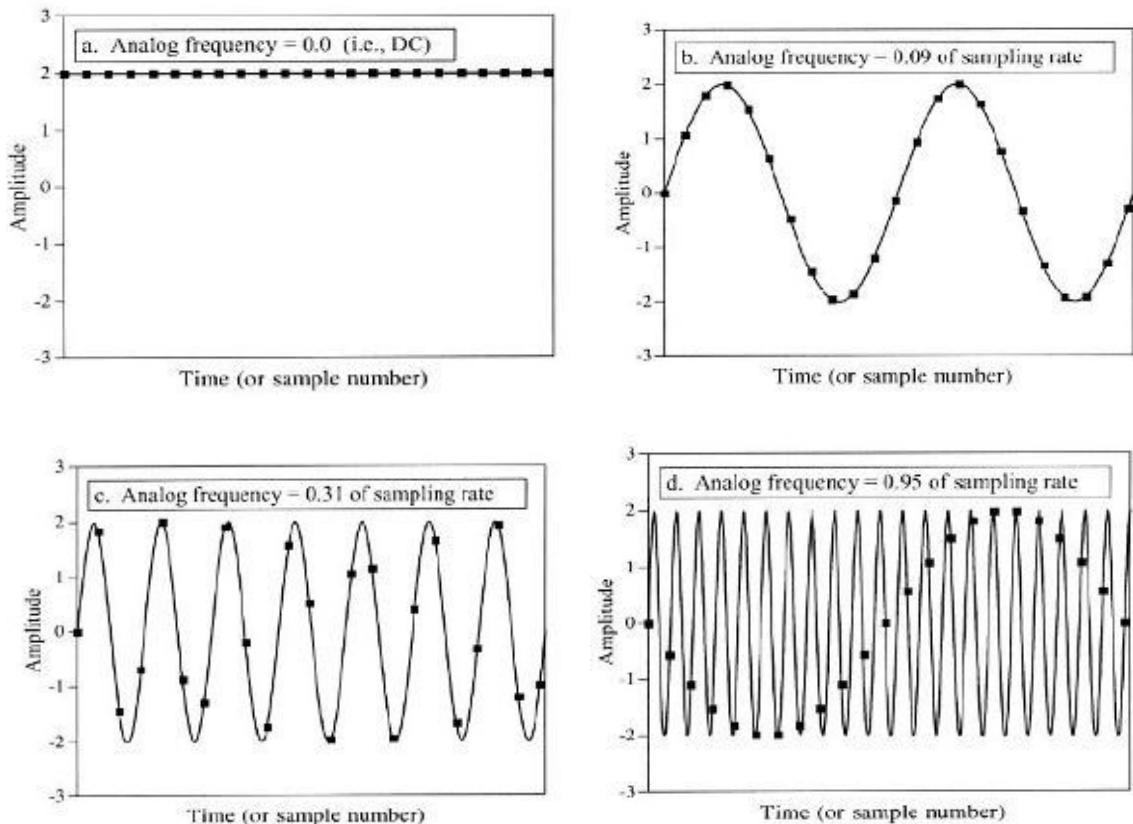


Bild 1.40: Sampling av DC; 3,6 kHz; 12,4 kHz och 38 kHz med 40 kS/s samplingstakt

1.13.5 ADC/DAC

HAREC a.1.10.5

För att hantera dessa delar använder man analog-till-digital-omvandlare (eng. *Analog-Digital Conversion (ADC)*) samt digital-till-analog-omvandlare (eng. *Digital-Analog Conversion (DAC)*). En ADC tar hand om sampling, kvantisering och PCM-kodning medan en DAC omvandlar PCM-koden till analog spänning. Ofta behöver man komplettera med analoga filter, men moderna sigma-delta-omvandlare har kraftigt reducerat kraven.

ADC och DAC köper man idag som färdiga integrerade kretsar, inte sällan med flera kanaler och det finns även de som har bågge integrerade i samma krets. Utvecklingen har gjort att man idag kan köpa 24-bitars 48 kS/s ADC och DAC med dynamiskt område bättre än 100 dB för väldigt låg kostnad.

2 Komponenter

2.1 Resistorn

HAREC a.2.1

2.1.1 Allmänt

Strömkretsar består av komponenter med olika egenskaper. Den vanligaste egenskapen, åtminstone i likströmskretsar, är resistansen. För att få avsedd funktion, så anpassar man resistansen i komponenterna.

Exempel: En krets med strömkälla, lampa, kopplingsledningar och smältsäkring. Kopplingsledningarna mellan komponenterna bör ha låg resistans och därfor lågt spänningssfall (små förluster). Lampan ska däremot ha hög resistans och därmed höga förluster för att kunna bli het och lysa. Smältsäkringen ska skydda ledningarna från för hög ström. Säkringen ges därfor en resistans som gör att den smälter när strömmen överstiger ett tillåtet värde.

Som hjälpmittel för att fördela spänningar och strömmar i en krets används en komponenttyp kallad *resistor*. Dess utmärkande egenskap är *resistans* (eng. *resistance*) – även kallad ohmskt motstånd.

2.1.2 Enheten ohm

HAREC a.2.1.1

Resistansen mellan två punkter i en strömkrets är 1 ohm som även skrives 1Ω (uttalas "en åm"), när spänningen 1 V mellan punkterna gör att en ström av 1 A (en ampere) flyter i kretsen.

Inom elektroniken används höga resistansvärden och därfor även följande multipler av enheten

$$\begin{aligned}1 \text{ kiloohm} \quad (1\text{k}\Omega) &= 10^3 \text{ ohm} \\1 \text{ megaohm} \quad (1\text{M}\Omega) &= 10^6 \text{ ohm}\end{aligned}$$

2.1.3 Resistans i strömledare

HAREC a.2.1.2

För att bestämma resistansen i exempelvis en tråd, behöver man veta dess resistivitet, tvärsnittsyta, längd och temperatur.

Resistivitet (eng. *resistivity*) är ett materials strömskärande egenskaper. Ett annat namn för resistivitet är *specifik resistans*. Symbolen för resistivitet är ρ (uttalas "rå"). Formeln för resistivitet är:

$$\rho = \frac{RA}{l} \quad \left[\frac{\text{ohm} \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \right]$$

där resistansen R på en längd l av en strömledare med en genomsnittsarea A (som oftast anges i kvadratmillimeter).

Resistiviteten för material finns ofta i tabeller, och i bilaga A.2 finns ett antal vanliga metaller resistivitet angivna.

Följande formel gäller för beräkning av resistansen i en strömledare med linjär ström/spänningskaraktär.

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad [\rho = \frac{\Omega \cdot A}{m}] \quad l = \text{meter}; A = \text{mm}^2$$

Exempel

$$l = 4 \text{ m koppartråd}$$

$$A = 2 \text{ mm}^2$$

$$\rho (\text{koppar}) = 0,017$$

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} \quad R = \frac{0,017 \cdot 4}{2} = 0,034 \Omega$$

Not. Förväxla inte A [tvärsnittsytan] i denna formel med enheten ampere.

2.1.4 Resistiva material

Resistorer kan utföras med olika typer av resistiva material, vilket bestämmer användningsområdet. En resistor, vars resistans är oberoende av ström, spänning och annan yttre påverkan, till exempel temperatur och ljus, sägs ha linjär karaktär. Om resistansen däremot beror av yttre påverkan sägs resistor ha olinjär karaktär. Man skiljer mellan tre huvudgrupper av resistiva material. Det kan vara en kropp av pressat kol eller ett ledande ytskikt på ett isolerande underlag eller en metalltråd på en isolerande stomme. På senare tid har det tillkommit resistornät med integrerade resistorer, det vill säga flera resistorer av resistiva skikt på ett gemensamt isolerande underlag. Här beskrivs i korthet olika typer av resistorer.

2.1.5 Utförandeformer

Resistorer kan utföras med fast eller ställbart resistansvärde. Här följer först en översikt över resistorer med olika resistiva material och fast resistansvärde.

2.1.6 Fasta resistorer med linjär karaktär

2.1.6.1 Massaresistor

Det resistiva materialet består av kolmassa med bindemedel (kolkomposit). Massan är bakad till en stav eller ett rör. Anslutningsledningarna är inbakade i materialet. *Massaresistorer* är lämpliga för lik- och växelströmskretsar med låga krav på temperaturberoende och egenbrus. Den homogena kroppen gör att egeninduktansen är låg. Å andra sidan uppstår

vid höga frekvenser en skineffekt, det vill säga en strömkoncentration vid ytan, som medför viss resistansökning.

2.1.6.2 Kolfilmsresistor

Det resistiva materialet består av ett kolskikt, som genom förångning överförs till ett keramiskt rör. Resistansen bestäms av tjockleken på skiktet samt av spiralformade spår i detta. Genom spiraliseringen tillförs en induktans, som dock i någon mån uppvägs av egenkapacitansen.

2.1.6.3 Metallfilmresistor

I denna typ är kolfilmen ersatt av ett metallskikt. Eftersom egenkapacitansen är liten är typen lämpad för höga frekvenser.

2.1.6.4 Tjockfilmsresistor

Det resistiva materialet består av en film av bland annat metalloxid, som screentrycks på ett keramiskt underlag. Typen har god tålighet mot pulser och höga temperaturer, men har relativt högt egenbrus. Ytmonterade resistorer är oftast tillverkade av tjock-film.

2.1.6.5 Tunnfilmsresistor

Det resistiva materialet består av en tunn metallfilm, som genom förångning överförs till ett underlag av glas eller keramik. Denna resistortyp har över lag god stabilitet och används ofta i apparater med hög precision. Egenskaperna vid höga frekvenser är dock inte så goda.

2.1.6.6 Metalloxidresistor

Denna resistortyp har ett spiralformat skikt av metalloxid. Temperatur- och spänningsberoendet är måttligt. Tåligheten mot pulser och höga temperaturer är stor. Typen kan i någon mån ersätta trådlindade resistorer.

2.1.6.7 Resistornät

Resistornät (integrerade resistorer) består av flera resistiva skikt på ett gemensamt isolerande underlag, det vill säga en liknande teknik som för tjock- och tunnfilmsresistorer.

2.1.6.8 Trådlindad resistor

Det resistiva materialet är en metalltråd lindad på en stomme som tål hög temperatur. Stommen kan vara av keramik, glas eller liknande. Tåligheten mot pulser och höga temperaturer är stor.

2.1.7 Fasta resistorer med olinjär karaktär

HAREC a.2.1.3

Vanligast är att materialet i resistorer har linjär ström- och spänningskaraktär, men det finns även sådana med olinjär karaktär. I resistorer med olinjär karaktär är det ingående materialet av halvledartyp.

2.1.7.1 Spänningsberoende resistor – Voltage Dependent Resistor (VDR)

Linjära resistorer påverkas knappast av den pålagda spänningen. Resistorer av kiselkarbid har dock en hög resistans vid låg spänning och omvänt en låg resistans vid hög spänning. Sådana spänningsberoende resistorer används till exempel för begränsning av spänningstoppar.

2.1.7.2 Ljusberoende resistor, fotoresistor – Light Dependent Resistor (LDR)

Ledningsförmågan i halvledare påverkas inte bara av värme utan även av ljus. Halvledare av germanium och särskilt sammansatta halvledare av kadmiumoxid, bly sulfid och indiumantimonid har särskilt stor ljuskänslighet. Kadmiumpulsulfid är känsligast för synligt ljus medan andra material är känsligast i det infraröda området.

2.1.7.3 Magnetfältberoende resistor (fältplatta)

Resistansen ökar med längden på strömledaren. Denna egenskap används i *magnetfältsberoende fältplattor* som utnyttjar *halleffekten*, även kända som *hallresistor*. En sådan består av en keramisk bärarplatta med en yta av indiumantimonid. I ytan är ytterst smala parallella metallbanor inlagda på ett avstånd av någon μm . Normalt går strömmen kortaste vägen tvärs över banorna, men när ett magnetfält träffar vinkelrätt mot plattans yta avlämnas elektronerna. De får då längre väg över till nästa metallbana och den totala resistansen ökar.

2.1.7.4 Temperaturberoende resistor

Se nedan om NTC och PTC i resistorer.

2.1.8 Temperaturkoefficienten för resistorer

Resistansen i ingående material påverkas av temperaturen, varvid det skiljer mellan materialen.

Amorf kol och de flesta halvledande material leder bättre när de är varma – de har en negativ temperaturkoefficient (NTC). Sådana material finns till exempel i dioder och transistorer.

Däremot leder metaller och speciella halvledarmaterial bättre när de är kalla – de har en positiv temperaturkoefficient (PTC). Glödtråden i glödlampor och elektronrör är resistorer med positiv temperaturkoefficient (PTC).

I vissa metallgeringar kan resistansen däremot vara nästan konstant vid varierande temperatur. Ett exempel är konstantan, som är en legering mellan koppar, nickel och mangan.

Alla material har en temperaturkoefficient, som anger hur mycket resistansen ändras per grad. Resistansen vid någon annan temperatur kan därför beräknas med följande formel, där man sätter in begynnelsetemperaturen $[\vartheta]$ ($^{\circ}\text{C}$), temperaturändringen $[\Delta\vartheta]$ och temperaturkoefficienten $[\alpha]$.

$$R_{varm} = R_{kall} \pm \alpha \cdot \Delta\vartheta \cdot R_{kall}$$

Resistansändringen är ledet

$$\Delta R = \pm \alpha \cdot \Delta\vartheta \cdot R_{kall}$$

Temperaturkoefficienten kan vara positiv (PTC) eller negativ (NTC). I principscheman har PTC- respektive NTC-resistorer symboler som i bild 2.1.

2.1.9 Variabla resistorer

En resistor kan även utföras med variabelt resistansvärde. Då används endast den andel av det resistiva materialet som finns mellan en resistors ena ände och ett uttag någonstans mellan ändarna. En sådan anordning kallas för reostat. Om en variabel resistor används som spänningsdelare kallas den för potentiometer.

I en potentiometer används dels hela resistansen mellan ändpunkterna och dels andelen mellan uttaget och någon av ändpunkterna. Uttagets mekaniska utförande beror oftast av hur bekvämt inställningen ska kunna ske. En potentiometer, där det resistiva materialet är lagt på en cirkulär bana och uttaget är fast vid en axel i banans centrum, medger enkel inställning med mejsel, ratt eller liknande. Ett enklare slags uttag är en släpkontakt eller ett spännsband som kan flyttas utmed en stavformad resistor.

2.1.9.1 Resistiva material i variabla resistorer

Banan i en variabel resistor består i princip av liknande resistiva material som i en fast resistor. Billigast och enklast är en bana av kol, som är tryckt på ett enkelt underlag. Nackdelar är låg effekttålighet, dålig upplösning och linjäritet, högt brus och kort livslängd. Fördelen är lågt pris. Bättre än en kolbana är en bana av kolkomposit, det vill säga kolpulver med bindemedel, som är tryckt på ett underlag. Nackdel är högre pris och låg effekttålighet, medan fördelarna är god upplösning, lågt brus och lång livslängd. Vill man ha god effekttålighet och temperaturstabilitet, utöver kolkompositens egenskaper, så erbjuder en bana av cermet sådana fördelar. En cermetbana består av en blandning av metaller och keramik, som trycks på ett underlag. Trådlindad bana har främst god tålighet mot hög effekt. Tålighet vid hög ström genom uttaget är en annan fördel.

2.1.9.2 Linjära och olinjära potentiometrar

En potentiometers resistansändring som funktion av uttagets rörelseväg utmed resistansbanan kan beskrivas med en kurva. Kurvformen kan utföras linjär, logaritmisk, eller på något annat sätt. Olinjära kurvor består oftast av en följd av linjära segment, som tillsammans nägorlunda motsvarar den önskade olinjära formen.

2.1.10 Effektutveckling i resistorer

HAREC a.2.1.4

I resistorer utvecklas värme av den ström som flyter igenom dem. Värmeutvecklingen sker enligt Joules lag, som återges i kapitel 1. Hur mycket effekt i form av värme som strålas ut från resistorn beror på storleken på dess yta och egentemperatur samt på omgivningens temperatur. Det finns en övre gräns för hur mycket värme det ingående materialet tål innan det förstörs och eventuellt fattar eld. En resistors effekttålighet framgår i vissa fall av påståmplade värden. I övriga fall är man hänvisad till kataloguppgifter eller en bedömning, som eventuellt kan grundas på höljets utseende och dimensioner.

2.1.11 Standardiserade komponentvärden

Resistorer tillverkas vanligen med standardiserade värden från en talserie.

2.1.12 Märkning av resistorer

Resistorer märks med hjälp av siffror och bokstäver eller med en färgkod så att resistorns huvuddata kan avläsas. Ofta finns märkningen förklarat i komponentleverantörernas kataloger.

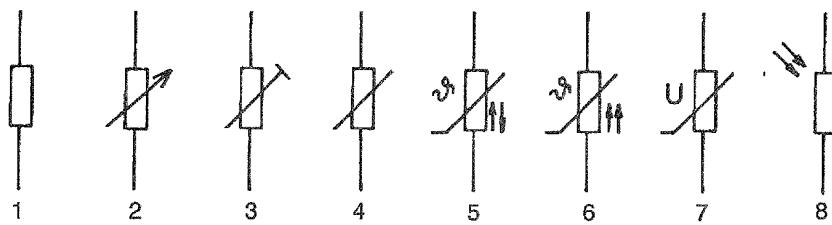
2.1.12.1 Färgmärkning av resistorer

Ett vanligt sätt att märka resistorer är genom att ha färger på ringar runt kroppen. Detta var vanligare på den tiden man hade hålmonterade resistorer och i dag med ytmontterade brukar man i stället använda siffror tryckta på motståndskroppen.

Färgkoden är dock bra att känna till för att kunna identifiera resistorer och ibland även andra komponenter.

Färgkoden består av tre olika scheman, de kan finnas 4, 5 eller 6 band runt komponenten. Första banden ger värdet hos komponenten och det två sista banden har särskild betydelse, det näst sista är en multiplikator och det sista bandet är toleransen. Ofta är det sista bandet också tryckt med en viss distans från de andra banden.

Om färgkoden har n stycken band kan man beskriva den med tabellen nedan.



- 1 Allmän symbol
 2 Ställbar resistor, potentiometer
 3 Trimbar resistor (trimmer)
 4 Automatiskt ställbar resistor

- 5 Temperaturberoende resistor, NTC
 6 Temperaturberoende resistor, PTC
 7 Spänningsberoende resistor, VDR
 8 Ljusberoende resistor, LDR

Bild 2.1: Schemasymboler för resistorer

Färg	Sifferkod	Multiplikator	Tolerans
Svart	0	10^0	
Brun	1	10^1	$\pm 1\%$
Röd	2	10^2	$\pm 2\%$
Orange	3	10^3	
Gul	4	10^4	
Grön	5	10^5	$\pm 0,5\%$
Blå	6	10^6	$\pm 0,25\%$
Violett	7	10^7	$\pm 0,1\%$
Grå	8	10^8	$\pm 0,05\%$
Vit	9	10^9	
Guld		10^{-1}	$\pm 5\%$
Silver		10^{-2}	$\pm 10\%$
Saknas			$\pm 20\%$

Tabell 2.1: Färgmärkning av resistorer och deras betydelse

Exempel: Gul, violett, orange, silver. Första är siffran 4, nästa är siffran 7 och den tredje orange är multiplikatorn 10^3 . Resultatet blir då 47 kOhm. Till sist har vi toleransen som är silver och innehåller $\pm 10\%$.

2.2 Kondensatorn

HAREC a.2.2.1

2.2.1 Allmänt

Så snart det finns en elektrisk potentiellskillnad – en spänning – mellan två kroppar uppstår ett elektriskt kraftfält mellan dem. Ett sådant fält lagrar elektrisk energi. Kropparna måste då isoleras från varandra.

Elektrisk energi lagras mellan olika delar av en strömkrets, även om de inte är direkt avsedda för det. Särskilt vid mycket höga frekvenser har detta stor betydelse för utformningen av en strömkrets. Vid låga frekvenser och likström har kretsens utformning dock mindre inverkan. Då behövs i stället särskilda anordningar för att ta upp eller avge energi på önskade ställen i strömkretsen.

En sådan anordning kallas kondensator. Den består i princip av två band eller plattor med anslutningsledningar samt ett isolerande skikt – dielektrikum – däremellan.

Kapacitansen är näst efter resistansen den vanligaste egenskapen i en strömkrets.

2.2.2 Kapacitans

HAREC a.2.2.1

Förmågan att lagra elektrisk energi (elektrisk laddning) kallas *kapacitans* (eng. *capacitance*). Ordet kommer från latinets *capax*, som betyder rymlig eller duglig. Kapacitansen betecknas i formler med bokstaven C.

En kondensators kapacitans bestäms av ytan på kondensatorns plattor, avståndet mellan dessa ytor, den absoluta dielektricitetskonstanten ϵ_0 och den relativ dielektricitetskonstanten ϵ_r , som är den faktor kapacitansen ökar med när dielektrikum utgörs av annat än vakuум.

Det isolerande materialet mellan plattorna kallas för *dielektrikum* (eng. *dielectric*) och egenskaperna hos detta material påverkar kondensatorns kapacitans. Materialets egenskap kallas för *dielektricitet* (eng. *dielectric property*) och kännetecknas av dess *dielektricitetskonstant* (eng. *dielectric constant*). Dielektricitetskonstanten för vakuум är definierad som:

$$\epsilon_0 = \frac{1}{c_0^2 \mu_0} \approx 8,854187 \cdot 10^{-12}$$

Den *relativa dielektricitetskonstanten* ϵ_r varierar för olika material och dess värde går att finna i tabeller. Genom att multiplicera den relativ dielektricitetskonstanten för ett material med dielektricitetskonstanten för vakuум ϵ_0 får man den *absoluta dielektricitetskonstanten* ϵ .

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$$

2.2.3 Kapacitans, dimension och dielektrikum

HAREC a.2.2.3

Kapacitansen är proportionell mot kondensatorplattornas yta och är omvänt proportionell mot plattavståndet.

Följande formler gäller för kapacitansen i en enkel kondensator med två plattor. När en kondensator är uppbyggd av n stycken plattor, ökar kapacitansen med faktorn (n-1). Med vakuum som dielektrikum gäller

$$C = \epsilon_0 \frac{A}{d}$$

Med ett godtyckligt dielektrikum gäller

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{A}{d}$$

$$C \text{ [farad]} \quad A \text{ [m}^2\text{]} \quad d \text{ [m]} \quad \epsilon \text{ [\frac{F}{m}]}$$

2.2.4 Enheten farad

HAREC a.2.2.2

Kapacitans är elektricitetsmängden per volt där mättenheten är *farad* [F]. Eftersom denna enhet är mycket stor används inom elektroniken oftast bråkdelar av den.

$$\begin{aligned} 1 \text{ mikrofarad} & (1 \mu\text{F}) = 10^{-6} \text{ F} \\ 1 \text{ nanofarad} & (1 \text{nF}) = 10^{-9} \text{ F} \\ 1 \text{ pikofarad} & (1 \text{pF}) = 10^{-12} \text{ F} \end{aligned}$$

2.2.5 Kondensatorn i likströmskretsen

En kondensator i en likströmskrets har alltid samma polaritet. Därvid förhåller sig kondensatorns polspänning *U* till dess *laddningsmängd* *Q* och kapacitans *C* enligt sambandet

$$U = \frac{Q}{C}$$

$$U \text{ [V]} \quad Q \text{ [As]} \quad C \text{ [F]}$$

Laddningsmängd har enheten ampere gånger sekund och är alltså ett mått på hur många laddningar som har lagrats.

När en anslutna spänningskälla har högre spänning än kondensatorn flyter en ström till kondensatorn och laddar upp den. Ju högre spänningen är desto större blir laddningen. Ju kortare uppladdningstiden är desto högre effekt utvecklas under den tiden.

När en uppladdad kondensator ansluts till en krets med lägre spänning urladdas kondensatorn till kretsen. Ju kortare urladdningstiden är desto högre effekt utvecklas under den tiden.

Laddningen i en kondensator kan resultera i en hög polspänning. Om kondensatorns kapacitans är stor kan laddningsmängden bli betydande. Varning för elektriska stötar och brännskador!

2.2.6 Kondensatorn i växelströmskretsen

I en likströmskrets förhåller sig kondensatorns polspänning till laddningsmängden. Men i en växelströmskrets växlar spänningen och polariteten ständigt och därmed växlar även kondensatorns laddning och polaritet.

Not: *Vissa kondensatortyper kan inte användas i rena växelströmskretsar.*

Försök: En glödlampa och en kondensator kopplas i serie med varandra och ansluts till en växelströmskrets. Med lämpligt valda värden på komponenterna kommer lampan att lysa.

Detta visar att en kondensator inte hindrar elektronflödet i en växelströmskrets. Man brukar säga att kondensatorn ”släpper igenom växelström”, men i själva verket är det så att laddningar pendlar mellan kondensatorns plattor genom den strömkrets som kondensatorn är ansluten till.

Använd för säkerhets skull låg spänning exempelvis från en ringledningstransformator!

2.2.7 Kapacitiv reaktans

HAREC a.2.2.4

Strömstyrkan i en växelströmskrets beror bland annat på hur stor kondensatorns kapacitans är, det vill säga på dess *kapacitiva reaktans* (eng. *capacitive reactance*) *X_c*.

Ordet reaktans kommer från latinets *re* (åter) *agere* (verka).

Större kapacitans innehåller större förmåga att ta upp elektrisk laddning och ger därmed en lägre reaktans. Resultatet blir ett kraftigare elektronflöde. En mindre kapacitans innehåller ett svagare elektronflöde.

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad \text{eller} \quad X_C = \frac{1}{\omega C}$$

$$X_C \text{ [\Omega]} \quad f \text{ [Hz]} \quad C \text{ [F]}$$

Exempel:

$$C = 10 \mu\text{F} \quad f = 50 \text{ Hz} \quad X_c = ?$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi 50 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 318,3 \Omega$$

Exempel:

$$C = 10 \mu\text{F} \quad f = 5 \text{ kHz} \quad X_c = ?$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi 5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 3,183 \Omega$$

En kondensators reaktans är således omvänt proportionell mot dess kapacitans och frekvensen i kretsen. Jämför detta med en induktor (spole) där reaktansen är proportionell mot frekvensen.

När en ström flyter genom en resistor uppstår värmeförluster. När ström flyter genom en ideal reaktans – en induktor eller en kondensator – uppstår däremot inga värmeförluster.

2.2.8 Fasförskjutning i en kondensator

HAREC a.2.2.5

Med fasförskjutning menas här den tidsmässiga förskjutningen mellan ström- och spänningsförloppen. I en kondensator når nämligen strömmen inte sitt toppvärde samtidigt som spänningen. I en ideal kondensator är spänningen fasförskjuten 90° efter strömmen.

2.2.9 Förlustvinkel

I praktiken är fasförskjutningen i en kondensator något mindre än 90° på grund av att laddning läcker igenom dielektrikum. Man talar om en förlustvinkel. Läckningen kan ses som en resistor kopplad parallellt över kondensatorn.

2.2.10 Läckström

Med sitt extremt tunna dielektrikum har elektolytkondensatorn en mycket högre kapacitans än andra sorters kondensatorer, men den har också några nackdelar. Bland annat kan den normalt endast användas med likspänning, den har hög förlustfaktor på grund av läckström och den värme som utvecklas av läckströmmen skapar övertryck till följd av gasbildning.

2.2.11 Utförandeformer

Kondensatorer kan utföras med fast kapacitansväerde. Dielektrikum består då av ett skikt av glimmer, impregnerat papper eller liknande.

Kondensatorer kan även utföras med variabelt kapacitansväerde. Dielektrikum består då oftast av luft, men kan även bestå av ett fast material. (*Bild 2.2*)

2.2.11.1 Fasta kondensatorer

Kondensatorer har oftast namn efter utförande och det dielektriska materialet.

Pappers- och plastkondensatorer Plattorna i dessa typer består av aluminiumremsor med anslutningstrådar. Däremellan finns en pappers- respektive plastremsa som dielektrikum. För att spara plats rullas det hela ihop och skyddas med en plastningjutning.

Keramiska kondensatorer I keramiska kondensatorer består dielektrikum av något keramiskt material. På ömse sidor om detta sätts en metallbeläggning med anslutningstrådar.

Glimmerkondensatorer I denna kondensatortyp består dielektrikum av tunna glimmerskivor.

Elektolytkondensatorer Elektolytkondensatorer har elektroder av aluminium eller tantal där pluspolen (anoden) ges ett mycket tunt oxidskikt. Detta är inte ledande och fungerar som dielektrikum. Mellan oxidskiktet och minuspolen

(katoden) läggs en elektrolyt med låg resistivitet.

Elektolytkondensatorer har särskilt högt kapacitansväerde. Till skillnad från andra kondensatortyper är elektolytkondensatorer polariserade. Utom i ett speciellt fall innebär det att polariteten på den pålagda spänningen inte får kastas om. Flera olika slags elektolytkondensatorer finns, bland andra våta och torra aluminiumelektolytkondensatorer samt tantalelektolytkondensatorer.

2.2.11.2 Variabla kondensatorer

Variabla kondensatorer har oftast sitt namn efter utförandeformen, som vridkondensator och trimbar kondensator (trimmer).

2.2.12 Temperaturkoefficient

På liknande sätt som med resistorer påverkas kapacitansen i kondensatorer av temperaturen. Att sambandet mellan kapacitans och temperatur är viktigt förstås av att temperaturkoefficienten i den frekvensbestämmande kapacitansen i en oscillatorkrets är en av faktorerna för stabil frekvens.

Temperaturkoefficienten α_c anger kapacitansändringen per grad temperaturändring. Kapacitansändringen blir då

$$\Delta C = \pm \alpha_c \cdot C_k \cdot \Delta \vartheta$$

varvid C_k är kapacitansvärdet vid den lägre temperaturen (oftast 20°C) och $\Delta \vartheta$ är temperaturändringen i kelvin. Kelvin [K] är den normerade mättenheten för absolut temperatur. En ändring med 1 K motsvarar en ändring med 1°C . Är α_c positiv betyder det att kapacitansen ökar med ökande temperatur. Är α_c negativt betyder det att kapacitansen minskar med ökande temperatur. En kondensator som är märkt med N 100 betyder $\alpha_c = -100 \cdot 10^{-6} \text{ } 1/K$

2.2.13 Standardiserade komponentvärden

Kondensatorer tillverkas vanligen med standardiseraade värden från en talserie.

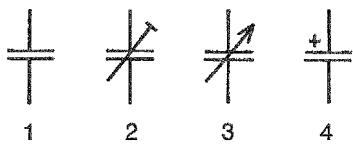
2.2.14 Märkning av kondensatorer

Kondensatorer märks med hjälp av siffror och bokstäver eller med en färgkod så att kondensatorns huvuddata kan avläsas. Ofta finns märkningen förklarat i komponentleverantörernas kataloger.

Se exempelvis tabellen för resistorer i avsnitt 2.1.12.

2.3 Induktorn

HAREC a.2.3



- 1 Allmän symbol
- 2 Trimbar kondensator (trimmer)
- 3 Vridkondensator
- 4 Polariserad kondensator, elektrolytkondensator

Bild 2.2: Schemasymboler för kondensatorer

2.3.1 Allmänt

När elektrisk ström flyter genom en ledare alstras ett magnetfält omkring den. Så snart strömmens styrka eller riktning ändras uppstår en motsvarande så kallad elektromotorisk kraft (EMK) som motverkar ändringen. Kraften finns i magnetfältet i form av lagrad magnetisk energi.

2.3.2 Självinduktion – induktans

HAREC a.2.3.1

Magnetfältets förmåga att alstra en motverkande EMK kallas *självinduktion* (eng. *self inductance*) eller *induktans* (eng. *inductance*). Ordet induktans kommer från latinets *inducere*, som betyder införa.

När en ledare som ingår i en sluten krets rör sig i ett magnetfält, kommer en ström att flyta genom ledaren på grund av den EMK (spänning) som alstras. Varje ändring av strömmen motverkas av det magnetfält som strömmen själv alstrar.

När det uppstår självinduktion i en ledare kallas ledaren *induktor* (eng. *inductor*). Självinduktionen är jämnt utbredd över ledarens hela längd. När ett större induktansvärde behövs på något särskilt ställe i strömkretsen, kan ledarens längd ökas just där och lindas upp till en spole med lämplig form. Hela spolen kallas då för induktor.

När ett motverkande magnetiskt fält alstras omkring en ledare genom att strömmen i den ändras, påverkas kretsens egenskaper och därmed dess utformning på olika sätt. Vid snabba strömänderingar, exempelvis vid hög frekvens, är motverkan större än vid långsamma ändringar. Vid konstant likström uppstår däremot ingen motverkan – självinduktion.

Induktansen är efter resistansen och kapacitansen den vanligaste egenskapen i en strömkrets.

2.3.3 Försök med induktion

Försök 1: Överst i bild 2.3 är ett känsligt vridspoleinstrument kopplat till en induktor. Instrumentet bör ha noll på skalans mitt, så att strömriktningen syns. En permanentmagnet används för att visa att självinduktion uppstår när magneten förs fram och tillbaka genom induktorn.

Instrumentet ger utslag när magneten är i rörelse. Utslaget blir större vid snabbare hastighetsändring. Utslagsriktningen växlar när magneten förs in i respektive dras ut ur induktorn – det uppstår en växelström.

En växelspänning uppstår över induktorn även när den ingår i en strömkrets som sluts och bryts – alltså utan en magnet som rör sig.

Försök 2: I mitten i bild 2.3 har permanentmagneten bytts mot ännu en induktor. Utöver den första induktorn, som vi nu kallar sekundärlindning, kallar vi den nya induktorn för primärlindning.

När vi släpper ström genom primärlindningen alstrar den ett magnetfält. Först är strömmen noll för att sedan ändras till ett högt värde och därefter återgå till noll. Det blir en strömstöt.

Varje ändring alstrar en mot-EMK, som bygger upp ett magnetfält, först i en riktning och sedan i den andra. I båda fallen passerar fältet genom båda lindningarna. Fältet från primärlindningen inducerar en spänningsstöt i sekundärlindningen. Stöten har en riktning när primärlindningens strömkrets sluts och motsatt riktning när den bryts – en växelspänning alstras. När sekundärlindningen ingår i en sluten krets uppstår en växelström genom sekundärlindningen.

Försök 3: Nederst i bild 2.3 ställer vi oss frågan vad som händer när primärlindningen i försök 2 ansluts till en växelspänning, till exempel med nätfrekvensen 50 Hz. Använd för säkerhets skull en skyddstransformatör mellan nätet och lindningen!

I sekundärlindningen uppstår då spänningsstötar vars polaritet i detta fall växlar 100 gånger per sekund. Det uppstår alltså en växelspänning över sekundärlindningen och om denna ingår i en sluten strömkrets uppstår det en motsvarande växelström.

2.3.4 Olika utföranden

Bild 2.4 visar schemasymboler för ett antal vanliga induktorer. Utöver dessa finns elektromagneter, drosslar, induktorer för resonanskretsar, ramantennor och så vidare.

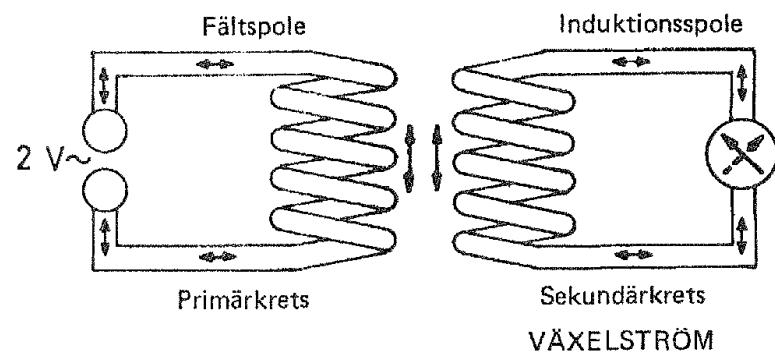
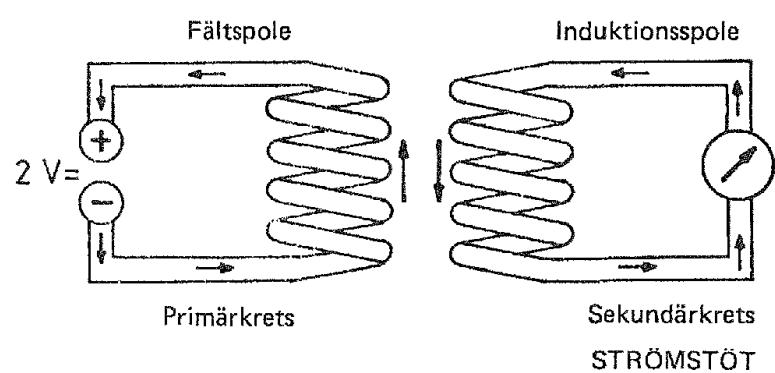
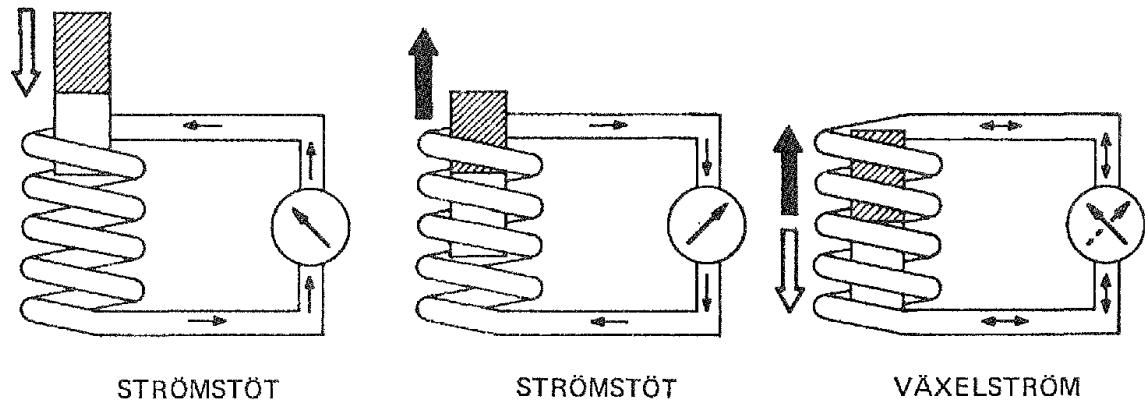


Bild 2.3: Försök med induktion

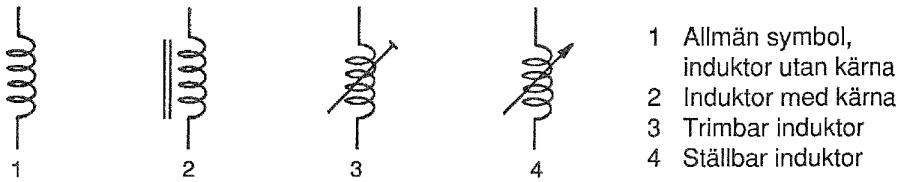


Bild 2.4: Schemasymboler för induktorer

2.3.5 Enheten henry (H)

HAREC a.2.3.2

Måttenheten för självinduktion är *henry* (H). 1 henry (1 H) är självinduktionen i en induktor som alstrar en motspänning av 1 volt vid en strömändring av 1 ampere under 1 sekund. I formler betecknas induktans med symbolen L. Sambandet är:

$$\text{volt} = \text{henry} \cdot \text{ampere}/\text{sekund}$$

1 H är en stor måttenhet. För elektroniktillämpningar används därför ett mer hanterligt format.

Exempel:

$$\begin{aligned} 1 \text{ H} &= 1000 \text{ mH} \\ 1 \text{ mH} &= 1 \cdot 10^{-3} \text{ H} \\ 1 \text{ mH} &= 1000 \mu\text{H} \\ 1 \mu\text{H} &= 1 \cdot 10^{-3} \text{ mH} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ H} \end{aligned}$$

2.3.6 Hur induktansen påverkas

HAREC a.2.3.3

Induktansen beror på induktorns mekaniska dimensioner, antalet lindningsvarv och materialet i kärnan.

Induktansen i en cylindrisk induktor är proportionell mot tvärsnittsytan, omvänt proportionell mot längden och proportionell mot kvadraten på lindningsvarvtalet.

Induktansen ökar om induktorn förses med en kärna av järn och minskar med en kärna av omagnetisk, ledande metall, till exempel koppar, mässing eller aluminium.

Precis som för kondensatorn har materialet i en induktors kärna betydelse, då dess *permeabilitet* kan anta olika värden. Den absoluta permeabiliteten μ brukar delas upp i permeabiliteten för vakuum μ_0 och den *relativa permeabiliteten* μ_r som gives av

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

Den relativa permeabiliteten går att hitta i tabeller och varierar med material. Permeabiliteten för vakuum är definierad som

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \approx 1,256637 \cdot 10^{-6}$$

2.3.7 Induktiv reaktans

HAREC a.2.3.4

Till skillnad från när en resistor ansluts till en spänning, så blir strömkönningen i en induktor fördöjd.

Orsaken är att en induktor inte bara har en resistans, vilken ju inte påverkas av strömvariationer, utan har även en *induktiv reaktans* (eng. *inductive reactance*) X_L . Ordet reaktans kommer från latinets *re* (åter) agere (verka).

Reaktans – växelströmsmotstånd eller skenbart motstånd – uppträder så länge som strömmen genom induktorn ändras. En induktor gör således också motstånd mot varje strömändring och detta motstånd ökar med ökande ändringshastighet.

En fullbordad pendling i en växelström kan ses som ett varv i en cirkel – 360° – och en fullbordad sådan pendling kallas en period.

En period motsvarar omkretsen i en cirkel med radien r , där omkretsen är $2 \cdot \pi \cdot r$. När strömmen växlar 1 gång per sekund har pendlingen en frekvens [f] av 1 hertz [Hz]. Vid 50 växlingar per sekund har pendlingen en frekvens av 50 Hz.

Den *Induktiva reaktansen* X_L – växelströmsmotståndet i en induktor – är en funktion av strömmens så kallade vinkelhastighet $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ och av induktansen L.

Den induktiva reaktansen är proportionell mot strömmens frekvens och mot induktorns induktansvärde. Inga förluster uppstår i en ideal induktor, det vill säga en induktor som teoretiskt saknar resistans. Sambandet är:

$$X_L = 2\pi f L = \omega L$$

$$X_L [\Omega] \quad f [\text{Hz}] \quad L [\text{H}]$$

Exempel:

$$L = 1 \text{ H} \quad f = 50 \text{ Hz} \quad X_L = ?$$

$$X_L = 2\pi f L = 2\pi \cdot 50 \cdot 1 = 314 \Omega$$

Exempel:

$$L = 1 \text{ H} \quad f = 5 \text{ kHz} \quad X_L = ?$$

$$X_L = 2\pi f L = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 1 = 31400 \Omega$$

2.3.8 Fasförskjutning mellan spänning och ström i en induktor

HAREC a.2.3.5

Med fasförskjutningen menas den tidsmässiga förskjutningen mellan ström- och spänningsförlopp. Strömmen genom en induktor når inte sitt toppvärde samtidigt som spänningen över den. Orsaken är växlingarna mellan elektrisk och magnetisk energi i induktorn. Detta illustreras i bild 3.11.

I en ideal induktor är spänningen fasförskjutten 90° före strömmen. I praktiken är dock förskjutningen något mindre än 90° på grund av resistansen i induktorn.

2.3.9 Q-faktor – godhetstal

HAREC a.2.3.6

Q-faktorn kan avse två olika saker, som inte ska förväxlas. Dessa är Q-faktorn för en komponent respektive Q-faktorn för en hel strömkrets.

Q-faktorn för en induktor är kvoten av dess reaktans och dess serieresistans.

$$Q_{\text{komponent}} = \frac{X_{\text{komponent}}}{R_{\text{komponent}}}$$

Q-faktorn för en hel resonanskrets beror däremot på bredden på det frekvensband som en viss komponentkombination ger. Q-faktorn för en resonanskrets är därför ett mått på dess selektivitet (se kapitel 3.1.18).

Q-faktorn för en ingående komponent påverkar Q-faktorn för en hel krets. Däremot gäller inte det omvända.

2.3.10 Yteffekt – skin-effect

I en ledare av homogent material fördelar sig en likström lika över hela tvärsnittet. Men för en växelström minskar strömtätheten i ledarens mitt och ökar i stället vid ytan. Ju högre frekvensen är desto större är strömtätheten vid ytan. Fenomenet kallas *yteffekt* (eng. *skin effect*) och uppträder i alla ledare.

Det djup i ledarmaterialet där laddningstäheten sjunkit till 37 % av värdet vid ytan kallas *skin depth*. För koppar är detta djup ca 70 mm vid 100 Hz. Vid 1 MHz har djupet minskat till 0,07 mm och vid 100 MHz till 0,0067 mm. På grund av yteffekten är alltså materialet i mitten av homogena ledare elektriskt mindre verksamt vid höga frekvenser. Resistansen för en viss ledare blir alltså större för växelström än för likström.

Utöver frekvensen påverkas yteffekten av ledarmaterialets elektriska och magnetiska ledningsförmåga. För att få låg resistans i ledare för högfrekvent ström är det viktigt att omkretsen är stor och att materialskiktet vid ytan har hög ledningsförmåga. Därför är induktörerna i sändarslutsteg ofta försilvrade och består av rör med stor diameter eller av breda band.

2.3.11 Temperaturkoefficient

Liksom med resistorer påverkas även induktansen av temperaturen. Att sambandet mellan induktans och temperatur är viktigt förstås av att temperaturkoefficienten i den frekvensbestämmande induktorn i en oscillatorkrets påverkar frekvensstabiliteten.

Eftersom metallen koppar utvidgar sig vid temperaturökning och induktorns tvärsnittsyta då blir större, är temperaturkoefficienten vanligen positiv.

Temperaturkoefficienten α_L anger induktansändringen per grad temperaturändring.

Induktansändringen blir då $\Delta L = \pm \alpha_L \cdot L_k \cdot \Delta \vartheta$ där L_k är induktansvärdet vid den lägre temperaturen (oftast 20°C) och $\Delta \vartheta$ är temperaturändringen i kelvin.

Kelvin [K] är den normerade måttenheten för absolut temperatur. En ändring med 1 K motsvarar en ändring med 1°C .

Induktörer kan innehålla kärnor av någon metallgering vars egenskaper också är temperaturberoende.

I praktiken kan man knappast påverka temperaturkoefficienten i en induktor. Eftersom en resonanskrets för det mesta även innehåller kondensatorer kan man kompensera en positiv temperaturkoefficient i induktorn med en negativ temperaturkoefficient i en kondensator.

2.3.12 Förluster i kärnmaterial

När ett magnetiskt växelfält passerar ett kärnmaterial kommer atomerna (som är permanentmagneter) att ständigt inta nya lägen i materialet i takt med fältets frekvens. Då uppstår virvelströmmar, så kallade jämförluster, som dels påverkar materialets ledningsförmåga och som dels höjer temperaturen i kärnan och därmed i hela induktorn.

2.4 Transformatorn

HAREC a.2.4

2.4.1 Allmänt

En *transformator* (eng. *transformer*) består av en eller flera lindningar eller spolar av elektriska ledare. Lindningarna är magnetiskt kopplade till varandra. Det innebär att de är anordnade så att ett magnetfält som alstrats i någon av lindningarna även passerar genom övriga lindningar.

När en växelspänning läggs över en lindning kallas den *primärlindning* (eng. *primary coil*). I och omkring primärlindningen alstras då ett magnetiskt fält som växlar i takt med spänningen. Primärfältet passerar även genom övriga lindningar – *sekundärlindningarna* (eng. *secondary coil*) – och alstrar där spänningar och strömmar.

Den så kallade kopplingsfaktorn mellan lindningarna varierar för olika frekvenser. Den är lägre vid låga frekvenser (hundratals Hz) och högre vid höga frekvenser (tusentals Hz). Speciellt vid låga frekvenser behövs en större kopplingsfaktor för att avsedd effekt ska kunna överföras mellan lindningarna. Då kan ledningsförmågan i den magnetiska flödesvägen ökas med hjälp av en järnkärna.

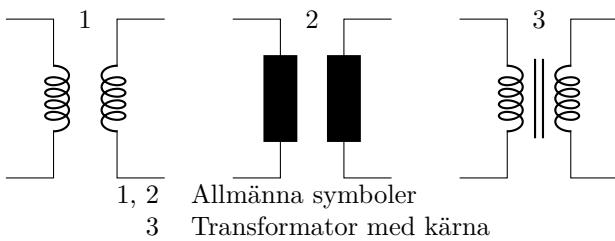


Bild 2.5: Schemasymboler för transformatorer

2.4.2 Utföranden

Transformatorn kan utföras för olika ändamål, till exempel som *spänningstransformator* (eng. *voltage transformer*), *strömtransformator* (eng. *current transformer*) eller *impedanstransformator* (eng. *impedance transformer*).

Utförandet påverkas även av frekvens och av vilken effekt som ska överföras.

2.4.3 Terminologi

primärkrets	sekundärkrets
primärlindning	sekundärlindning
primärspänning u_1	sekundärspänning u_2
primärström i_1	sekundärström i_2
lindningsvarvtal n	primärt n_1 sekundärt n_2
varvtalsomsättning	= $\frac{n_1}{n_2}$ eller $\frac{n_2}{n_1}$
impedansomsättning	= $\frac{Z_1}{Z_2}$ eller $\frac{Z_2}{Z_1}$

2.4.4 Den ideala (förlustfria) transformatorer

HAREC a.2.4.1 HAREC a.2.4.2.2 HAREC a.2.4.2.1

I bild 2.6 är transformatorn obelastad när sekundärkretsen är bruten.

När primärlindningen ansluts till en växelpänning induceras växelpänningar både över primär- och sekundärlindningarna. Det uppstår även en ström i primärlindningen, men däremot inte i sekundärlindningen när sekundärkretsen är bruten. För den obelastade transformatorn gäller sambandet

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

det vill säga att spänningen över lindningarna är proportionell mot lindningsvarvtalen.

I bild 2.7 är transformatorn belastad när sekundärkretsen är sluten.

När någon av transformatorns sekundärlindningar ingår i en sluten strömkrets uppstår en sekundärström där.

Sekundärströmmen alstrar ett magnetfält som motverkar primärströmmens fält, hindrar dess växlingar och tar ut energi från primärkretsen.

Strömförbrukningen på primärsidan ökar således i proportion mot strömförbrukningen på sekundärsidan. Transformatorn reglerar själv hur mycket energi

som den tar från strömkällan och lagrar i fältet för att föra över till sekundärkretsen.

För den belastade transformatorn gäller att strömmen genom lindningarna är omvänt proportionell mot lindningsvarvtalen, det vill säga omvänt proportionell mot varvtalsomsättningen.

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

Av föregående formler följer att:

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{i_2}{i_1}$$

Av $P_1 = u_1 \cdot i_1$ och $P_2 = u_2 \cdot i_2$ följer att $P_1 = P_2$.

Om man bortser från förlusterna i transformatorn, är den effekt som den tar från kraftkällan lika med den effekt som transformatorn avger.

Eftersom transformatorn transformerar både spänningar och strömmar, kommer även impedansen att transformeras genom transformatorn. Denna impedanstransformation följer impedansomsättningen, det vill säga

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{n_1^2}{i_2^2}.$$

2.4.5 Transformatortillämpningar

HAREC a.2.4.2.4

2.4.5.1 Sparkopplade transformatorer

I bild 2.7 har transformatorn beskrivits så att primär- och sekundärlindningarnas enda förbindelse med varandra är över ett magnetfält, alltså utan galvanisk förbindelse.

Varje lindning kan förses med godtyckliga uttag. Mellan uttagen finns då en spänning som är proportionell mot antalet lindningsvarv.

Detta är en metod för att spara in på antalet lindningar. För att till exempel omsätta nätpänningen 230 V till 115 V används ibland en *spartransformator*.

Med en spartransformator kommer olika strömkretsar i galvanisk förbindelse med varandra, vilket visas i bild 2.8. Särskild försiktighet ska därför iakttas vid användning av sparkopplade transformatorer, på grund av risken för elolycksfall. Spartransformatorer bör därför inte användas i amatörradiosammanhang. Säkrast är skyddstransformatorer med galvaniskt skilda ledningar och dessutom med speciellt bra isolering och kapsling.

2.4.5.2 Strömtransformatorer

Hög sekundärström under låg sekundärspänning kännetecknar en *strömtransformator* (eng. *current transformer*), som illustreras i bild 2.9. Strömtransformatorer används i elektriska svetsningsutrustningar, induktionsugnar och liknande. Strömtransformatorer används även för mätning av höga växelströmmar.

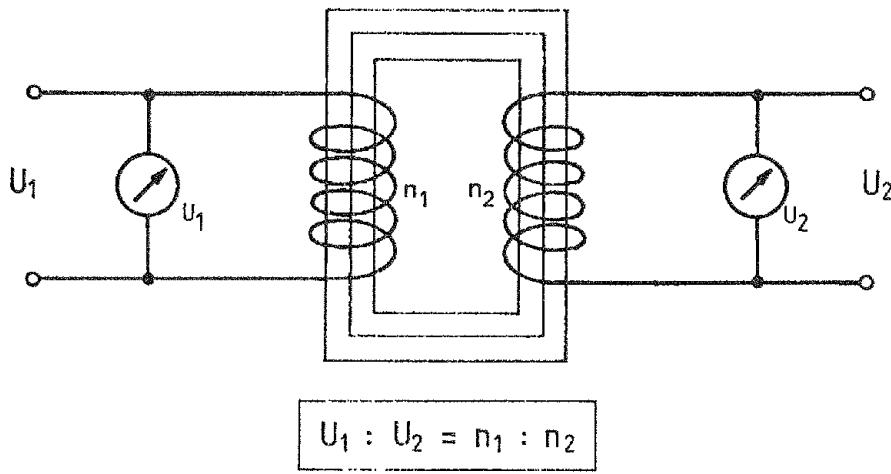


Bild 2.6: Obelastad transformator

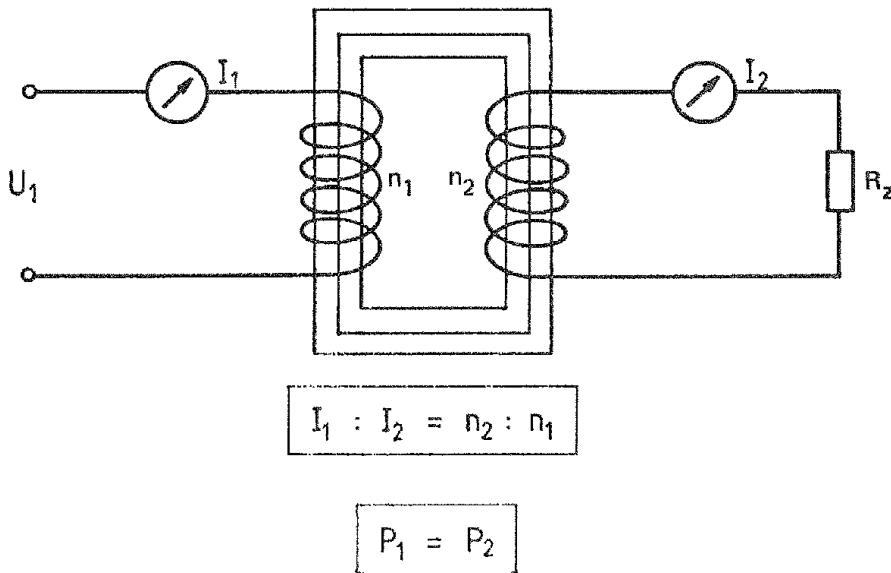


Bild 2.7: Belastad transformator

2.4.5.3 Högspänningstransformatörer

Hög sekundärspänning under förhållandevis låg sekundärström kännetecknar en *spänningstransformator* (eng. *voltage transformer*). Bild 2.10 visar en transformator med ett gnistgap i sekundärkretsen för tändning av gas.

Högspänningstransformatörer (eng. *high voltage transformer*) används i distributionsnät, neonskyltar, tändsystem för förbränningsmotorer, anodspänningsaggregat för sändare och så vidare.

2.4.5.4 Låg- och klenspänningstransformatörer

En *lägspänningstransformator* (eng. *low voltage transformer*) med spänningen 400/230 V används i lokala distributionsnät, det vill säga de elektriska ledningar som går från en transformator till vanliga hus och kontor.

För ökad säkerhet mot elektrisk chock krävs dock att vissa apparater drivs med klenspänning via en *skyddstransformator* (eng. *safety isolating transformer*). Det är en transformator med skyddsseparation mellan primär- och sekundärslindningarna. Sekundärspänningen i en klenspänningstransformator, bild 2.11, får inte överstiga 50 V.

2.4.6 Sambandet mellan varvtal och impedans

HAREC a.2.4.2.3

Transformatorn kan även användas för anpassning av impedanser. Impedansen Z i en lindning är proportionell mot kvadraten av dess lindningsvarvtal n.

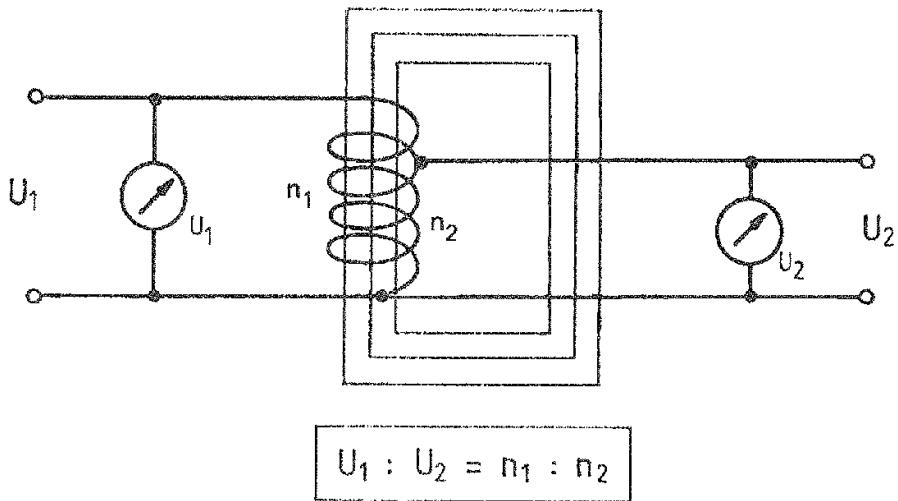


Bild 2.8: Sparkopplad transformator

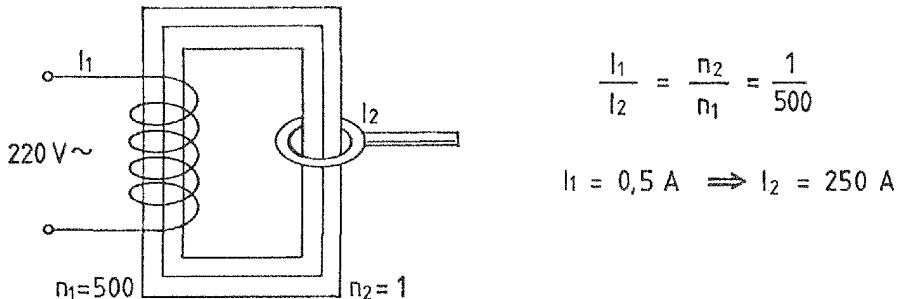


Bild 2.9: Strömltransformator

Om effekten i sekundärlindningen är lika stor som i primärlindningen, gäller formeln:

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \frac{n_p^2}{n_s^2}.$$

2.5 Halvledardioden

HAREC a.2.5

2.5.1 Allmänt

I en strömkrets kan av olika anledningar ström tillåtas att flyta i en riktning men kanske inte i den motsatta. En anordning med en sådan funktion kallas för en diod.

Först bestod en diod av två elektroder i vakuум (se avsnitt 2.7.2). Därav namnet vakuudiod. Numera består en diod oftast av någon halvledare. Därav namnet halvledardiod.

Bild 2.12 överst illustrerar en halvledardiod bestående av ett P-ledande och ett N-ledande materialskikt som fogats samman.

Mellan de båda skiktens utbildas ett tunt gräns-skikt som inte innehåller laddningsbärare. Detta skikt kan vara ledande eller icke ledande – ett spärrskikt – beroende på polariseringen.

2.5.2 Halvledardiodens karaktär

HAREC a.2.5.1.2

2.5.2.1 Diod i framriktningen

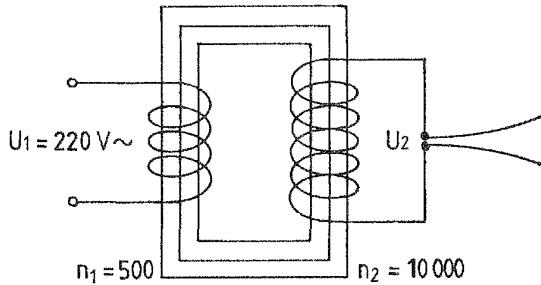
Förbinder man den positiva polen på en spänningsskälla med P-skiktet i en diod och den negativa polen med N-skiktet så är dioden polariserad i *framriktningen*, detta illustreras i bild 2.12 mitten. Spärrskiktet upplöses då och en *framström* (eng. *forward current*) flyter genom dioden. Elektronerna flyter till den positiva polen och hålen till den negativa polen. Över anslutningarna ligger en spänning, *framspänningssfallet* (eng. *forward voltage*), som varierar med strömmen och temperaturen. Spänningssfallet och strömmen ger på normalt sett diodens *förlusteffekt*.

2.5.2.2 Diod i backriktningen

Backspänning, backström, läckström, spärrriktning

Förbinder man i stället den negativa polen på en spänningsskälla med P-skiktet i en diod och den positiva polen med N-skiktet så är dioden polariserad i *spärrriktningen* eller *backriktningen*, så som illustreras i bild 2.12 underst. Spärrskiktet blir då ännu kraftigare.

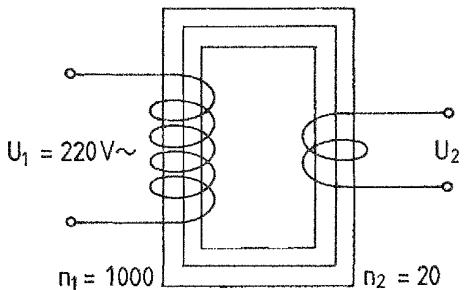
Endast en obetydlig ström I_{SP} flyter genom dioden i spärrriktningen, även vid ökande spänning U_{SP} .



$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{500}{10\,000} = \frac{1}{20}$$

$$U_1 = 220 \text{ V} \Rightarrow U_2 = 4\,400 \text{ V}$$

Bild 2.10: Högspänningstransformator



$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1000}{20} = \frac{50}{1}$$

$$U_1 = 220 \text{ V} \Rightarrow U_2 \approx 4,4 \text{ V}$$

Bild 2.11: Klenspänningstransformator

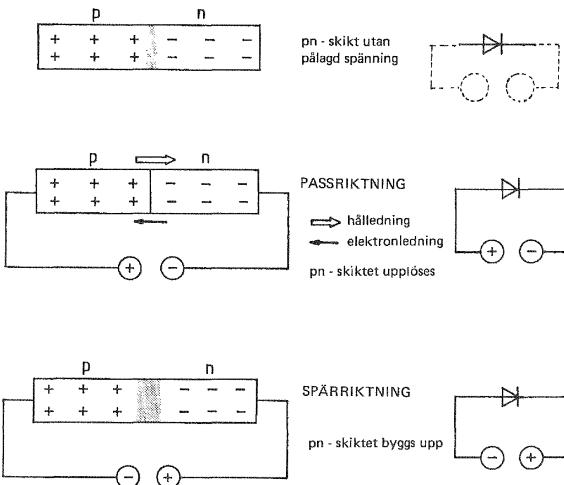


Bild 2.12: Spärrskiktet i en halvledardiod

Men över en viss spänning ökar strömmen snabbt – den så kallade zenereffekten uppstår. Dioden kan då lätt förstöras av en alltför hög ström.

2.5.2.3 Diod i strömkrets

När en diod kopplas in i en strömkrets är det nödvändigt att dioden vänds så att ström kan flyta igenom den i önskad riktning.

Anslutningen till en diods P-skikt kallas för *anod* och kopplas normalt mot strömkretsens positiva pol.

Motsvarande anslutning från N-skiktet på en diod kallas *katod* och kopplas normalt mot strömkretsens negativa pol.

För att komma ihåg hur en diod ska vändas så används anod och katod i en minnesregel som lyder Positiv Anod Negativ Katod vilket förkortas **PANK**.

En diods katod märks ut med ett streck på eller en markering i höljet som ska motsvara strecket framför pilen i diodens schemasymbol.

2.5.2.4 Diodens ström-spänningsförhållande

Bild 2.13 visar en diods ström-spänningsförhållande.

Strömmen I_D börjar att flyta när spänningen U_D har nått ett tröskelvärde (vid kiseldioder 0,6 V). När spänningen ökar ytterligare däröver, ökar även strömmen.

Produkten av spänningsfallet över dioden och strömmen genom den kallas förlusteffekt. Denna värmes upp dioden. Vid för hög temperatur förstörs kristallstrukturen. En kiselkristall kan klara upp till 200 °C medan en germaniumkristall bara klarar 75 °C.

2.5.3 Diodtillämpningar

HAREC a.2.5.1.1

Bild 2.14 illustrerar flera olika schemasymboler för dioder.

Likriktning är den vanligaste tillämpningen för dioder (se kapitel 3.3). Halvledardioder utförs även för en rad andra ändamål och finns i en mängd varianter.

2.5.3.1 Dioder för spänningsstabilisering (zenerdiod).

Inom ett visst område är spänningsfallet över en zenerdiod i en strömkrets i det närmaste konstant medan strömmen varierar. Denna egenskap kallas zenereffekt och används för konstanthållning av spänning.

Det finns zenerdioder för många olika spänningar och effekter.

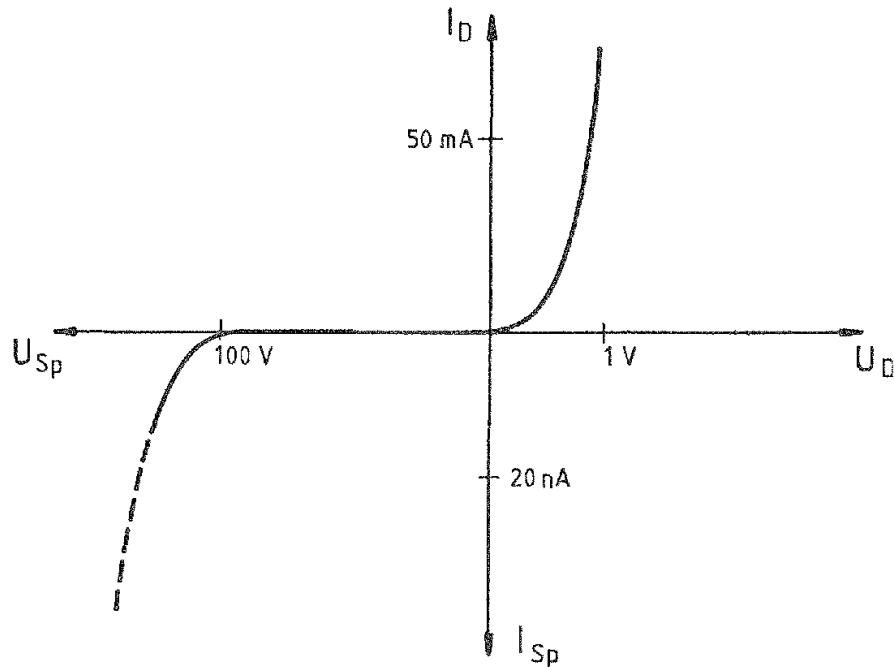


Bild 2.13: Halvledardiodens karakteristik

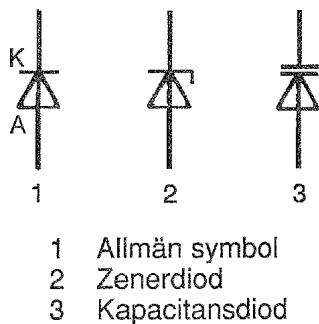


Bild 2.14: Schemasymboler för dioder

2.5.3.2 Dioder som variabla kondensatorer (kapacitansdiod, VariCap)

När en diod är polariserad i spärrriktningen bildas ett spärrskikt. Olika polariseringsspänning alstrar olika tjocka spärrskikt och en spärrad diod har på så sätt egenskaper som liknar dem i en variabel kondensator. Det finns dioder där reglerbarheten av kapacitansen är speciellt utvecklad.

2.5.3.3 Lysdioder (LED)

Lysdiod (eng. *Light Emitting Diode (LED)*) är en diod anpassad för att leverera ljus, ofta synligt sådant. Lysdioder finns tillgängliga med infrarött, rött, orange, gult, grönt, blått och vitt ljus. En variant av lysdiod är laserdioden, som bland annat används för överföring över optisk fiber.

När en diod är polariserad i passriktningen frigörs energi i spärrzonen. Det sker genom rekombination av par av laddningsbärare, varvid det normalt avgår energi i form av värme. Vid en viss inblandning av främmande atomer avgår istället ljus.

Spänningfallet över en lysdiod är ungefär dubbelt så stort som över en kiseldiod, det vill säga ungefär 1,5 volt. Det normala spänningfallet bör alltid kontrolleras för korrekt dimensionering av kretsen. Ljusstyrkan är proportionell mot strömmen, som normalt har värden mellan 10 och 50 mA. En lysdiod bör ha ett strömbegränsande motstånd i serie för att strömmen inte ska bli för stor och lysdioden åldras i förtid eller rent av gå sönder.

Moderna högeffektslysdioder kräver en konstantströmsmatning och kan ha betydligt högre spänning. Dessa har blivit tillgängliga till lågt pris och populära för experiment.

2.5.4 Vakuumdioden i jämförelse med halvledardioden

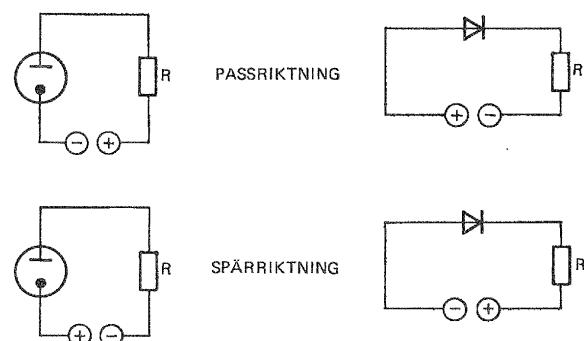


Bild 2.15: Dioders polarisering i kretsen

Bild 2.15 visar principen för hur de båda diodtyperna ingår i en strömkrets. Den stora skillnaden är att arbetsspänningen för en vakuumdiod är mångfalt

högre än den för en halvledardiod samt att vakuums diodens ena elektrod (katoden) behöver hettas upp för att avgå elektroner.

2.6 Transistor

HAREC a.2.6

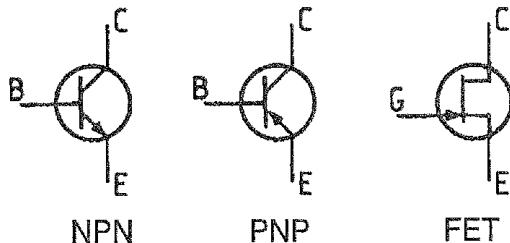


Bild 2.16: Schemasymboler

2.6.1 Allmänt

En transistor består av skikt av dopade halvledarelement som sammanfogats. Vanligt är två N-skikt och ett mellanliggande P-skikt (NPN-transistor) eller två P-skikt och ett mellanliggande N-skikt (PNP-transistor). Skikten är försedda med anslutningar.

Bild 2.16 visar schemasymboler för de vanliga transistortyperna NPN-transistorer (bipolära), PNP-transistorer (bipolära) och FET-transistorer (fälteffekt-).

2.6.2 NPN-transistorer

HAREC a.2.6.1b

Halvledarskikten kallas emitter (E), bas (B) och kollektor (C).

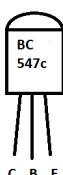


Bild 2.17: Transistor

Bild 2.17 visar en klassisk hålmonterad småsignaltransistor.

2.6.2.1 Spärrzonerna

Bild 2.18 överst visar hur mellan skikten B och E respektive mellan B och C bildas zoner vars ledningsförmåga kan styras elektriskt över anslutningarna.

2.6.2.2 Spänningssällan U_{BE}

Bild 2.18 mitten visar att mellan bas och emitter finns en diodsträcka. När en positiv spänning läggs på basen och en negativ spänning på emittern polariseras diodsträckans spärrzon i passriktningen. Spärrzonen upplöses då och det flyter en så kallad basström I_B .

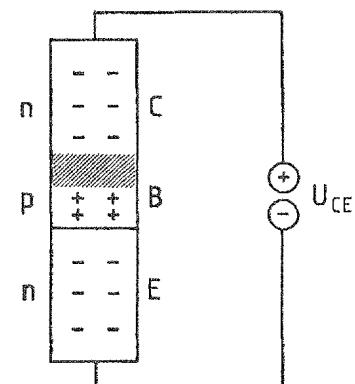
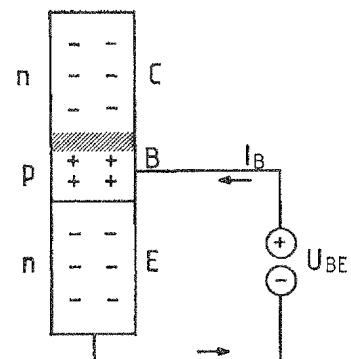
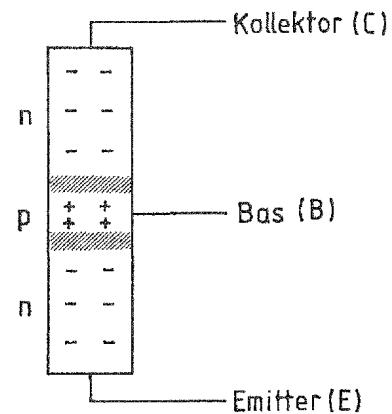


Bild 2.18: Skikten i en bipolär transistor

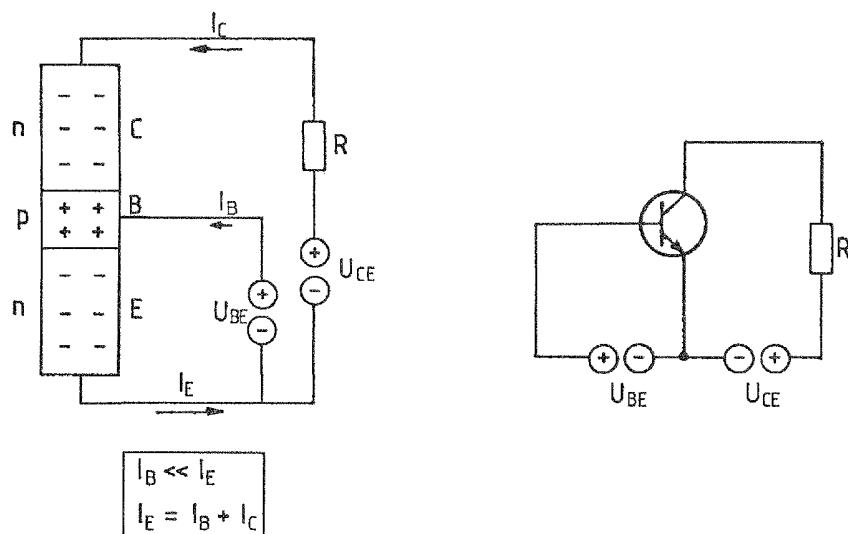


Bild 2.19: Emitterkopplad transistor

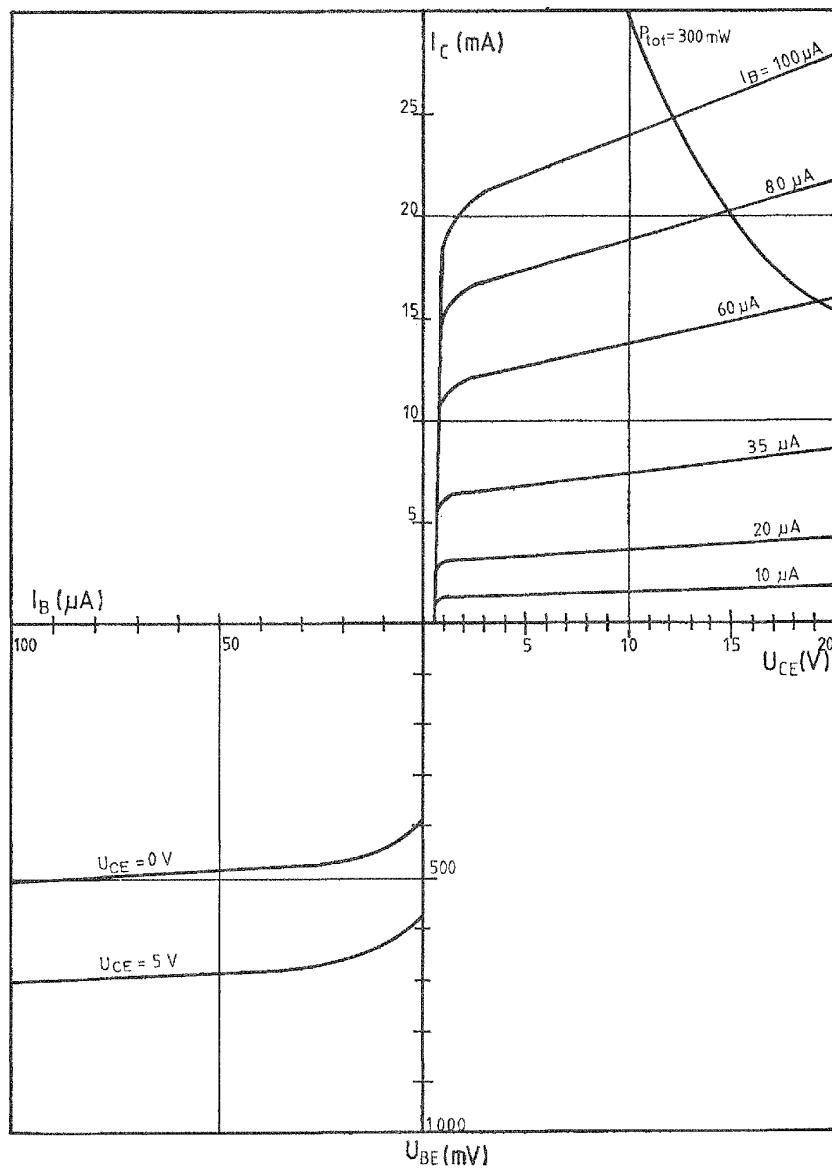


Bild 2.20: Karaktäristikor för transistor BC 107

2.6.2.3 Spänningssällan U_{CE}

Bild 2.18 nederst visar att när en positiv spänning läggs på kollektorn och en negativ spänning läggs på emittern polariseras diodsträckan i spärriktningen. Spärrenzonen förstärks då och det flyter ingen ström.

2.6.2.4 Inverkan av både U_{BE} och U_{CE}

Bild 2.19 visar hur två spänningssällor U_{BE} och U_{CE} ansluts till en emitterkopplad NPN-transistor. Ur den starkt dopade emitterzonens strömmar elektronerna in i den svagt dopade baszonen (spänning: U_{BE}). De flesta elektronerna blir emellertid inte kvar i basen. De stöter igenom det tunna basskiktet och når fram till kollektorskicket med spänningen U_{CE} . Det flyter en kollektorström.

För strömmen I_E (emitterström), I_B (basström) och I_C (kollektorström) gäller:

$$I_E = I_B + I_C \quad \text{där } I_B \ll I_C \quad (\ll \text{mycket mindre än})$$

Kollektorströmmen I_C kan styras med basspänning- en U_{BE} . En liten ändring i basspänningen ger stor förstärkande verkan i kollektorströmmen.

2.6.3 Förstärkningsfaktor

HAREC a.2.6.2

Om strömmen i ingångskretsen för en transistor ändras kan strömmen i utgångskretsen ändras mer. Vi får en förstärkning.

Av sambandet $I_C = f(I_B)$ framgår strömförstärkningsfaktorn β eller h_{FE} som är kvoten mellan ändringen i utgångsströmmen och ändringen i ingångsströmmen i transistorns aktiva (linjära) område.

Bild 2.20 visar ström-spänning-diagram för BC 107-transistorn för olika basströmmar. För emitterkoppling gäller:

$$h_{FE} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} .$$

h_{FE} strömförstärkningsfaktorn

ΔI_C ändringen i kollektorströmmen

ΔI_B ändringen i basströmmen

2.6.4 PNP-transistorer

HAREC a.2.6.1a

Ersätter man de två N-skikten i en NPN-transistor med P-skikt och P-skiktet med ett N-skikt så erhåller man en PNP-transistor.

Uppbyggnad, koppling och användning av en PNP-transistor motsvarar i övrigt den för en NPN-transistor. Spänningssällorna måste emellertid ha motsatt polaritet.

2.6.5 Fälteffekttransistorer

HAREC a.2.6.3

2.6.5.1 Allmänt

Fälteffekttransistorer (FET) har mycket hög ingångsimpedans och styrströmmen blir därför mycket svag. Man säger därför att en FET är spänningsstyrd.

Även NPN- och PNP-transistorer – bipolära transistorer – styrs med spänning, men dessa typer har en relativt låg ingångsimpedans och därför högre styrström. Man säger därför att de är strömstyrd.

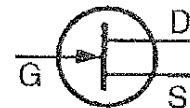


Bild 2.21: Schemasymbol för en FET

Bild 2.21 anger en schemasymbol för en FET.

Fälteffekttransistorn har tre anslutningar, source (S), drain (D) och gate (G).

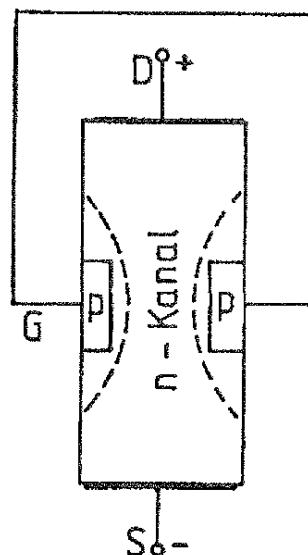


Bild 2.22: Skikten i en N-kanal FET

2.6.5.2 Fälteffekttransistorns uppbyggnad

Bild 2.22 visar ett N-ledande skikt (även kallat N-kanal) med anslutningarna S och D anslutna till respektive ändar av skiktet. N-kanalen passerar mellan två P-ledande skikt förbundna med styrellektroden G.

När en spärspänning läggs mellan G och S breder spärrenzonen ut sig och N-kanalen blir trängre. Lägg en negativ spänning på S och en positiv spänning på D, kommer en ström att flyta i N-kanalen. Strömmens styrka kan påverkas med spänningen på G.

En liten spänningsändring ΔU_{GS} medför stor ändring av strömmen ΔI_{GS} i N-kanalen. Detta innebär förstärkning.

Bild 2.23 visar skikten i en N-kanal MOSFET.

I en MOSFET (eng. *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) är G-elektroden isolerad med

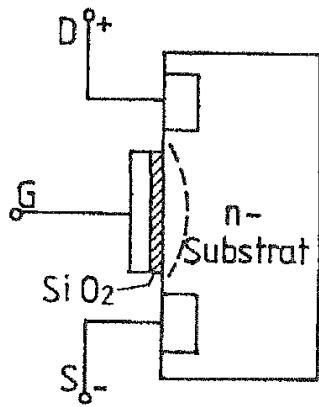


Bild 2.23: Skikten i en N-kanal MOSFET

ett kiseloxidskikt, trots att namnet förespeglar ett metalloxidiskikt. Funktionssättet är samma som för en FET. Drainströmmen kan ökas eller minskas med hjälp av en positiv respektive negativ spänning på G.

2.6.5.3 Resistansen mellan gate och source

För att erhålla en förstärkning med en FET sätter man in en resistor R_0 i drainströmkretsen. Över resistorn uppstår då spänningsändringar i proportion med strömänderingarna.

För att fastställa viroströmmen och därmed arbetspunkten för samma transistor sätter man in en resistor R_S i sourcemeströmkretsen. Storleken på sourceresistorn ger sig av önskad gateförspänning $-U_{GS}$.

$$R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D} .$$

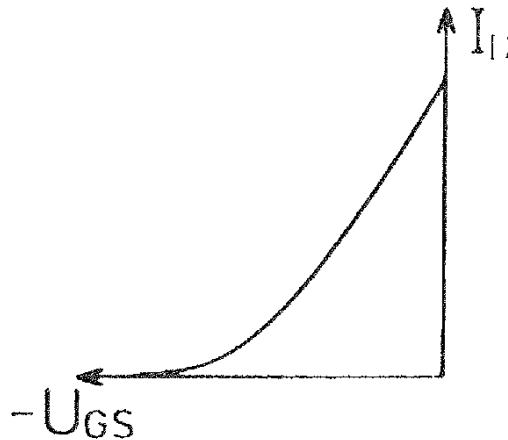


Bild 2.24: Karaktäristik för N-kanal FET

2.6.6 Sambandet drain-ström och spänning

För att beskriva en FET använder man sig av karakteristiska kurvor (bild 2.24). Vi har redan presenterat bipolära transistorers in- och utgångsegenskaper i kurvform. Eftersom ingångsströmmen (gateströmmen) i en FET är praktiskt taget noll, är en sådan kurva utan praktisk mening. Istället framställer man

grafiskt sammanhanget mellan styrspänningen U_{GS} och utgångsströmmen (drainströmmen I_D). Eftersom det finns N-kanals-FET och P-kanals-FET så skiljer sig polariteten på U_{GS} mellan dessa båda typer.

2.7 Elektronrör

2.7.1 Allmänt

Ett elektronrör består av två eller flera elektroder i en lufttom behållare, vanligen av glas eller ett keramiskt material.

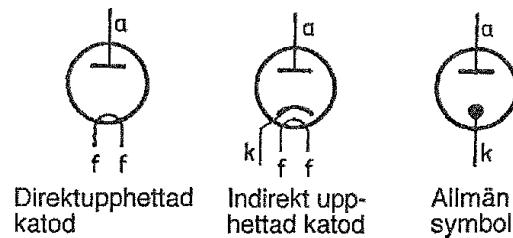


Bild 2.25: Schemasymboler för dioder

2.7.2 Vakuumdioden (tvåelektrodröret)

HAREC a.2.8.1

Dioden på bild 2.25 innehåller två elektroder, anod (a) och katod (k), samt i förekommande fall en glödtråd (f) (eng. filament).

Anoden ska dra elektronerna från katoden. Katoden ska avge elektronerna och måste därför hettas upp.

Upphetningen av katoden kan göras direkt, det vill säga att katoden i sig själv utgör glödtråd, vanligen med en 4- till 6-volts strömkälla. Alternativt kan katoden uphettas indirekt med en separat glödtråd som omsluter och hettar upp ett speciellt katodmaterial. I det senare fallet är en 1,5- till 12,6-volts glödströmkälla vanlig.

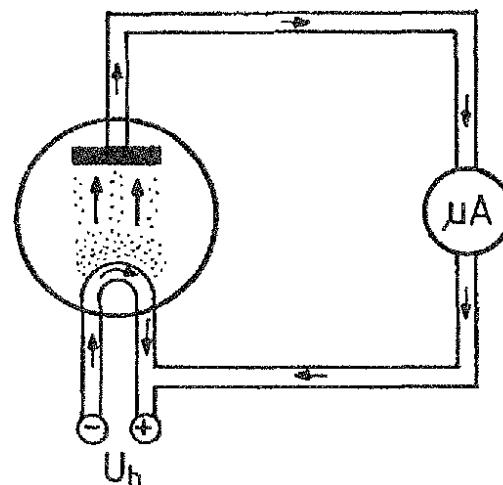


Bild 2.26: Edisoneffekten

2.7.2.1 Edisoneffekten

Bild 2.26 illustrerar *Edisoneffekten*. När katoden upphettas lossnar fria elektroner från den och bildar ett moln. Med en spänning mellan anod och katod, där anoden är positiv, kommer elektronerna att dras mot anoden. En anodström börjar att flyta.

2.7.2.2 I_a/U_a -karakteristikan för en vakuumdiod

Bild 2.27 illustrerar vakuumdiodens karakteristik. När anoden ges positiv potential (anodspänning) flyter en elektronström från katod till anod (anodström). Om anodspänningen U_a ökar så ökar anodströmmen I_a . Varje par av talvärden representerar en punkt i ett diagram, som det på bilden. När anodspänningen ökat till ett visst värde, ökar inte anodströmmen ytterligare. I ett mellanområde, det linjära området, är kurvan i det närmaste rak.

2.7.2.3 Likriktarverkan

När anoden i en vakuumdiod ges positiv potential i förhållande till katoden flyter en så kallad anodström, förutsatt att katoden upphettas så att den avger fria elektroner.

När anoden ges en negativ potential i förhållande till katoden flyter däremot ingen anodström.

Vakuumdioden kan därför användas för likriktning av växelströmmar. Den har en likriktande funktion.

2.7.2.4 Halvvågslikriktning

Bild 2.28 illustrerar halvvågslikriktning. När anoden ges en omväxlande positiv och negativ potential, en växelspänning, flyter anodström under varje positiv halvperiod av växelspänningen. En likströmpuls uppstår under varannan halvperiod.

2.7.2.5 Helvågslikriktning

Bild 2.29 illustrerar helvågslikriktning. Med ett elektronrör med dubbla anoder och en transformator med mittuttag på sekundärlindningen, kan växelspänningens båda halvperioder utnyttjas, så att anodström flyter i samma riktning under alla halvperioder.

Bild 2.30 illustrerar hur växelspänning via två två halvvågslikriktningar formar en helvågslikriktning.

2.7.3 Vakuumtrioden (treelektrorör)

Bild 2.31 illustrerar symboler för triod och pentod.

Trioden innehåller de tre elektroder anod (a), styrgaller (g_1) och katod (k) samt en glödtråd ($f = \text{filament}$).

2.7.3.1 Triodens funktion

Bild 2.32 illustrerar en triod och dess elektronström. Styrgallret kan ges positiv, neutral eller negativ potential (förspänning) i förhållande till katoden. Valet av förspänning avgör triodens arbetsätt. När styrgallret ges samma potential som katoden fungerar

trioden som en diod. Med styrgallret positivt ökar anodströmmen. Med gallret negativt minskar den.

Trioden har en *förstärkande* funktion eftersom anodströmmen kan styras med styrgallret. En liten ändring av gallerspänningen medför stor ändring av anodströmmen. Vid positiv förspänning flyter en gallerström, som inte får bli för hög. Vanligen väljs en negativ förspänning.

2.7.3.2 Triodens strömkretsar och strömkällor

Glödströmskrets	Anodkrets	Gallerkrets
Glödbatteri	Anodbatteri	Gallerbatteri
Glödspänning U_f	Anodsp. U_a	Gallersp. U_{g1}
Glödström I_f	Anodstr. I_a	Gallerstr. I_{g1}

Vanligen används nätdrivna strömkällor i stället för batterier. Valet av gallerförspänning är avgörande för triodens arbetsätt.

2.7.4 Pentoden (femelektrorör)

Pentoden innehåller fem elektroder.

a	anod
g_3	bromsgaller
g_2	skärmgaller
g_1	styrgaller
k	katod med glödtråd ($f = \text{filament}$)

Bromsgallret förbinds med katoden. Skärmgallret ges en potential som är något lägre än anodspänningen. Broms- och skärmgallret förhindrar elektronerna att studsa tillbaka till styrgallret efter anslaget mot anoden.

2.7.5 Tetroden (fyraelektrorör)

Denna rörtyp innehåller fyra elektroder. Uppbyggna den är densamma som pentodens, men bromsgallret saknas.

2.7.6 Karakteristika för elektronrör

Bild 2.33 illustrerar ett I_a/U_{gt} -diagram för en triod eller pentod, vid konstant U_a .

$$\begin{aligned} &I_a/U_a\text{-diagram för en triod, vid konstant } U_{g1} \\ &I_a/U_a\text{-diagram för en pentod, vid konstant } U_{g1} \end{aligned}$$

Tre kurvor visas i I_a/U_a -diagrammen, med olika värden på U_{g1} . (U_{g1} är en så kallad parameter).

2.7.7 Branhets S och inre resistans R_i

Bild 2.34 visar branheten. Om man vid konstant anodspänning ändrar gallerförspänningen med värdet ΔU_{g1} , ändrar sig anodströmmen med värdet ΔI_a .

$$\text{Branhet } S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{g1}} \quad S [\text{mA/V}]; \Delta I_a [\text{mA}]; U_{g1} [\text{V}]$$

Bild 2.35 visar den inre resistansen. Om man vid konstant gallerförspänning ändrar anodspänningen

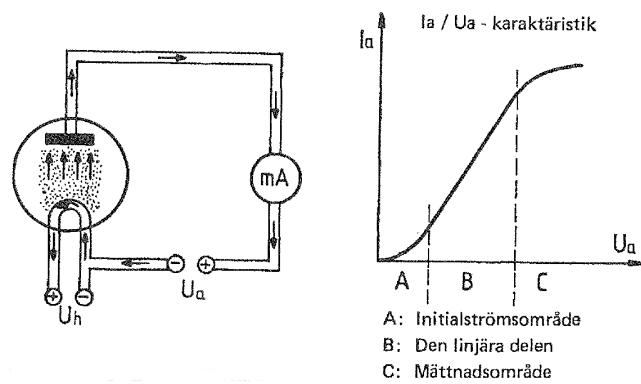


Bild 2.27: Diodens karakteristik

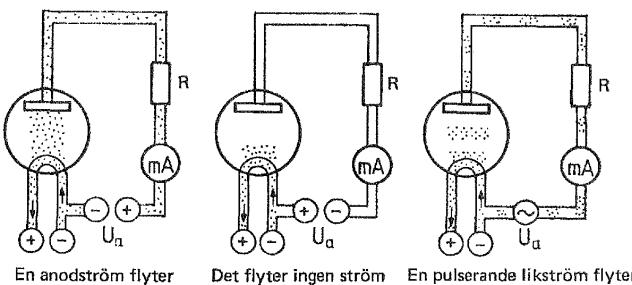


Bild 2.28: Halvvågslikriktning

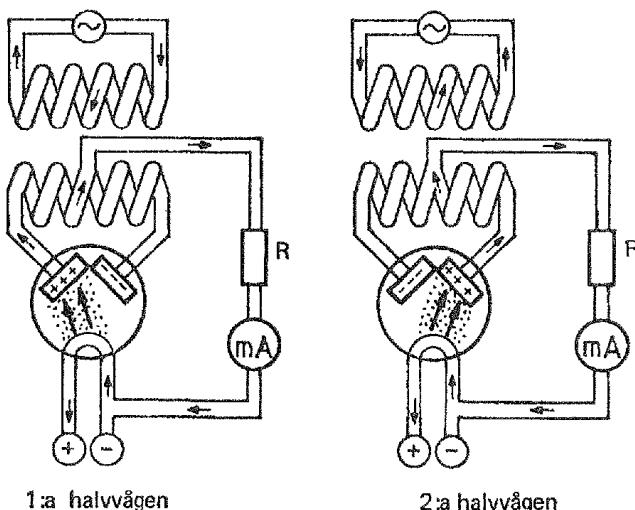


Bild 2.29: Helvågslikriktning

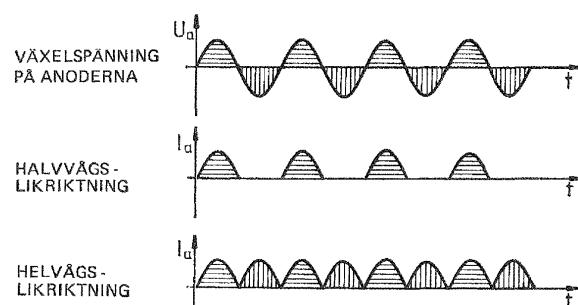


Bild 2.30: Likriktande funktion

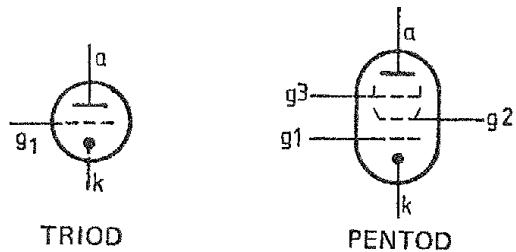


Bild 2.31: Symboler för triod och pentod

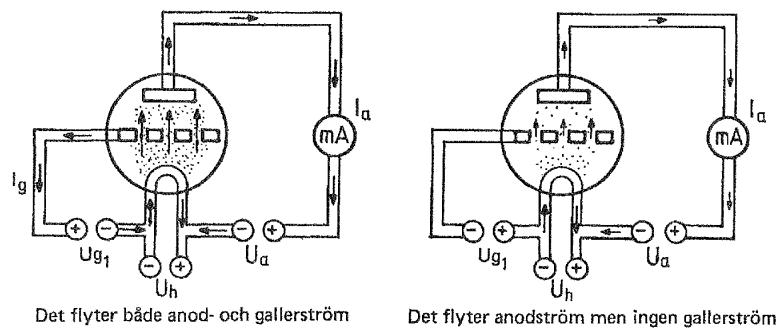


Bild 2.32: Elektronströmmen i en triod

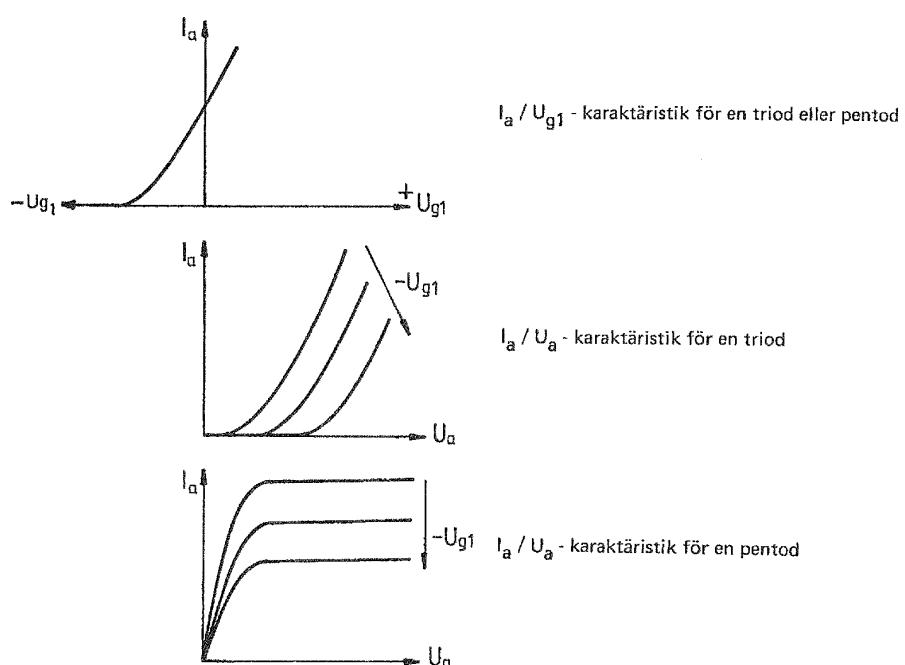


Bild 2.33: Karaktäristikor för elektronrör

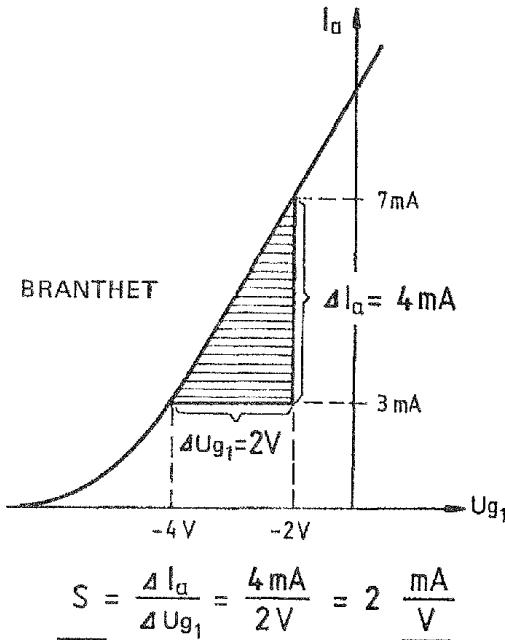


Bild 2.34: Branhet

med ΔU_a , ändras anodströmmen med värdet ΔI_a .

$$\text{Inre resistans } R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \quad R_i [\text{k}\omega]; \Delta U_a [\text{V}]; \Delta I_a [\text{mA}]$$

Om man vill ändra anodströmmen med ΔI_a ges två möjligheter. Antingen ändrar man gallerförspänningen med värdet ΔU_{g1} , eller så ändrar man anodspänningen med värdet ΔU_a . Genom att ändra gallerförspänningen med värdet U_{g1} kan man åstadkomma samma anodströmsändring ΔI_a som med en ändring av anodspänningen med värdet ΔU_a .

2.7.8 Barkhausens elektronrörersformler

Förstärkningsfaktorn μ illustreras av följande samband som gäller mellan de så kallade rörkonstanterna

$$\mu = S \cdot R_i$$

Exempel Beräkna μ om $S = 2 \text{ mA/V}$ $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ $\mu = ?$

Svar $\mu = 20$ (μ är dimensionslös)

2.7.9 Transistor jämförd med elektronrör

Transistorer har fördelar som lågt pris, små dimensioner, lång livslängd, enkel strömförsörjning (glödström behövs inte) och låg driftspänning (6 V, 12 V ...). Vanliga nackdelar är känslighet för överbelastning och höga temperaturer.

Elektronrör har fördelen av tålighet mot överbelastning, men bland nackdelarna kan nämnas att de kräver hög anodspänning, att de behöver glödström och att de är utrymmeskrävande.

Transistorer ersätter numera nästan helt elektronrören, men man bör ändå känna till elektronrörens egenskaper och arbetssätt.

Ett användningsområde där elektronrör ännu är vanliga är i större sändarslutsteg.

2.8 Digitala kretsar

Digital elektronik förekommer i all modern utrustning för radio- och telekommunikation. Ämnet är mycket omfattande och här redogörs endast för några grundläggande digitala funktioner.

I *analogtekniken* kan under ett förlopp förekomma oändligt många nivåer, till exempel spänningar mellan noll och ett högsta värde.

I *digitaltekniken* förekommer bara ett bestämt antal tillstånd. I det enklaste digitala systemet finns två tillstånd, till exempel 0 och 1 eller Till och Från eller Hög och Låg eller Fel och Rätt. Ett system med två tillstånd kallas binärt. En lampa som tänds eller släcks med en enkel strömställare är ett binärt system. Strömställaren kan ha olika utföranden. Den kan vara en mekanisk kontakt som är styrd för hand eller av en reläspole. Den kan också vara en transistor eller annan anordning.

2.8.1 Transistorn som strömställare

Bild 2.36 visar två transistorkopplingar. Den till vänster är en analog förstärkare för växelspänning. Om det på grund av en viss basspänning flyter en kollektorström av 1 mA och kollektorresistorn har värdet 5 kΩ, blir spänningsfallet över denna resistor 5 V. Eftersom matningsspänningen är 12 V, blir spänningen 7 V mellan kollektorn och minuspolen.

Kopplingen till höger fungerar som en binär strömställare. Antag att insignalen intar ett av två spänningstillstånd, antingen 0 V (låg) eller 5 V (hög). När inspänningen är till exempel 5 V, flyter så mycket basström genom basresistorns 10 kΩ att transistorn blir fullt utstyrd.

Därmed är spänningen mellan kollektor och emitter, det vill säga utspänningen, nära 0 V (0,1 till 0,2 V beroende på transistortyp). Man säger då att utgången är låg (L) eller 0 (noll).

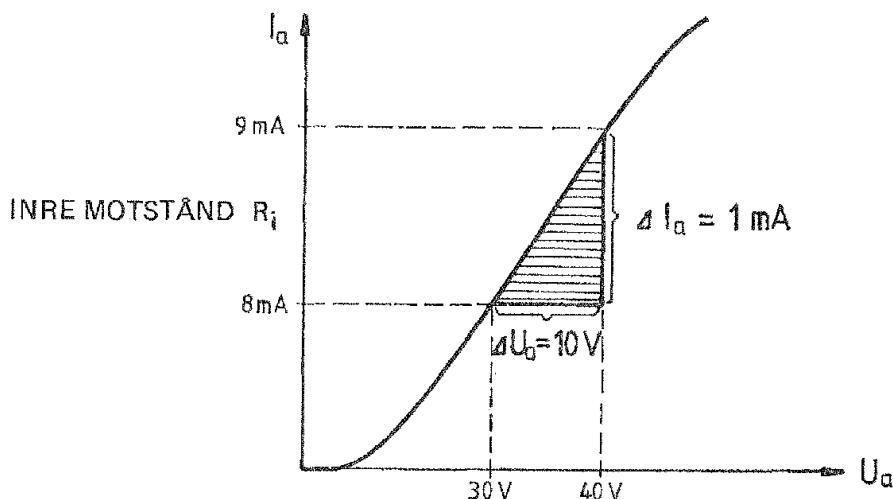
Om däremot inspänningen är 0 V, spärras kollektorströmmen och utspänningen blir nära 5 V. Man säger då att utgången är hög (H) eller 1.

För NPN-transistorn i bilden gäller att hög inspänning ger låg utspänning och vice versa.

Denna logiska funktion kallas inverterande.

2.8.1.1 NOT-gate eller inverterande grind

Logiska funktioner beskrivs med internationella symboler. En ring vid utgången betyder att utspänningens nivå är motsatt inspänningens vilket illustreras i bild 2.37. Sambandet mellan in- och utnivåerna beskrivs med en *sanningstabell*.



$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = \frac{10 \text{ V}}{0,001 \text{ A}} = 10000 \frac{\text{V}}{\text{A}} = 10000 \Omega$$

Bild 2.35: Inre resistans

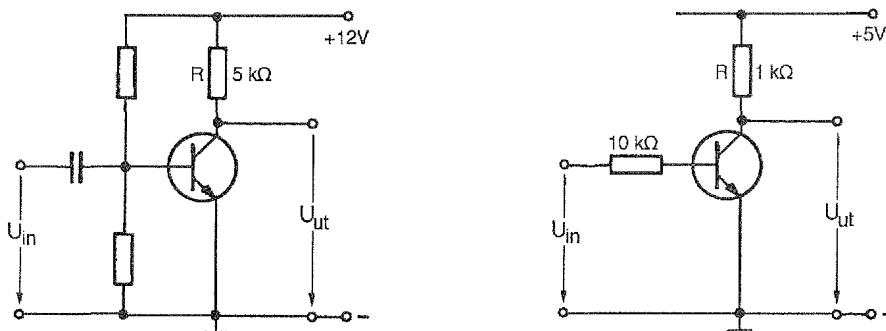


Bild 2.36: Transistorn som analog förstärkare respektive digital strömställare

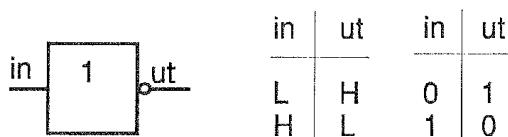


Bild 2.37: NOT-gate

2.8.2 Villkorskretsar – s.k. grindar

Det finns olika sätt att bygga grindar. Idag är de flesta grindarna elektroniska lösningar. Därutöver finns elektromekaniska grindar i form av strömbrytare och reläkontakte.

Föregångarna till de elektroniska televäxlarna (AXE med flera) var stora system av mestadels elektromekaniska reläer.

Att överskådligt förklara arbetssättet i de vanligaste grindarna görs enklast med reläsymboler. En reläkontakt kan då motsvara en transistor eller en diod. Reläpolar kan motsvara logiska nivåer i insignalerna.

Elektriska kontakter kan vara normalt öppna och sluter vid påverkan (slutande kontakt). Alternativt

kan de vara normalt slutna och öppnar vid påverkan (brytande kontakt). I kretsscheman visas kontaktlägena vid systemet i vila.

Av bild 2.38 framgår att samma villkor kan skapas med slutande alternativt brytande kontakter. Observera placeringen av resistorn på kretsens utgångssida i respektive fall. När resistorn ligger närmast pluspolen kallas den pull-up. När den ligger närmast minuspolen kallas den pull-down. I båda fallen definierar resistorn den logiska nivån.

2.8.2.1 OCH-grind eller AND-gate

Sanningstabellen i bild 2.38 säger att när alla insignalerna är 1 så är utsignalen också 1.

2.8.2.2 ELLER-grind eller OR-gate

Sanningstabellen i bild 2.39 säger att när en eller flera av insignalerna är 1 så är utsignalen också 1. När alla insignalerna är 0 är utsignalen 0.

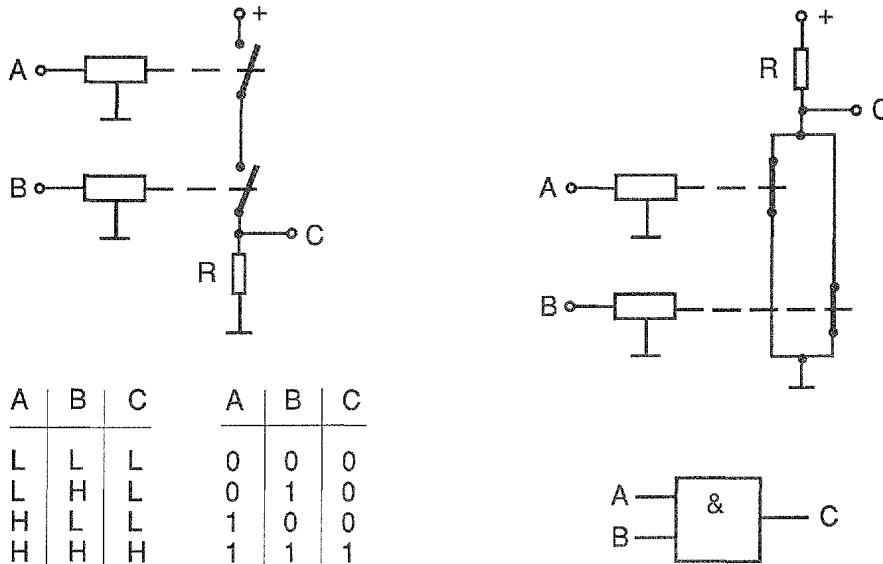


Bild 2.38: OCH-grind (AND-gate)

2.8.2.3 OCH INTE-grind eller NAND-gate

Sanningstabellen i bild 2.40 säger att när ingen eller någon insignal är 1, men inte alla, så är utsignalen 1. När alla insignaler är 1 är utsignalen 0.

2.8.2.4 INTE ELLER-grind eller NOR-gate

Sanningstabellen i bild 2.41 säger att när någon eller alla insignaler är 1 är utsignalen 0. När alla insignaler är 0 är utsignalen 1.

2.8.2.5 Inverterad ingång

En ingång kan behöva ha en inverterad funktion i förhållande till de övriga (*low active*). Man kan då göra som i exemplet med en OCH-grind i bild 2.42.

2.8.2.6 Exklusiv ELLER-grind (XOR-gate)

Sanningstabellen i bild 2.43 säger att när alla insignaler antingen är 1 eller 0, så är utsignalen 0. När någon insignal är 1, men inte alla, så är utsignalen 1.

2.8.2.7 Exklusiv INTE ELLER-grind (XNOR-gate)

Sanningstabellen i bild 2.44 säger att när alla insignaler antingen är 1 eller 0, så är utsignalen 1. När en insignal är 1, men inte alla, så är utsignalen 0.

2.8.3 Grindar med dioder och transistorer

I stället för reläer eller diskreta halvledare i grindar använder man nu ytterst sällan något annat än integrerade digitala kretsar (se avsnitt 2.9).

Bild 2.45 visar en NAND-grind. Den egentliga grinden består av tre dioder och en resistor. Två av dioderna är ingångar och den tredje är utgång. Grinden styr en digitalt arbetande transistor liksom

den i bild 2.36. Resultatet är en så kallad DTL-logik (eng. *Diode-Transistor Logic*).

Bild 2.46 visar en NAND-grind. Här består den egentliga grinden av en ingångstransistor med två emitterar, vilka motsvarar dioderna vid A och B i föregående bild. Kollektorn i denna transistor motsvarar ingångsdioden till transistorn i bild 2.45. De övriga tre transistorerna i bild 2.46 bildar en switch (digital strömställare, jämför bild 2.36), som ger snabb övergång mellan väl definierade logiska nivåer. Resultatet är en så kallad TTL-logik (eng. *Transistor-Transistor Logic*).

2.9 Integrerade Kretsar (IC)

2.9.1 Allmänt om IC

Att integrera betyder att samla till en enhet, det kan vara komponenter, funktioner eller verksamheter. Integration kan ske på olika nivåer och i många olika sammanhang.

Med integration avses här integration av komponenter för elektroniska strömkretsar. Särskilt halvledarelement av olika slag samt resistorer och kondensatorer med små värden kan framställas med små dimensioner. Många komponenter kan då samlas i samma hölje.

Komponenter inom ett hölje, avsedda för en viss funktion kallas *integrerad krets* (eng. *Integrated Circuit – IC*).

Komponenterna i en IC kan i sin tur vara del av komponenterna en hel strömkrets. Redan inom höljet kan komponenter kopplas samman för en viss funktion eller som en del av strömkretsen. Skrymmande eller effektkrävande komponenter, såsom induktorer, transformatorer och så vidare får emellertid inte plats,

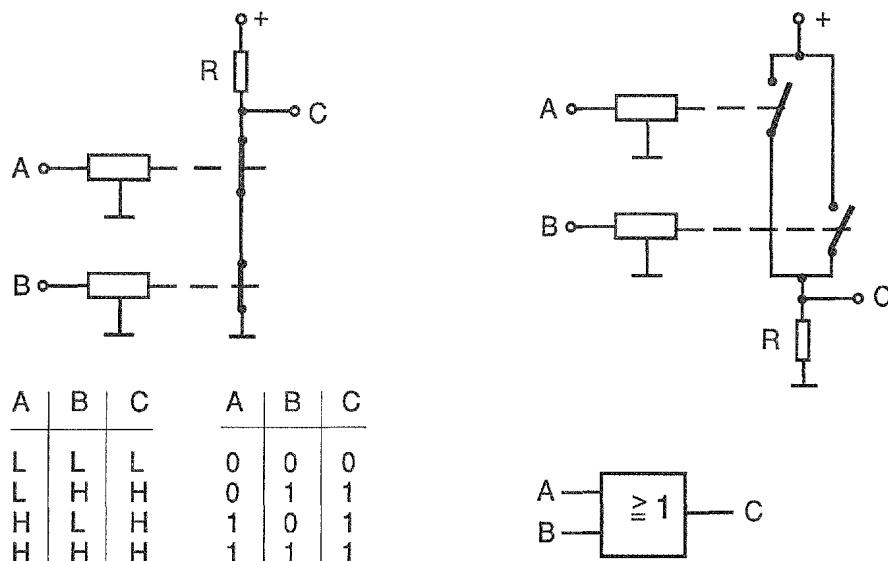


Bild 2.39: *ELLER-grind (OR-gate)*

varför även yttre kopplingar behövs. Det kan också behövas flera IC i en strömkrets – kanske med innehåll för en annan funktion.

2.9.2 Integrationsgrad

En integrerad krets är uppbyggd på en basplatta av halvledarmaterial – ett chip. På plattan framställs, med fototeknik eller etsning, kompletta eller nästan kompletta dioder, transistorer, resistorer och kondensatorer. Metoden, som kallas planarteknik, medger att många komponenter kan få plats på samma platta.

Den snabba utvecklingen av produktionsmetoder för integrerade kretsar gör alltmer avancerade system möjliga och dessutom på allt mindre utrymme. Med avseende på integrationsgrad används följande begrepp.

SSI	Small Scale Integration innehåller något 10-tal halvledare på samma chip.
MSI	Medium Scale Integration innehåller något 100-tal halvledare på ett chip.
LSI	Large Scale integration innehåller något 10000-tal halvledare på ett chip.
VLSI	Very Large Scale Integration innehåller 100000 eller fler halvledare.

2.9.3 Olika slags integrerade kretsar

Det finns stora sortiment av både standardiserade och speciella IC, varav det finns två huvudtyper:

- digitala integrerade kretsar
- analoga integrerade kretsar.

2.9.4 Digitala IC

Digitala IC arbetar som framgår av namnet med digitala signalnivåer. De enklaste typerna innehåller

en eller flera digitala grindar (se avsnitt 2.8). Genom att koppla samman grindar kan man skapa kretsar för ett visst ändamål. I början av 70-talet byggdes komplicerade system av grindar i SSI- och MSI-teknik. Ett sådant system är emellertid inte flexibelt eftersom eventuella ändringar måste göras ”hårdvarumässigt”. Det innebär att kopplingsledningar måste ändras, kanske hela kretsar bytas ut och så vidare.

I dagens digitala system används IC i form av en mikroprocessor eller till och med flera. En mikroprocessor är en avancerad krets som kan programmeras (konfigureras) mjukvarumässigt inte bara för ett ändamål utan för många olika. I system med mikroprocessorer behövs också minnesfunktioner. Mikroprocessorn är hjärtat i en dator. Styrd av ett program (mjukvaran) kontrollerar den kringutrustningen med uppgift att inhämta och avge information – att kommunicera.

2.9.5 Analoga IC

Analoga IC arbetar med analoga signalnivåer, det vill säga spänningar och strömmar med kontinuerligt varierande nivåer och frekvenser. En analog IC kan även arbeta med digitala signaler.

Analoga IC innehåller en eller flera balanserade förstärkare samt olika slags hjälpkretsar. Med yttre komponenter kan en analog IC ges olika förstärkning och frekvensgång. Med ett gemensamt namn kallas dessa förstärkare för operationsförstärkare (OP-amp). Operationsförstärkare utförs vanligen i SSI- eller möjligens MSI-teknik.

2.9.6 Kombinerade och speciella IC

Utöver standardiserade IC finns kombinerade och speciella IC. Exempel på speciella digitala IC är sådana för telekommunikationsändamål. Ett annat exempel på digitala IC är sådana för signalbehandling, såväl

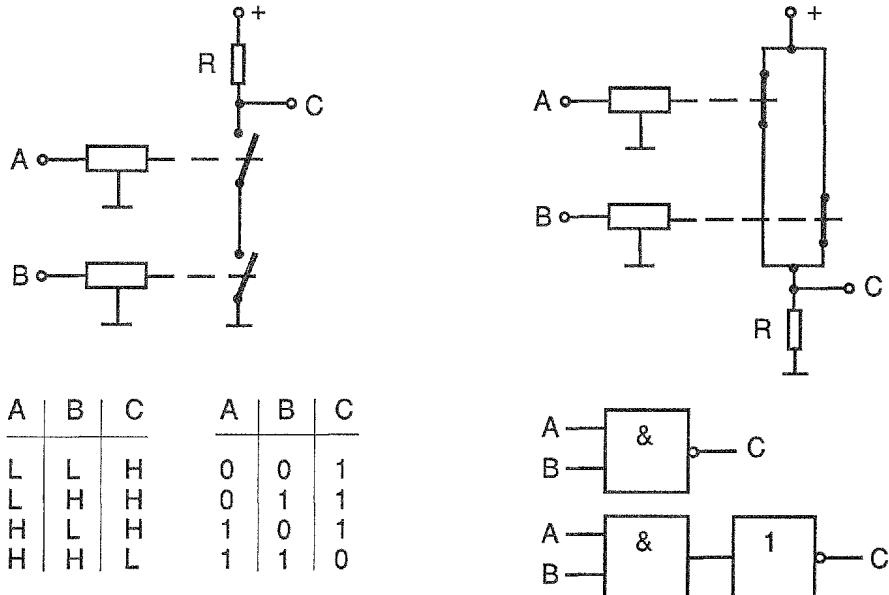


Bild 2.40: OCH INTE-grind (NAND-gate)

på HF som LF-nivå. Exempel på speciella analoga IC är sådana för radiokommunikationsändamål.

Bortsett från vissa skrymmande komponenter och manöverdon kan numera till exempel en IC innehålla en komplett radiomottagare. Ett annat exempel på speciella analoga IC är sådana för hörapparater. Genom programmering anpassas de för det personliga behovet.

2.9.7 Utvecklingen

Det kan sägas hur ofta som helst. Genom den fantastiska utvecklingen av mikroelektronik öppnas även för radioamatören möjligheter som tidigare inte var tänkbara.

Denna utveckling har vidgat utrymmet för den experimentella verksamhet som amatörradio i grunden innebär. Hobbyt har sålunda med tiden en allt större teknisk spänning.

2.9.8 Aktuell litteratur

Ökat teknikomfång inom amatörradio ställer motsvarande krav på litteratur. På senare tid inbegripes även digitalteknik. Mest av utrymmesskäl behandlas i denna faktabok digitaltekniken mycket kortfattat, men ändå så mycket som nämns i CEPT-rekommendationen T/R 61-02. För djupare studium hänvisas till andra läromedel samt till leverantörskataloger.

2.10 Operationsförstärkare

HAREC a.2.8.3

Operationsförstärkare (eng. *operational amplifier*), ofta kallad för *op-amp* är en integrerad kretstyp som har hög förstärkning. Istället för att ha enbart

en ingång så har den två, en positiv och en negativ, och operationsförstärkaren förstärker skillnaden mellan den positiva och negativa signalen. Förstärkningen i en modern operationsförstärkare kan vara i storleksordningen en miljon gånger. De två mest grundläggande kopplingarna är komparator respektive negativ återkopplad förstärkare.

2.10.1 Komparator

I en *komparator* används den höga förstärkningen för att få även små spänningsskillnader att ge ett stort utslag. Med referensspänningen på den negativa ingången och insignalen på den positiva ingången, kommer utgången att vara så hög den kan vara när ingången har högre spänning än referensspänningen. Omvänt kommer den vara så låg den kan vara när spänningsnivån på ingången är lägre än referensspänningen.

Det är enkelt att ändra utgångens egenskaper genom att växla signaler mellan positiv och negativ ingång på operationsförstärkaren.

2.10.2 Negativ återkoppling och förstärkare

En operationsförstärkare som har en negativ återkoppling, det vill säga där signal från utgången matas tillbaka till den negativa ingången, kommer att försöka driva utgången så att spänningsskillnaden mellan den positiva och negativa ingången jämns ut. Det finns en rik uppsättning kopplingar som bygger på denna jämvikt, där operationsförstärkaren arbetar i ett linjärt driftsområde.

Denna jämvikt gör också att en snabb diagnostering kan göras genom att mäta spänningen mellan ingångarna. Om spänningen ligger nära noll fungerar

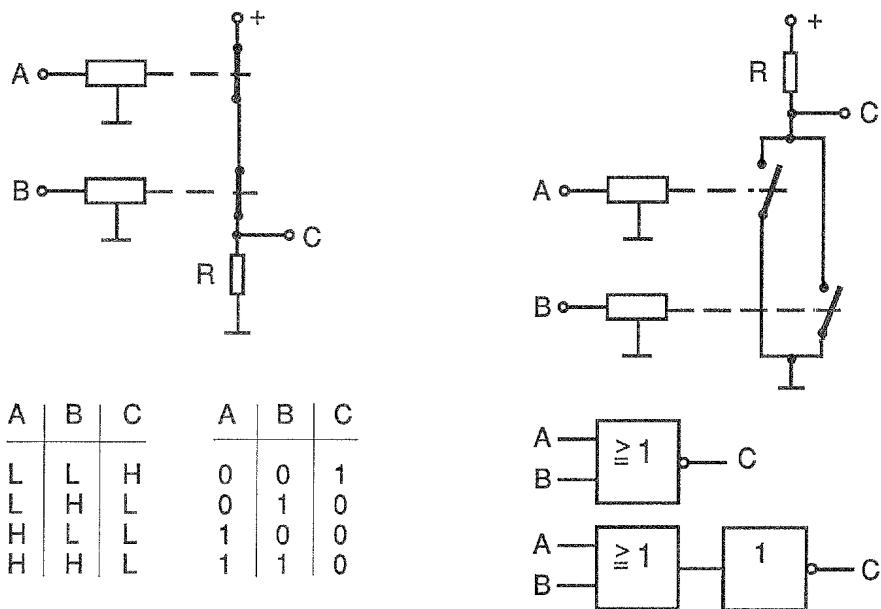


Bild 2.41: INTE ELLER-grind (NOR-gate)

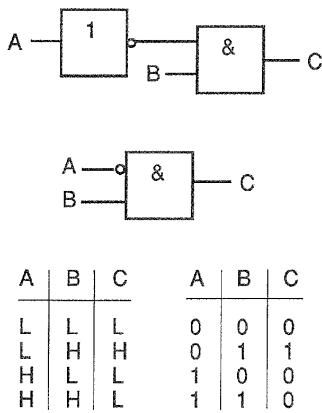


Bild 2.42: Inverterad ingång

kopplingen förmögeligen. Men om kopplingen är felaktig på något sätt, exempelvis om själva operationsförstärkaren eller någon komponent i återkopplingen är trasig, kommer spänningen vara synbart annorlunda och jämvikten finns inte.

2.10.2.1 Buffertförstärkare

Den enklaste linjära kopplingen med en operationsförstärkare är en buffertförstärkare. I denna koppling är den negativa ingången direkt kopplad till utgången och insignalen är kopplad till den positiva ingången. Med denna koppling kommer operationsförstärkaren försöka få den negativa ingången, och därmed även utgången, att följa insignalen. En sådan koppling, där vi får samma spänning på utgången som vi har på ingången, kallas för en spänningsföljare. Fördelen med en spänningsföljare är att lasten på utgången kan vara oerhört mycket högre än vad insignalen skulle kunna driva. Om utgångsnivån skulle sjunka beroende på lasten, försöker återkopplingen driva den tillbaka till rätt spänning.

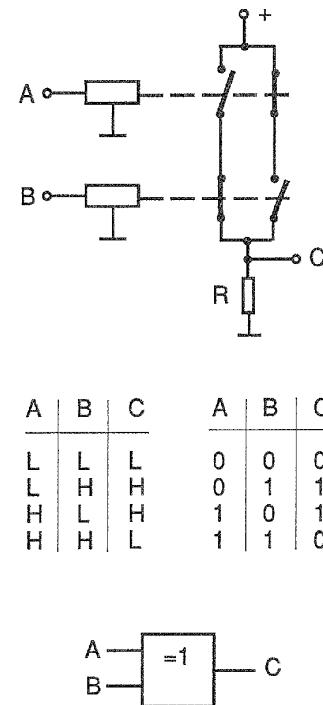
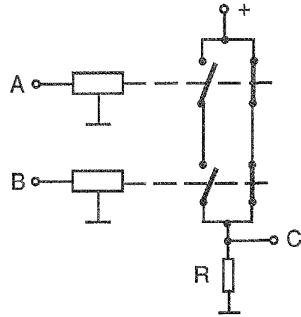


Bild 2.43: Exklusiv ELLER-grind (EXOR-gate)

Buffertförstärkaren gör att operationsförstärkaren kan leverera samma spänning ut, men mot en last på bara något fåtal ohm, det vill säga med mycket större strömstyrka. Den relativt höga ingångsimpedansen hos operationsförstärkaren, uppemot en terohm, gör att drivsignalen inte påverkas av en lågohmig last.

2.10.2.2 Positiv (icke-inverterande) förstärkning med op-amp

En enkel variant av buffertförstärkaren fås när man kopplar in en spänningsdelare mellan utgången och den negativa ingången, så som illustreras i bild 2.47.



A	B	C	A	B	C
L	L	H	0	0	1
L	H	L	0	1	0
H	L	L	1	0	0
H	H	H	1	1	1

Bild 2.44: Exklusiv INTE ELLER-grind (EXNOR-gate)

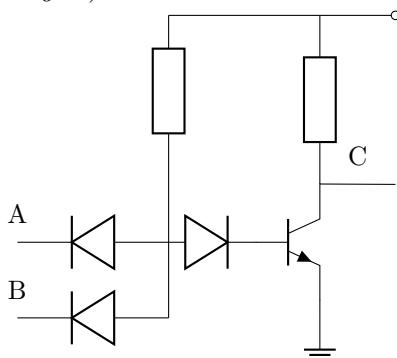


Bild 2.45: DTL-logik

Om förhållandet i spänningsdelaren är 1:10 kommer spänningen på den negativa ingången att vara en tiodel av spänningen på utgången. För att behålla jämvikten mellan den positiva och den negativa ingången, kommer operationsförstärkaren att driva utgången till tio gånger nivån på den positiva ingången. Genom att variera förhållandet i spänningsdelaren kan man kontrollera förstärkningen hos kretsen. Förstärkningen blir:

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Genom att koppla en kondensator parallellt över återkopplingsmotståndet (R_2 i bild 2.47) kan man skapa en bandbredds begränsning för förstärkaren. För de högre frekvenserna kommer merparten av strömmen att gå genom kondensatorn och återkopplingen blir därför frekvensberoende. Förstärkningen för höga frekvenser sänks mot samma nivå som för en bufferförstärkare.

Detta är också ett sätt att undvika att kretsen självsvänger vid höga frekvenser.

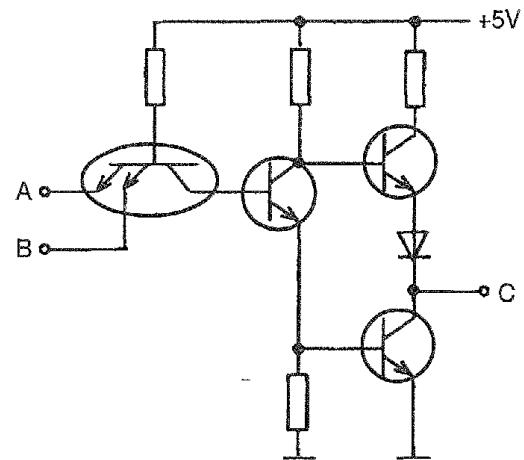


Bild 2.46: TTL-logik

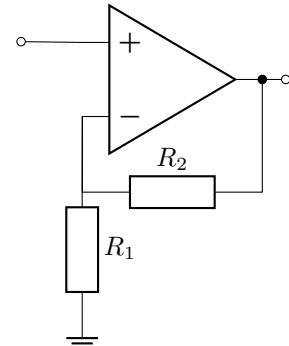


Bild 2.47: Icke inverterande förstärkare

2.10.2.3 Negativ (inverterande) förstärkning med op-amp

Kopplingen i bild 2.48 ger en negativ förstärkning.

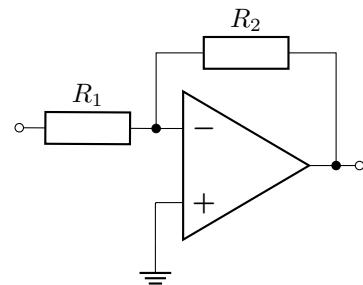


Bild 2.48: Inverterande förstärkare

Operationsförstärkaren kommer att balansera den negativa ingången så att den är på samma potential som jord. Detta kallas för *virtuell jord*. Strömmen kommer att gå från ingången till utgången, men ingången kommer se lasten från ingångsmotståndet R_1 och utgången kommer att mata R_2 mot jord. Förstärkningen kommer att vara negativ och proportionell mot kvoten mellan motståndsvärdena:

$$G = -\frac{R_2}{R_1}$$

2.11 Värmeutveckling

2.11.1 Värmeledning

HAREC a.2.7.1

Vi har tidigare betraktat Joules lag för effektutveckling i motstånd. Det är dags att börja utveckla en lite mer komplett syn på värmeutveckling. Ett motstånd som utvecklar 1 watt kommer stiga i temperatur till dess att jämvikt uppstår mellan motståndets förmåga att avleda värme och omgivningstemperaturen.

Termisk resistans (eng. *thermal resistance*) är ett mätt på hur bra ett material är på att leda värme. Den betecknas med symbolen R_Θ , och anges i enheten kelvin per watt. Temperaturen T_k för en komponent beror på medeleffekten P som den producerar i värme, den termiska resistansen samt den *omgivande temperaturen* (eng. *ambient temperature*) T_A enligt:

$$T_k = T_A + R_\Theta \cdot P$$

De termiska resistanserna för komponent, kylpasta, isolerskiva och kylfläns kan summeras precis som resistanser för vanliga motstånd och det sammanlagda värdet används sedan för att beräkna temperaturen på en komponent eller för att dimensionera en kylfläns.

2.11.2 Konvektion

HAREC a.2.7.2

Konvektion (eng. *convection*) är när värme skapar ett naturligt flöde i vätska eller gas, oftast luft. När luft värms upp vill den expandera, varvid densiteten sjunker och luften vill stiga uppåt. Kallare luft strömmar då till och kan därmed kyla värmekällan. En stor temperaturskillnad medför att konvektionen ökar och innebär därmed en bättre kylning.

För exempelvis transistorer kan värmealstringen ske på en sådan liten yta att konvektion från komponenten inte räcker för att kyla bort den producerade värmen. Därför monterar man dem på en *kylfläns* (eng. *heat sink*) som fördelar värmen över en större yta så att verkan av konvektion ökar.

En effektiv metod för att transportera värme är via en så kallad *heat pipe*. Det är ett rör innehållande en vätska som förångas vid en temperatur strax över rumstemperatur och som då effektivt leder överskottsvärme till ett plats där den kan kylas bort. Heat pipe används numera ofta i datorer och solfångare.

Om värme produceras på en liten yta kan man behöva hjälpa konvektionen, vilket ibland kallas för *forcerad konvektion* (eng. *forced convection*). Med hjälp av en fläkt blåses luft mot eller sugs förbi kylflänsen vilket ökar värmeutbytet. Eftersom fläktar skapar oljud brukar man försöka anpassa fläktens varvtal i förhållande till temperaturen, men även en variation av varvtal kan uppfattas som störande. Andra åtgärder för att minska ljudnivån är att skapa släta ytor för luften så det inte bildas luftvirvlar eller att styra in- och utgående luftflöde med bafflar.

Ett problem som kan uppstå är att utrustning som är gjord för självkonvektion blir placerad eller monterad så att luft inte kan flöda fritt runt utrustningen.

Detta kan leda till överhettning på motsvarande sätt som när en fläkt för forcerad kylning går sönder. Dålig termisk kontakt mellan transistor och kylfläns är ett annat exempel på hur dålig värmeledning skapar problem med överhettning.

2.11.3 Värmealstring

HAREC a.2.7.4

Värmealstring kan ske på fler ställen än i motstånd. Lite förenklat kan man säga att alla komponenter har förluster som producerar värme. Genom lämpligt val av komponenter och korrekt dimensionering kan vi undvika att producera onödiga värmeförsluster. Kraftaggregat och effektsteg är exempel på apparater där det går större strömmar vilka ofrånkomligen också alstrar mera värme. Lägre förluster skapar man genom att helt enkelt ha bättre ledningsförmåga, lägre resistans.

Även halvledare skapar värme, och även här gäller Joules lag med spänning gånger ström. I exempelvis ett effektsteg kommer transistorn utveckla en effekt motsvarande spänningen över transistorn gånger strömmen genom den. Onödigt hög spänning och ström skapar högre värmeutveckling, vilket är en anledning till att man gärna undviker slutsteg som arbetar i klass A till fördel för slutsteg som arbetar i klass AB, B eller C.

Bristande värmeavledning leder ofta till katastrofala fel, som till exempel sönderbrända motstånd och transistorer. Även ledare kan brinna av när man har för liten ledararea, och därmed för hög resistans för den ström som ska gå genom den. Av det skälet finns dimensioneringsregler, till exempel krav på minsta arean av koppar i ledare, helt enkelt för att det inte ska uppstå brand.

En annan effekt av värmeledning är att det kan ibland vara svårt att löda på kretskort, framför allt vid ledare som går mot stora kopparrytor som har en relativt god värmeledningsförmåga. Ibland konstruerar man små mönster "thermals" runt sådana lödpunkter för att minska värmeavledningen. Ett effektivt sätt att kunna löda och framförallt löda av från sådana kort är att man förvarmer hela kretskortet eller området runt om lödpunkten. Då kommer temperaturskillnaden mellan löppennans spets och omgivningen att minska och det krävs inte lika stor effekt för att få upp lödpunkten i rätt temperatur för att kunna genomföra lödningen med god *vätning* och därmed undvika att det bildas en kallödning.

2.11.4 Värme i transistor

HAREC a.2.7.3

För att förstå värmealstring i en transistor börjar vi med att tänka oss att vi har en transistor med 12 V matningsspänning. Vi låter den generera en sinussignal med topp-till-topp-värdet 10 V_{pp} in i en 50 ohms last. Vad är effektförlusten i transistorn?

I bild 2.49 ser vi utsignalen U_{ut} som en sinus-signal med amplituden 10 V_{pp} . Transistorn har en vilospänning på 6 V för att få marginal mot 0 V och +12 V. Spänningen U_t varierar mellan 1 V och 11 V. I utgångslastens resistor alstras en ström I_t som är proportionerlig mot spänningen U_{ut} på utgången. Effekten för transistorn P_t är absolutvärdet av strömmen gånger spänningen enligt Joules lag.

$$P_t = |U_t \cdot I_t|$$

Den observante ser att effekten är signifikant högre för andra halvan av kurvan, då man har både hög spänning och hög ström.

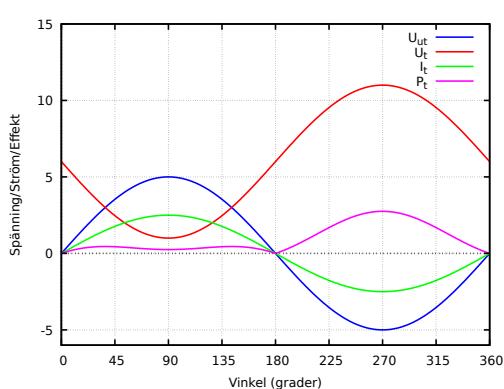


Bild 2.49: Utspänning U_{ut} , transistorspänning U_t , transistorström I_t och transistoreffekt P_t varierar med vinkeln hos sinussignalen för resistiv last.

3 Kretsar

3.1 Komponenter i serie och parallel

3.1.1 Seriekopplade resistorer

HAREC a.3.1.1a HAREC a.3.1.2 HAREC a.3.1.3

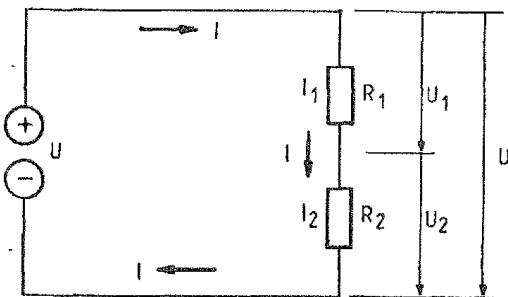


Bild 3.1: Seriekopplade resistorer

Bild 3.1 visar seriekopplade resistorer. Den totala resistansen av seriekopplade resistorer är summan av resistanserna.

$$R = R_1 + R_2 + R_3 \dots$$

Strömmen är lika stor genom alla seriekopplade resistorer i strömvägen (ingen avgrening).

$$I = I_1 = I_2 = I_3 \dots$$

Den totala spänningen över seriekopplade resistorer är summan av spänningen över var och en av dem.

$$U = U_1 + U_2 + U_3 \dots$$

Spänningen över var och en av seriekopplade resistorer förhåller sig som deras resistanser. För två resistorer gäller

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$$

3.1.2 Parallelkopplade resistorer

HAREC a.3.1.1b

Bild 3.2 visar parallelkopplade resistorer. Den totala resistansen av parallelkopplade resistorer är lägre än den lägsta enstaka resistansen.

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

För två parallelkopplade resistorer gäller

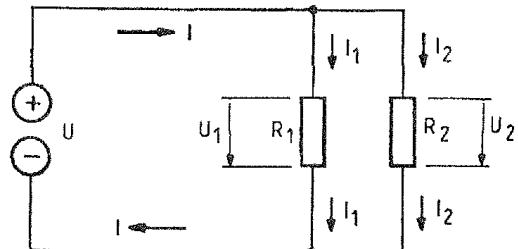


Bild 3.2: Parallelkopplade resistorer

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad \text{eller}$$

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Strömmen förgrenar sig mellan parallelkopplade resistorer. Den totala strömmen är summan av grenströmmarna

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n$$

Spänningen är lika stor över resistorerna

$$U = U_1 = U_2 = U_3 = \dots = U_n$$

Grenströmmarna genom parallelkopplade resistorer fördelar sig omvänt proportionellt mot deras respektive resistanser. För två resistorer gäller

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

3.1.3 Spänningsdelare

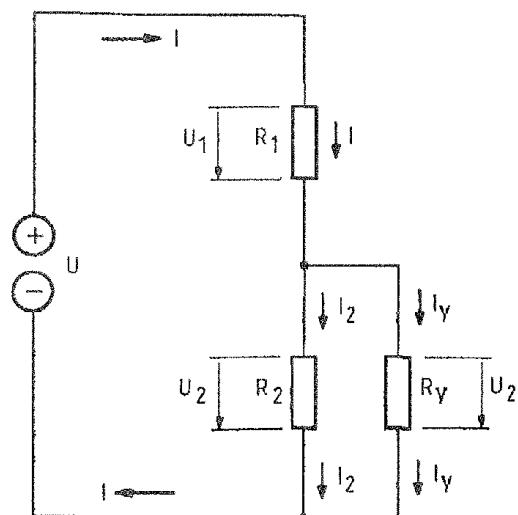


Bild 3.3: Resistiv spänningsdelare

Spänningsdelare förekommer i flera former. Bild 3.3 visar en spänningsdelare med resistorer där spänningen U delas upp i spänningen U_1 över resistorn R_1 respektive U_2 över R_2 .

Ett alternativ till spänningsdelning med fasta resistorer är *potentiometern*. Den är en variabel spänningsdelare i form av en resistor med ett flyttbart uttag.

Om man ansluter en apparat parallellt över R_2 , till exempel ett instrument vars inre resistans motsvaras av R_y , kommer spänningarna över R_1 och R_2 att påverkas.

Om R_y är mycket större än R_2 , kan man bortse från påverkan. För att beräkna U_2 kan man använda följande formel för en obelastad resistiv spänningsdelare.

$$\frac{U_2}{R_2} = \frac{U}{R_1 + R_2} \quad \text{eller}$$

$$U_2 = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Om R_y däremot är av samma storleksordning som R_2 eller lägre, är det lämpligt att först räkna ut resistansen R_p i parallellkretsen

$$R_p = \frac{R_2 \cdot R_y}{R_2 + R_y}$$

och därefter räkna ut spänningen U_2

$$U_2 = U \cdot \frac{R_p}{R_1 + R_p} = U \cdot \frac{\frac{R_2 \cdot R_y}{R_2 + R_y}}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_y}{R_2 + R_y}} = U \cdot \frac{R_2 \cdot R_y}{R_2 + R_y + R_1 \cdot (R_2 + R_y)}$$

Härav förstas att till exempel en spänningsmätning ger olika resultat beroende på den inre resistansen i voltmetern.

3.1.4 Wheatstones brygga

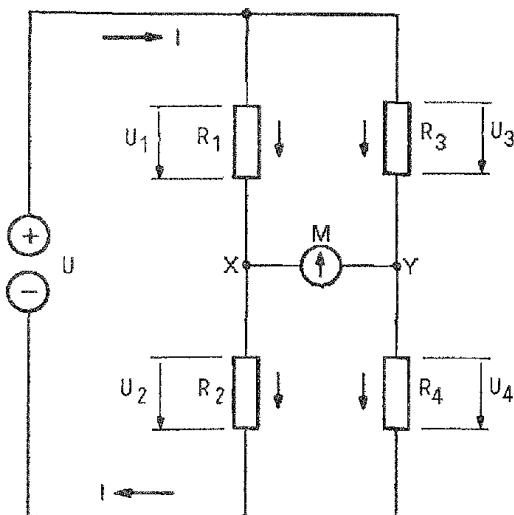


Bild 3.4: Wheatstones brygga

En speciell tillämpning av spänningsdelare är en *Wheatstones brygga*, se bild 3.4, som används för att jämföra spänningar.

Bryggan kan ses som två parallellkopplade spänningsdelare varav den ena är en potentiometer med en skala graderad till exempel i Ω . Den andra spänningsdelaren består av en resistor med känd resistans och en resistor med okänd resistans, det vill säga mätobjektet.

I ledningen som förbindar de respektive mittuttagen X och Y, finns en amperemeter som nollströmsindikator.

Det flyter ström mellan X och Y när det finns en potentialskillnad – spänning – längs däremellan. Bryggan är då i obalans. Det flyter däremot ingen ström där när det inte finns en potentialskillnad, det vill säga när bryggan är i balans. Balans (mätvärde) får man genom justering av den graderade potentiometern till noll ström. Då gäller sambandet

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Exemplet med spänningsdelare och bryggor visar att apparater påverkar varandra när de kopplas samman, vilket är fallet vid mätningar.

Spänningsdelning kan även utföras med kondensatorer och induktorer förutsatt att det är fråga om en växelströmskrets.

3.1.5 Parallelkopplade kondensatorer

HAREC a.3.1.1f

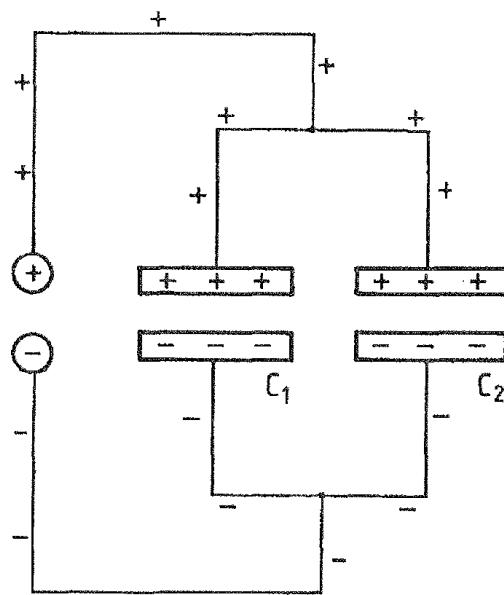


Bild 3.5: Parallelkopplade kondensatorer

Bild 3.5 visar parallellkopplade kondensatorer. I stället för att använda en enda kondensator kan man parallellkoppla flera kondensatorer för att uppnå önskad total kapacitans.

Den totala kapacitansen för parallellkopplade kondensatorer är summan av de enskilda kapacitanserna.

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$$

Räkneexempel:

$$1. C_1 = 5 \mu F \quad C_2 = 10 \mu F \quad C = ?$$

$$\begin{aligned} C &= C_1 + C_2 \\ &= 5 + 10 \\ &= 15 \mu F \end{aligned}$$

$$2. C_1 = 1 \text{ nF} \quad C_2 = 5 \text{ pF} \quad C = ?$$

$$\begin{aligned} C &= C_1 + C_2 \\ &= 1 + 0,005 \\ &= 1,005 \text{ nF} \end{aligned}$$

3.1.6 Seriekopplade kondensatorer

HAREC a.3.1.1e

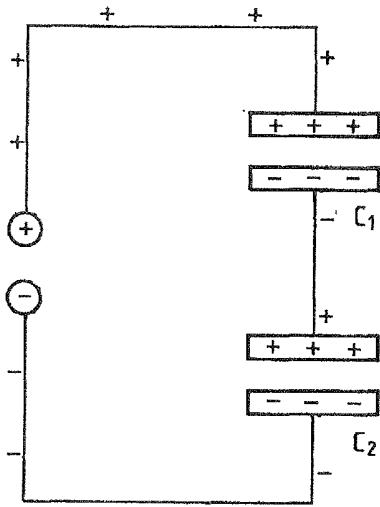


Bild 3.6: Seriekopplade kondensatorer

Bild 3.6 visar seriekopplade kondensatorer. Den totala kapacitansen för seriekopplade kondensatorer är lägre än kapacitansen för kondensatorn med det minsta värdet.

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \cdots + \frac{1}{C_n}$$

För två kondensatorer gäller:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad \text{eller} \quad C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Räkneexempel:

$$1. C_1 = 5 \mu F \quad C_2 = 10 \mu F \quad C = ?$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{C} &= \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \\ C &= \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \\ &= \frac{5 \cdot 10}{5 + 10} \mu F \\ &= 3 \frac{1}{3} \mu F \\ &\approx 3,33 \mu F \end{aligned}$$

3.1.7 Galvaniskt kopplade induktorer

Induktansvärdet för galvaniskt sammankopplade induktorer kan i princip beräknas på samma sätt som för motsvarande sammankoppling av resistorer.

3.1.7.1 Galvaniskt seriekopplade induktorer

HAREC a.3.1.1c

Förutsatt att magnetfälten från de respektive induktorerna inte återverkar på varandra – det vill säga inte ”kopplar magnetiskt till varandra” – så gäller:

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + \cdots + L_n$$

Räkneexempel:

$$1. L_1 = 20 \text{ mH} \quad L_2 = 50 \text{ mH} \quad L = ?$$

$$L = L_1 + L_2$$

$$= 20 + 50$$

$$= 70 \text{ mH}$$

3.1.7.2 Galvaniskt parallellkopplade induktorer

HAREC a.3.1.1d

Förutsatt att magnetfälten från de respektive induktorerna inte återverkar på varandra – det vill säga inte ”kopplar magnetiskt till varandra” – så gäller:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \cdots + \frac{1}{L_n}$$

För två induktorer gäller:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad \text{eller}$$

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

Räkneexempel:

$$L_1 = 50 \text{ mH} \quad L_2 = 60 \text{ mH} \quad L = ?$$

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = \frac{50 \cdot 60}{50 + 60} \text{ mH} = \frac{3000}{110} \text{ mH} \approx 27 \text{ mH}$$

3.1.8 Magnetiskt kopplade induktorer

I praktiken anordnas ofta induktorer så, att deras respektive magnetfält kan återverka på varandra – så kallad magnetisk koppling.

En *ömsesidig induktans* M uppstår i induktoreerna på grund av denna koppling. Den ömsesidiga induktansen ökar eller minskar det resulterande induktansvärdet beroende på om induktorernas magnetfält verkar med eller mot varandra.

Beräkningen av värdet på M är emellertid relativt komplicerad och behandlas ej här. I stället görs en förenklad framställning.

Bild 3.7 visar seriekopplade induktorer, vars magnetfält kopplar till varandra på olika sätt. ”Pricken” vid änden av induktoreerna på bilden markerar magnetfältens inbördes polarisering.

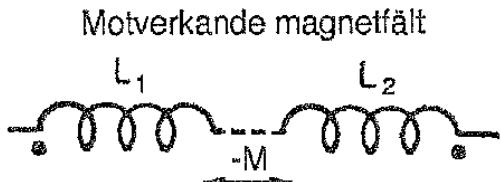
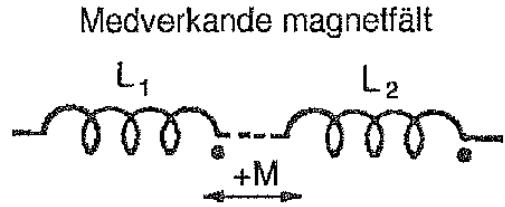


Bild 3.7: Magnetiskt kopplade induktorer

3.1.8.1 Magnetiskt kopplade induktorer i serie

Formel:

$$L = L_1 + L_2 \pm 2M$$

Räkneexempel: Två induktorer har en induktans av 20 respektive $10\text{ }\mu\text{H}$ och en ömsesidig induktans av $2\text{ }\mu\text{H}$. Induktoreerna är kopplade och placerade så att deras magnetfält samverkar.

Vardera induktansen ökas därför med $M = 2\text{ }\mu\text{H}$.

$$\begin{aligned} L &= L_1 + M + L_2 + M \\ &= 20 + 2 + 10 + 2\text{ }\mu\text{H} \\ &= 34\text{ }\mu\text{H} \end{aligned}$$

Räkneexempel: Två induktorer har en induktans av 20 respektive $10\text{ }\mu\text{H}$ och en ömsesidig induktans av $2\text{ }\mu\text{H}$. Induktoreerna är kopplade och placerade så att deras magnetfält motverkar varandra. Vardera induktansen minskas därför med $M = 2\text{ }\mu\text{H}$.

$$\begin{aligned} L &= L_1 - M + L_2 - M \\ &= 20 - 2 + 10 - 2\text{ }\mu\text{H} \\ &= 26\text{ }\mu\text{H} \end{aligned}$$

3.1.8.2 Magnetiskt kopplade induktorer i parallell

När flera induktorer är parallellkopplade och placeras så att deras magnetiska fält interagerar behöver man ta hänsyn till om de samverkar eller motverkar varandra. Mer läsning om induktorer och hur de påverkar varandra finns att läsa i [28].

Formler:

Samverkande parallella induktorer

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$$

Motverkande parallella induktorer

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 + L_2 + 2M}$$

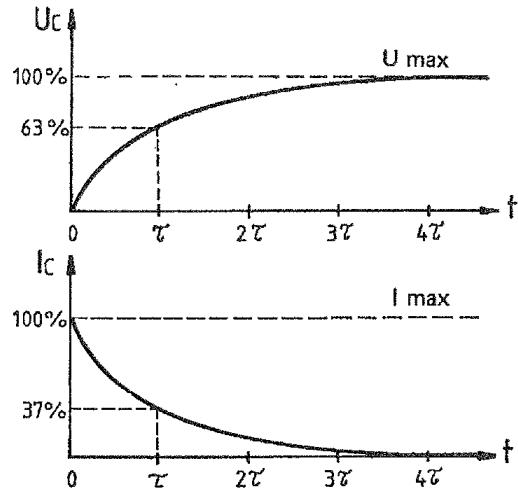
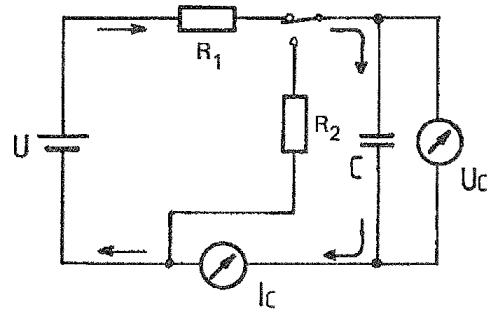


Bild 3.8: Uppladdning av en kondensator

3.1.9 Upp- och urladdning av en kondensator

3.1.9.1 Uppladdning

Bild 3.8 visar uppladdning av en kondensator. En kondensator C seriekopplas med en resistans R och kopplas till spänningen U .

Spänningen över kondensatoren stiger från 0 volt till U_{max} .

Laddningsströmmen sjunker från I_{max} till 0 ampere.

Spänningen över kondensatoren ökar exponentiellt under uppladdningen.

$$u_c = U_{max} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

u_c spänningen över kondensatoren efter en given inkopplingstid

U_{max} slutspänningen efter minst $t = 5\tau$

t inkopplingstiden

e 2,718 ($e =$ basen för den naturliga logaritmen)

I fölloppet ingår storleken av resistans och kapacitans enligt följande samband, som kallas tidskonstant:

$$\tau = R \cdot C$$

τ [tidskonstant i sek]

C [F] R [Ω]

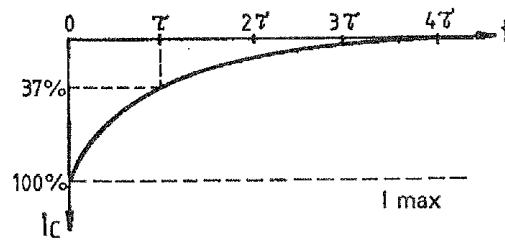
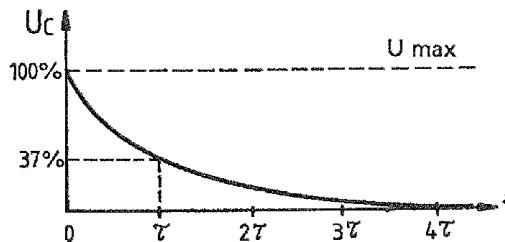
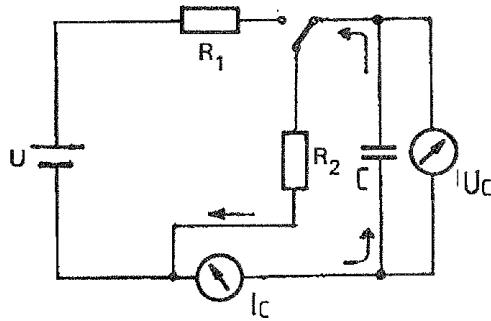


Bild 3.9: Urladdning av en kondensator

Efter tiden $t = 1\tau$ från inkopplingsögonblicket har spänningen över kondensatoren ökat från noll till 63 % av maxvärdet. Efter tiden $t = 5\tau$ är kondensatoren uppladdad till 99 %.

Strömmen från kondensatoren minskar exponentiellt under uppladdningen.

$$i_c = I_{max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

i_c strömmen från kondensatoren efter en given inkopplingstid

I_{max} begynnelseströmmen

Efter tiden $t = 1\tau$ från inkopplingsögonblicket har strömmen till kondensatoren minskat till 37 % av maxvärdet.

Efter tiden $t = 5\tau$ återstår 1 % av strömmens maxvärde.

3.1.9.2 Urladdning

Bild 3.9 visar hur en kondensator C urladdas genom en resistans R_2 .

Spänningen över kondensatoren minskar exponentiellt under urladdningen.

$$u_c = U_{max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Strömmen från kondensatoren minskar exponentiellt under urladdningen. Strömriktningen är motsatt den vid uppladdningen.

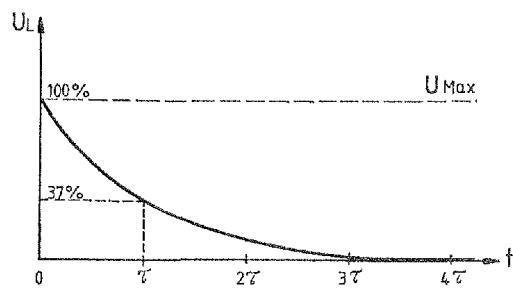
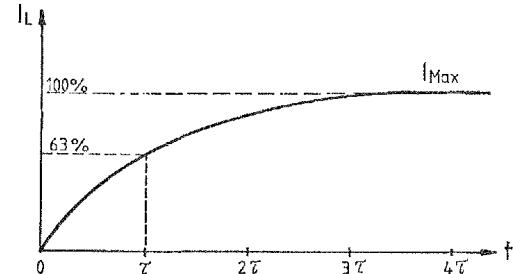
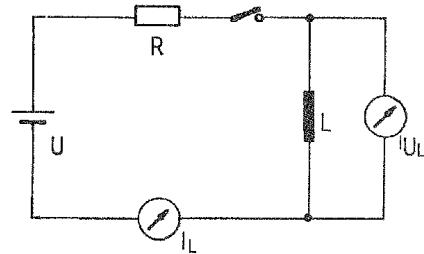


Bild 3.10: Inkoppling av en induktor

$$i_L = -I_{max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Efter tiden $t = 1\tau$ är kondensatoren urladdad så, att 37 % av I_{max} respektive U_{max} återstår.

Efter tiden $t = 5\tau$ är kondensatoren urladdad så, att mindre än 1 % av I_{max} respektive U_{max} återstår.

Exempel på beräkning av tidskonstanten:

$$1. C = 10 \mu F \quad R = 1 k\Omega \quad \tau = ?$$

$$\begin{aligned} \tau &= R \cdot C \\ &= 1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \\ &= 10 \cdot 10^{-3} \quad \text{dvs var } 1/100 \text{ sekund.} \end{aligned}$$

$$2. C = 1000 \mu F \quad R = 1 k\Omega \quad \tau = ?$$

$$\begin{aligned} \tau &= R \cdot C \\ &= 1 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} \\ &= 1 \text{ sekund} \end{aligned}$$

3.1.10 In- och urkoppling av en induktor

3.1.10.1 Inkoppling

Bild 3.10 visar inkopplingen av en induktor. En induktor L i serie med en resistans R kopplas in över en likspänning U. Spänningen över induktorn minskar från U_{max} till 0.

Strömmen genom induktorn ökar efter inkopplingen exponentiellt från 0 till I_{max} .

$$i_L = I_{max} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

i_L	strömmen efter en given inkopplingstid
I_{max}	slutströmmen efter minst $t = 5\tau$
t	inkopplingstiden
e	2,718 (e = basen för den naturliga logaritmen)

I förloppet ingår storleken av resistans och induktans enligt följande samband, som kallas tidskonstant

$$\tau = \frac{L}{R}$$

$$L \text{ [H]} \quad R \text{ [\Omega]} \quad s \text{ [sek]} \quad \tau \text{ [tidskonstant]}$$

Efter en tid av $t = 1\tau$ från inkopplingsögonblicket har strömmen genom induktorn ökat från noll till 63 % av I_{max} och spänningen över induktorn minskat till 37 % av maxvärdet.

3.1.10.2 Urkoppling

Spänningsskällan kopplas bort från samma induktor som ovan. En resistor är inkopplad över induktorn. Energin i induktorn avleds genom resistorn som en ström med motsatt riktning än vid inkopplingen. Strömmen är vid urkopplingstillfället $I_{max} = i_L$ och minskar därefter exponentiellt.

$$i_L = I_{max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

i_L	strömmen genom ind. efter en given urkopplingstid
I_{max}	strömmen i urkopplingsögonblicket
e	2,718
t	tiden efter urkopplingsögonblicket

Efter en tid av $t = 1\tau$ från urkopplingsögonblicket har strömmen genom induktorn minskat till 37 % av maxvärdet.

Teoretiskt kan spänningarna och strömmarna aldrig nå ett noll- eller maxvärde, men för praktiskt bruk anses detta inträffa efter en tid av minst 5τ .

All den energi som lagras i en induktor finns i dess magnetfält. När strömmen bryts eller minskas så återgår energin omedelbart till kretsen. I en induktor kan det således inte finnas någon kvarstående energi, vilket det ändå kan göra i en kondensator.

Under den tid som magnetfältet i en induktor avvecklas eller byggs upp, så induceras en motspänning i den. Denna spänning är högre än den som finns över induktorn innan strömmen bryts eller ändras och är proportionell mot den hastighet som ändringen har. När en en strömkrets med induktor bryts är det vanligt att det i brytögonblicket bildas en gnista eller ljusbåge över brytarens kontakter.

Om induktansen är stor och kretsströmmen hög ska en stor mängd energi frigöras på mycket kort tid. Det är därför inte ovanligt att brytarkontakter

bränns eller smälter. I likströmskretsar kan gnistan eller ljusbågen minskas eller undertryckas genom att en kondensator i serie med en resistor kopplas över kontaktstället. Kondensatorn fångar upp en del av energin i induktorn och resistorn minskar hastighetsändringen.

3.1.11 Växelströmskretsar

HAREC a.3.1.1 HAREC a.3.1.2 HAREC a.3.1.3

3.1.11.1 Komponentegenskaper vid växelström

Inom radiotekniken används mycket ofta resonanskretser (benämns även svängningskretser) bestående av kondensatorer och induktorer, som är kopplade i serie eller parallellt med varandra. När resonanskretsens egenfrekvens sätts lika med frekvensen på den signal som tillförs kretsen, så får kretsen särskilda egenskaper som används på olika sätt.

För att förstå hur "LC-kretser" fungerar beskrivs först hur de ingående komponenternas resistans, induktans och kapacitans förhåller sig till varandra, när de kombineras och kopplas till en växelströmkälla.

Bild 3.11 visar amplituden av spänning och ström vid ett sinusformat förlopp samt den effekt som då utvecklas. Tidsaxeln är graderad 0–360° per period.

Fall a: Förloppen med en resistor R.

I en resistor följer ström- och spänningskurvorna varandra tidsmässigt, även vid riktningssändring. När kurvorna följs åt på det sättet sägs de vara i fas med varandra.

Effekt överförs från strömkällan till resistorn. Den effekt som utvecklas i resistorn är, vid varje tidpunkt av perioden, produkten av strömmen och spänningen just då. Eftersom storheterna spänning och ström är antingen positiva eller negativa samtidigt, blir produkten alltid positiv. Det betyder att den effekt som utvecklas pulserar två gånger per period mellan ett noll- och maxvärde.

Fall b: Förloppen med en induktor L.

I en induktor är utvecklingen av ström och spänning inte samtidig. Vid inkopplingen stiger spänningen genast till maxvärdet medan strömmen stiger långsammare och bygger under tiden upp ett magnetfält i induktorn och omkring övriga ledare i kretsen.

Strömmen fördröjs alltså i förhållande till spänningen. Eftersom kurvornas max- och nollvärden inträffar vid olika tidpunkter heter det att de är *ur fas* eller *fasförskjutna*.

En växelström genom en ideal induktor är förskjuten 90° *efter* spänningen. Strömmen når toppvärdet vid tidpunkten 90° av perioden, när spänningen nått ner till noll. När spänningen minskar sjunker strömmen och tar med sig energin i magnetfältet. Först vid 180°, när spänningen har nått maxvärdet åt andra hållet, ändrar också strömmen riktning och bygger upp ett nytt magnetfält med motsatt polaritet.

Effekt överförs från strömkällan till induktorn när ström och spänning har samma riktning. När

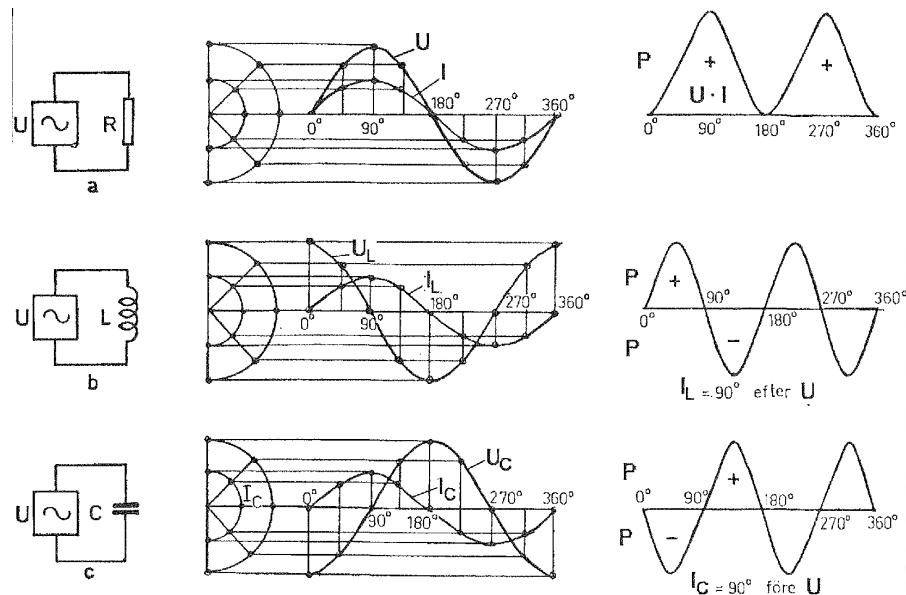


Bild 3.11: Faslägen och effekter i L C-kretsar

ström och spänning har olika riktning försöker induktorn i stället ”ladda” strömkällan med energi från sitt kraftfält. Effekt pendlar mellan strömkällan och induktorn, varvid effekten i ena riktningen är lika stor som i andra riktningen.

Sett över en hel period upphäver därför dessa effekter varandra. Följden blir att en ideal induktor, i motsats till en resistor, inte förbrukar någon aktiv effekt. Man säger att en reaktans, här en induktor, arbetar med *reaktiv effekt*.

I praktiken har kretsen även en viss resistans. Därför sätts reaktansens 90° fasförskjutna ström samman med resistansens 0° fasförskjutna ström. Resultatet blir en ström som är mindre än 90° ur fas och det förbrukas då en viss aktiv effekt i resistansen.

Fall c: Förloppen med en kondensator C.

Inte heller i en kondensator utvecklas ström och spänning samtidigt. Efter inkopplingen laddar strömmen upp kondensatorn, det vill säga bygger upp ett elektriskt fält med en viss potential (spänning). Spänningen utvecklas långsammare än strömmen – den blir *fasförskjutnen*.

Strömmen till (och från) en ideal kondensator är fasförskjuten 90° före spänningen. När kondensatorn är kopplad till en växelströmskälla når strömmen toppvärdet vid tidpunkten 90° eller 270° av perioden. Spänningen passerar då i båda fallen värdet noll. När spänningen minskar sjunker strömmen och tar energi ur det elektriska fältet.

Sedan strömmen passerat noll vid 180° eller $0^\circ/360^\circ$ bygger den upp ett nytt elektriskt fält med motsatt polaritet.

Liksom med en induktor överförs effekt från strömkällan till kondensatorn när ström och spänning har samma riktning. När ström och spänning har olika riktning försöker kondensatorn i stället ”ladda” strömkällan med energi. Effekt pendlar mellan strömkällan

och kondensatorn, varvid effekten i ena riktningen är lika stor som i andra riktningen.

Sett över en hel period upphäver därför dessa effekter varandra. Följden blir att en ideal kondensator, i motsats till en resistor, inte förbrukar någon aktiv effekt. Man säger då att en reaktans, här en kondensator, arbetar med *reaktiv effekt*.

I praktiken har kretsen även en viss resistans. Därför sätts reaktansens 90° fasförskjutna spänning samman med resistansens 0° fasförskjutna ström. Resultatet blir en spänning som är mindre än 90° ur fas och det förbrukas då en viss aktiv effekt i resistansen. Som framgår av bilden blir variationerna i tiden de omvänta med kondensator jämfört med induktor.

3.1.12 Impedans

HAREC a.3.1.3 HAREC a.3.2.2

Liten ordlista:

Impedans – hindra (lat. impedire).

Resistans – motstå (lat. resistere). Del av impedansen, kallas ibland ohmskt motstånd.

Reaktans – återverka (lat. reagere). Del av impedansen, samlingsord för växelströmsmotstånd.

Kapacitans – inrymma (lat. capax). Del av reaktansen.

Induktans – införa (lat. inducere). Del av reaktansen.

Hittills har storheterna resistans, induktans och kapacitans behandlats var för sig, men i praktiken förekommer de alltid tillsammans och kallas impedans.

Resistansen är i princip oförändrad vid ström- eller spänningsändringar. Men när strömmen genom en ledare eller induktor, liksom spänningen över en

kondensator ändras, tillkommer en reaktans som motverkar förändringarna.

Reaktansen kan från fall till fall vara kapacitiv eller induktiv och ingår i impedansen. Om ingen reaktans finns, är impedansen lika med resistansen.

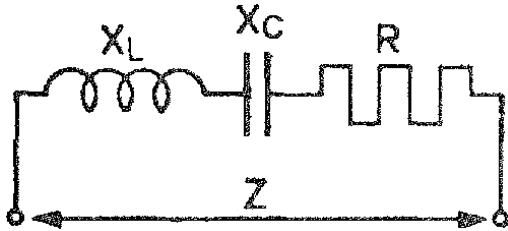


Bild 3.12: Seriekrets av $L+C+R$

Bild 3.12 visar en induktor, en kondensator och en resistor som är kopplade i serie. När man vill beräkna den resulterande impedansen i kretsen ("totala växelströmsmotståndet"), måste man ta hänsyn till att komponenternas spänningar eller strömmar inte är i fas med varandra. De arbetar ju inte "i takt".

Att då addera maxvärdena ger fel resultat. I stället söker man den så kallade resultanten av de olika vektorer som motsvarar ström- och spänningsvärdet. Detta kan göras grafiskt eller beräknas.

I bild 3.13 tänker vi oss att vektorerna i systemet vrider sig moturs med vinkelhastigheten $\omega = 2\pi f$ där f är frekvensen. Eftersom vektorerna har samma frekvens, så är vektorernas lägen inbördes samma. Ögonblicksvärdet av respektive vektorer följer en sinuskurva.

Spänningsvektorn i den "induktiva reaktansen" ligger 90° före strömmen och spänningen i resistansen. Spänningsvektorn i den "kapacitativa reaktansen" ligger 90° efter strömmen och spänningen i resistansen. Vektorerna i dessa två reaktanser är således $2 \cdot 90^\circ = 180^\circ$ åtskilda, det vill säga motriktade. Man säger att de är i motfas.

I bild 3.14 visas vektorerna för komponenterna i bild 3.12 samt hur man grafiskt bestämmer impedansen för dessa vektorer. Vidare får man fasvinkeln mellan impedansens och resistansens vektor, varav den senare är den så kallade riktfasen för hela seriekretsen.

Resistansen ritas som en vektor R , som riktas vågrätt mot höger. Vektorns längd motsvarar resistansens storlek i ohm.

Den induktiva reaktansen ritas på liknande sätt med vektorn X_L lodrätt uppåt. Slutligen ritas den kapacitativa reaktansen X_C lodrätt neråt.

Man subtraherar de motverkande reaktiva vektorerna X_L och X_C från varandra och avsätter resultatet X på den vertikala axeln, uppåt om X_L är större och neråt om X_C är större.

Man låter nu vektorerna X och R bilda sidor i en rätvinklig rektangel. Längden på rektangelns diagonal är den resulterande impedansen Z . Fasvinkeln mellan impedans och resistans kan också avläsas.

Eftersom vektordiagrammet bildar en rätvinklig triangel kan den resulterande spänningen U i kretsen

även beräknas med Pythagoras sats:

$$C^2 = A^2 + B^2 \quad \text{eller} \quad C = \sqrt{A^2 + B^2}$$

Tillämpad på ovanstående vektordiagram kan satsen skrivas som

$$U_{LCR}^2 = U_R^2 + (U_L - U_C)^2$$

Termerna ersätts med följande ekvationer:

$$\begin{aligned} U_{LRC} &= I \cdot Z \\ U_R &= I \cdot R \\ U_L &= IX_L = I\omega L \\ U_C &= IX_C = I\frac{1}{\omega C} \\ I^2 Z^2 &= I^2 R^2 + (I\omega L - I\frac{1}{\omega C})^2 \end{aligned}$$

Efter division med I^2 fås

$$\begin{aligned} Z^2 &= R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 \quad \text{eller} \\ Z &= \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad \text{eller} \\ Z &= \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \end{aligned}$$

I en seriekrets är den resulterande reaktansen negativ (kapacitiv) om X_C är större än X_L och positiv (induktiv) om X_L är större än X_C .

3.1.13 Ohms lag vid växelström

HAREC a.1.1.4

I formler betecknas impedansen med bokstaven Z och reaktansen med bokstaven X . I båda fallen är enheten ohm [Ω].

Vid beräkning av impedans är Ohms lag inte direkt tillämplig, eftersom reaktansen i en induktor eller kondensator uppträder annorlunda i tiden vid strömsrespektive spänningsändring än vad resistansen gör.

Om impedansen Z sätts in i Ohms lag får följande samband, som ofta kallas Ohms lag för växelström

$$\begin{aligned} U_{eff} &= I_{eff} \cdot Z \quad \text{eller} \\ U_{eff} &= I_{eff} \cdot \sqrt{R^2 + X^2} \quad \text{eller} \\ U_{eff} &= I_{eff} \cdot \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad \text{osv.} \end{aligned}$$

Av vad som framgått tidigare i detta avsnitt kan även slutsatsen dras att:

$$\text{skenbar effekt} = \sqrt{(\text{aktiv effekt})^2 + (\text{reaktiv effekt})^2}$$

3.1.14 Parallelkopplade LC-kretsar

HAREC a.3.1.3 HAREC a.3.2.1

En parallellkopplad LC-krets är i bild 3.15 ansluten till växelpåningen U från en signalgenerator med inställbar frekvens f . Två fall studeras.

Fall 1: $f = f_{res}$

Signalgenerators frekvens f ställs lika med LC-kretsens resonansfrekvens f_{res} . Då visar kretsen hög impedans Z mot generatoren. En stark ström cirkulerar i LC-kretsen, men endast en svag ström flyter i ledningen mellan generator och krets. Jämför med modellförsöket på bild 3.17.

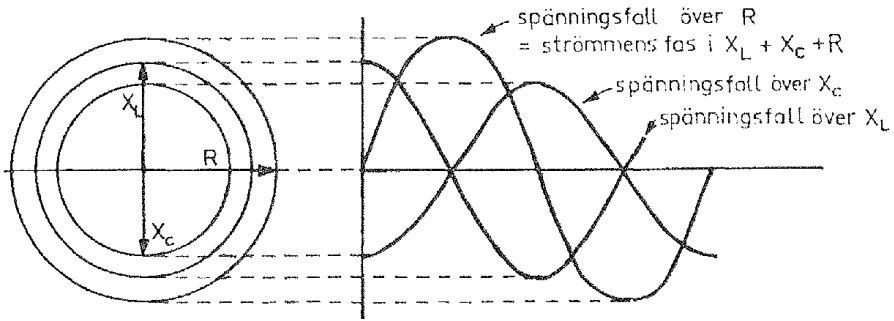


Bild 3.13: Spänningar i seriekrets $L+C+R$

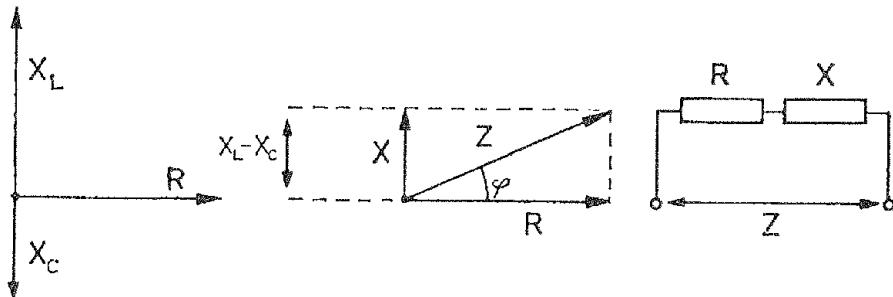


Bild 3.14: Impedansen och fasvinkeln i seriekrets $L+C+R$

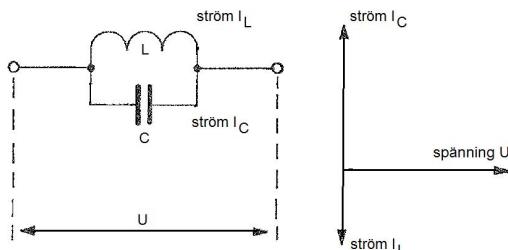


Bild 3.15: Parallelkopplad LC-krets

Fall 2: $f > f_{res}$ eller $f < f_{res}$

Frekvensen f ställs högre eller lägre än kretsens resonansfrekvens f_{res} .

Kretsen visar då en låg impedans Z mot generatorn. En svag ström cirkulerar i LC-kretsen, medan en starkare ström flyter i ledningen mellan generator och krets.

I praktiken finns även en resistans (belastning) parallellt över kretsen och en resistans i serie med induktansen. För enkelhetens skull bortses här från dessa resistanser.

I en parallelkopplad LC-krets är spänningen över induktans och kapacitans densamma. Spänningsvektorn U används därför som så kallad riktfas.

Riktfasen ritas på bilden åt höger. Strömmen I_C genom kondensatorn är fasförskjutet 90° före U och ritas rakt uppåt (vektorerna roterar moturs). Strömmen I_L genom induktorn är fasförskjutet 90° efter U och ritas rakt nedåt. Den resulterande reaktiva strömmen genom

kretsen är skillnaden mellan strömmarna I_C och I_L , vilka är motriktade varandra.

Formeln för parallellkopplade resistanser kan även användas för parallellkopplade reaktanser om man tillämpar Pythagoras sats $A^2 + B^2 = C^2$, således

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots$$

$$\left(\frac{1}{Z}\right)^2 = \left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X}\right)^2 \quad \text{eller}$$

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X}\right)^2}$$

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X^2}}$$

Med R försumbart kan den totala reaktansen beräknas ur den induktiva reaktansen X_L och den vektorvägg motriktade kapacitativa reaktansen X_C på följande sätt:

$$\frac{1}{X} = \frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C} = \frac{X_C - X_L}{X_C \cdot X_L} \quad \text{eller}$$

$$X = \frac{X_C \cdot X_L}{X_C - X_L}$$

I en parallelkopplad LC-krets är den resulterande reaktansen negativ (kapacitiv) om X_L är större än X_C och positiv (induktiv) om X_L är mindre än X_C .

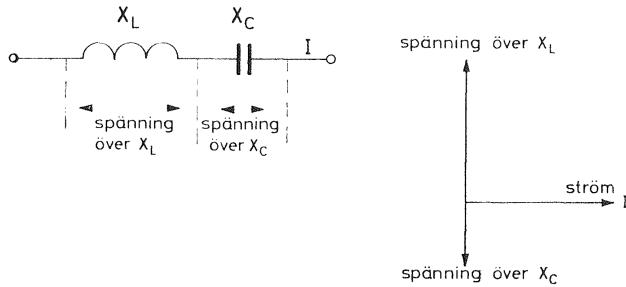


Bild 3.16: Seriekopplad LC-krets

3.1.15 Seriekopplade LC-kretsar

En seriekopplad LC-krets i bild 3.16 ansluts till växelspänningen U från en signalgenerator med inställbar frekvens f . Två fall studeras.

Fall 1: $f = f_{res}$

Signalgeneratorns frekvens f ställs lika med LC-kretsens resonansfrekvens f_{res} . Impedansen Z i en seriekrets visar då ett mycket lågt värde mot generatorn. Det flyter en stark ström i ledningen mellan generator och krets.

Fall 2: $f < f_{res}$ eller $f > f_{res}$

Frekvensen f ställs lägre eller högre än kretsens resonansfrekvens f_{res} .

Eftersom LC-kretsen då visar hög impedans Z mot generatoren, flyter endast en svag ström i ledningen mellan generator och krets.

I praktiken finns även en resistans i serie med induktansen liksom en parallellt över kapacitansen. För enkelhets skull bortses här från dessa resistanser.

Strömmen I är samma genom hela kretsen och strömvektorn I används därför som riktfas. Den ritas i bilden åt höger. Om serieresistansen R varit med skulle ett spänningsfall U_R varit inritat i samma riktning som I (i fas med I). Spänningen över reaktansen X_C ligger 90° efter I och ritas rakt neråt (vektorerna roterar moturs). Spänningen över reaktansen X_L (induktorn) ligger 90° före I och ritas rakt uppåt.

3.1.16 Thomsons formel

HAREC a.3.2.4

Bild 3.17 visar en svängningskrets som består av en kondensator och en induktor med förskjutbar järnkärna. En ändring av kärnans tvärsnitt ändrar den magnetiska ledningsförmågan och därmed induktansen varför även reaktansen X_L ändras.

Med anordningen kan resonansfrekvensen alltså ställas in så att den blir högre än, lika med eller lägre än den anslutna spänningens frekvens. Tre fall undersöks:

1. $X_L > X_c$ LA1 och LA2 lyser upp, en kraftig ström flyter genom kondensatoren,

Strömriktning: 1 halvvägen →
2 halvvägen ←

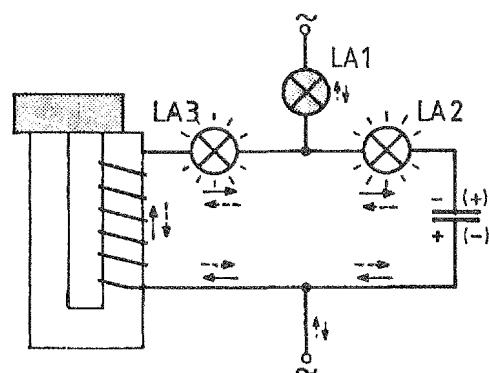
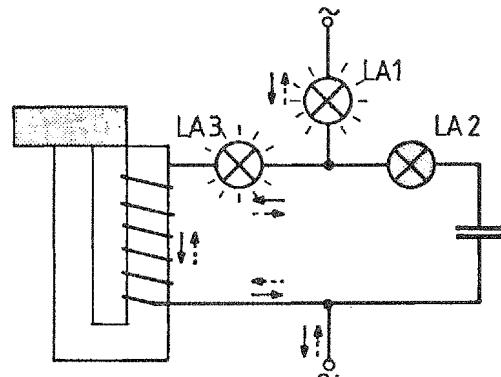
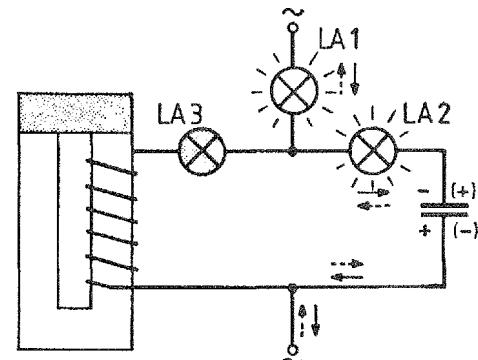


Bild 3.17: Svängningskrets

2. $X_L < X_C$ LA1 och LA3 lyser upp, en kraftig ström flyter genom induktorn,
3. $X_L = X_C$ LA2 och LA3 lyser upp, LA1 lyser inte, en kraftig ström flyter i kretsen men inte i tilledningarna.

När $X_L = X_C$ är kretsen i resonans och Thomsons formel $\omega L 0_{\omega C}$ kan användas för att beräkna resonansfrekvensen. Formeln namngiven efter William Thomson (Lord Kelvin) beskriver resonansfalletet då de induktiva och kapacitativa reaktanserna i kretsen är lika stora och tar ut varandra. Kvar är kretsens resistans, vilken vi tills vidare betraktar som försumbar.

Således $X_L = X_C$, där

$$\begin{aligned} X_L &= 2\pi f L \quad \text{och} \\ X_C &= \frac{1}{2\pi f C} \quad \text{sätts in.} \\ 2\pi f L &= \frac{1}{2\pi f C} \quad 4\pi^2 f^2 LC = 1 \\ f^2 &= \frac{1}{4\pi^2 LC} \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \\ f \quad [\text{Hz}] & \quad L \quad [\text{H}] \quad C \quad [\text{F}] \end{aligned}$$

Formeln gäller både för parallell- och seriekretsar.

Räkneexempel:

$$L = 100 \text{ nH} \quad C = 10 \text{ pF} \quad f = ?$$

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi\sqrt{100 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-12}}} \\ &= \frac{1}{2\pi 10^{-9}} \\ &= \frac{10^9}{2\pi} \\ &\approx 159 \text{ MHz} \end{aligned}$$

3.1.17 Impedansen i en resonant krets

HAREC a.3.2.1 HAREC a.3.2.2 HAREC a.3.2.3 HAREC a.3.2.4

En enkel framställning görs av hur impedans, reaktans och resistans förhåller sig inbördes när en resonanskrets är i resonans. Som exempel används följande kretsdata: Induktans 200 μH , kapacitans 200 pF , förlustresistans 10Ω .

3.1.17.1 Resonansfalletet i en parallellkrets

Kretsen består av parallellkopplade reaktanser, X_L och X_C . Vid resonans är dessa lika stora och motverkande. Inom kretsen är således den resulterande reaktansen:

$$X_C - X_L = 0$$

Därför upptäcks samma krets en ytterligare reaktans av:

$$X = \frac{X_C \cdot X_L}{X_C - X_L} = \frac{X_C \cdot X_L}{0} = \infty$$

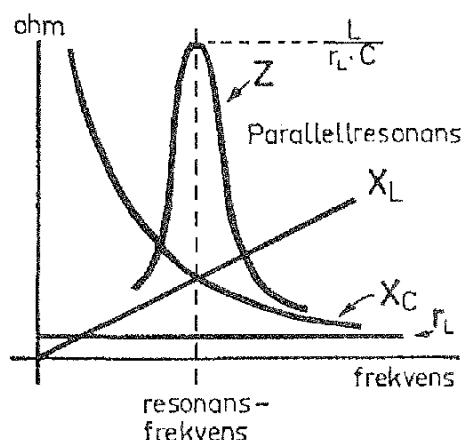
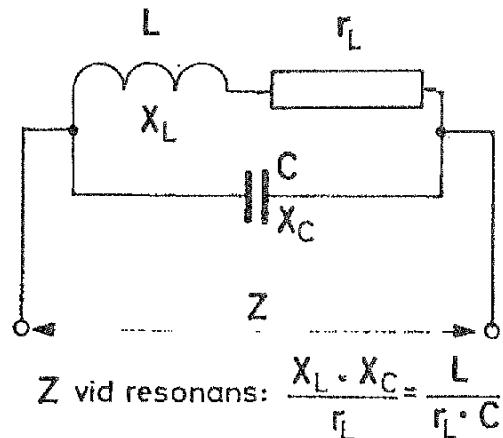


Bild 3.18: Resonansfalletet i parallellkrets

I praktiken finns i kretsen också en resistans varför dessa extremvärden inte uppstår. Istället i en parallellkrets i resonans cirkulerar alltså en stark ström, som endast begränsas av kretsens resistans.

Bild 3.18 visar en parallellkrets där induktorn har resistansen r_L och kondensatorn antas vara förlustfri. Vidare förutsätts att kretsen är i resonans.

Vid resonans kan termen $X_C - X_L = 0$ bytas mot r_L i formeln

$$X = \frac{X_C \cdot X_L}{X_C - X_L}$$

förutsatt att r_L är försumbart jämfört med X_L .

Därtill är $X_L = 2\pi f L$ och $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$ det vill säga $X_L \cdot X_C = \frac{L}{C}$ som sätts in.

Parallellkretsens impedans vid resonans kan då skrivas

$$Z = \frac{X_C \cdot X_L}{r_L} = \frac{L}{r_L \cdot C}$$

Med ovanstående kretsdata blir $Z = 100 \text{ k}\Omega$.

Därav framgår, att impedansen i parallellkretsen är en funktion av det så kallade L/C-förhållandet samt av kretsens resistiva förluster.

3.1.17.2 Resonansfalletet i en seriekrets

Bild 3.19 visar en seriekrets är i resonans, så är

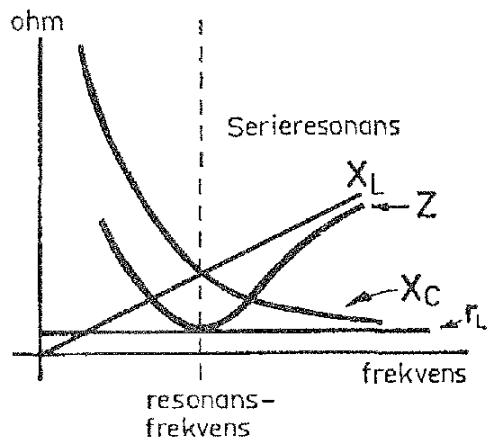
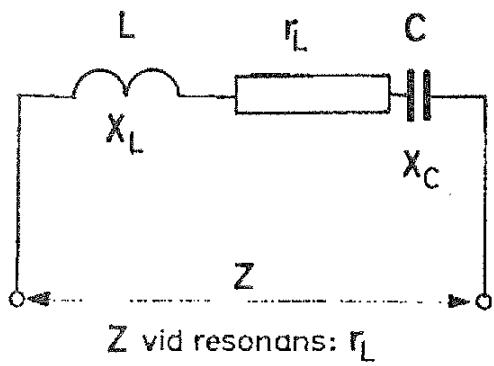


Bild 3.19: Resonansfallet i seriekrets

$$X_C = X_L \quad \text{dvs.} \quad \frac{1}{\omega C} = \omega L$$

eller

$$X_C - X_L = 0 \quad \text{dvs.} \quad \frac{1}{\omega C} - \omega L = 0$$

Med ovanstående kretsdata blir resonansfrekvensen:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 796 \text{ kHz}$$

Vid resonansfrekvensen blir reaktansen 1000Ω både för induktansen och kapacitansen. Eftersom reaktanserna spänningssfall är motrikta tar de ut varandra. Kretsens impedans i resonans blir resistansen r_L och spänningssfallet över kretsen bestäms enbart av r_L .

Antag att det alstras en spänning av 5 mV i antennkretsen. Strömmen genom den vid resonans blir då $\frac{5 \text{ mV}}{10 \Omega} = 0,5 \text{ mA}$.

Av strömmen bildas reaktiva spänningar, det vill säga $0,5 \text{ mA} \cdot 1000 \Omega = 500 \text{ mV}$ både över induktans och kapacitans (som tar ut varandra) och 5 mV över resistansen.

3.1.18 Q-faktorn i en parallellkrets

HAREC a.3.2.5

Bild 3.20 illustrerar Q-värden för parallellkrets. Godhetstalet Q (=Quality Factor) kan ses som den förmåga en resonanskrets har att lagra energi, det vill säga förhållandet mellan den lagrade energin och

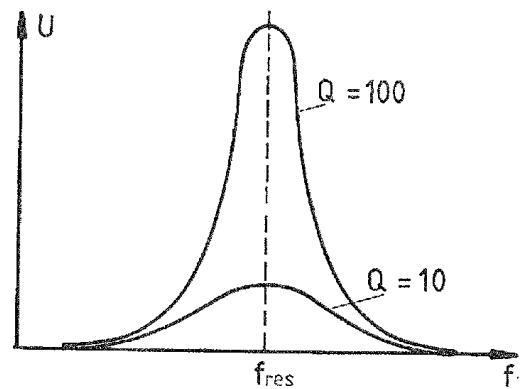


Bild 3.20: Q-värden i parallellkrets

energiförlusten i kretsen. Energiförlusten yttrar sig som värmeutveckling.

$$Q = 2\pi \frac{\text{lagrad energi i kretsen}}{\text{energiförlusten per period}}$$

Energiförluster uppstår både i kretsens kondensator och induktor, men moderna kondensatorer har så låga förluster att induktorn ensam kan anses bestämma Q-värdet, åtminstone i kortvågsområdet.

En växelspänning U_1 ansluts till en parallellkrets. I resonansfallet uppträder då en spänning U_2 över kondensatoren och induktorn.

U_2 är mycket större än U_1 . Ju högre Q är i kretsen desto större är förhållandet mellan U_2 och U_1 .

I kortvågsområdet är det vanligt med ett Q i storleksordningen 30–100. Ju högre Q är, desto mindre är bandbredden.

När kretsen är i resonans gäller sambandet

$$Q = \frac{f_{res}}{b}$$

Bandbredden ökar (avstämningsskärpan minskar) vid ökande frekvens på grund av de större kretsförlusterna.

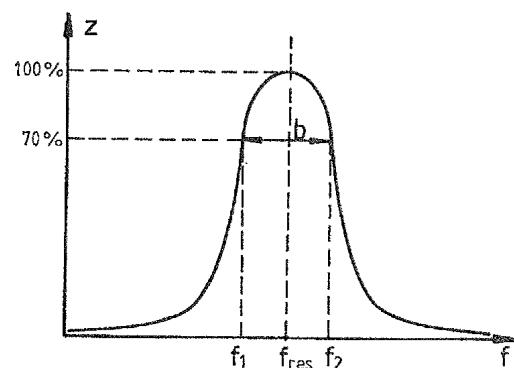


Bild 3.21: Bandbredd i parallellkrets

3.1.19 Bandbredd

HAREC a.3.2.6

Bild 3.21 visar med en kurva vilket impedansvärdet kretsen har vid olika frekvenser. Impedansens högsta värde är vid frekvensen f_{res} och avtar vid frekvenser

som är högre eller lägre. Vid frekvenserna f_1 och f_2 är impedansvärdet till exempel 70 % av maximalvärdet. Med bandbredden b förstår skillnaden mellan impedansvärdena i ett sådant frekvenspar, det vill säga $b = f_2 - f_1$.

3.2 Filter

HAREC a.3.2 HAREC a.3.2.9

Frekvensfilter, eller mer allmänt *filter*, används inom radiotekniken för många olika ändamål, till exempel för att

- eliminera störande signaler
- öka avstämningsskärpan (selektiviteten) i mottagare och sändare
- framhäva eller dämpa ett sidband i en AM-signal med mera.

Frekvensgången (eng. *frequency response*) är ett mått på ett filters förmåga att släppa igenom olika mycket av olika frekvenser. Frekvensgången presenteras i allmänhet som en kurva med amplitud av genomsläppt sinussignal som funktion av frekvensen.

Beroende på frekvensgången indelas filtren i olika typer, varav de vanligaste presenteras här.

Beroende på det tekniska utförandet finns dels så kallade passiva filter vilka använder extern energi för sin funktion, och dels aktiva filter vilka i princip är förstärkare som likaledes använder passiva kretsar. Här presenteras för enkelhets skull passiva filter.

Man skiljer även mellan analoga filter och digitala filter. Vi beskriver här först några olika typer av klassiska analoga filter.

3.2.1 Högpassfilter (HP)

HAREC a.3.2.8b HAREC a.3.2.9

Ett *högpassfilter* (eng. *highpass filter (HP)*, bild 3.22) släpper igenom signaler med höga frekvenser och dämpar de med låga frekvenser.

Exempel En frekvensberoende spänningsdelare som LC-högpassfilter.

Vid låga frekvenser är X_C stor och X_L liten. Över X_L uppstår då ett litet spänningsfall – en låg utgångsspänning U_a . Resultatet blir att låga frekvenser släpps igenom.

Vid höga frekvenser är X_C liten och X_L stor. Över X_L uppstår då ett stort spänningsfall – en hög utgångsspänning U_a . Resultatet blir att höga frekvenser släpps igenom.

X_L kan bytas ut mot en resistor R , men då blir passbandskurvan inte lika brant.

Gränsfrekvens Gränsfrekvensen f_g beror av kapacitansen C , induktansen L samt resistansen R .

LC-högpass

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_g \text{ [Hz]} \quad L \text{ [H]} \quad C \text{ [F]}$$

RC-högpass

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$f_g \text{ [Hz]} \quad R \text{ [\Omega]} \quad C \text{ [F]}$$

Räkneexempel

$$1. \quad L = 4 \text{ H} \quad C = 1 \text{ }\mu\text{F} \quad f_g = ?$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{4 \cdot 10^{-6}}} = \frac{500}{2\pi} = 79,6 \text{ Hz}$$

$$2. \quad R = 1 \text{ k}\Omega \quad C = 10 \text{ nF} \quad f_g = ?$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = \frac{10^5}{2\pi} = 15,9 \text{ kHz}$$

3.2.2 Lågpassfilter (LP)

HAREC a.3.2.8a HAREC a.3.2.9

Om induktor och kondensator respektive resistor och kondensator i ett högpassfilter byter plats, som i bild 3.23, så får man i stället ett LC-lågpassfilter respektive ett RC-lågpassfilter.

Ett *lågpassfilter* (eng. *lowpass filter (LP)*) släpper igenom signaler med låga frekvenser och dämpar de med höga frekvenser.

Exempel En frekvensberoende spänningsdelare som LC-lågpassfilter.

Vid låga frekvenser är X_C stor och X_L liten. Över X_L uppstår då ett litet spänningsfall – en hög utgångsspänning U_a . Resultatet blir att låga frekvenser släpps igenom.

Vid höga frekvenser är X_C liten och X_L stor. Över X_L uppstår då ett stort spänningsfall – en låg utgångsspänning U_a . Resultatet blir att höga frekvenser dämpas.

Gränsfrekvens Samma formler används vid beräkning av gränsfrekvensen både i lågpass- och högpassfilter, således

LC-lågpass

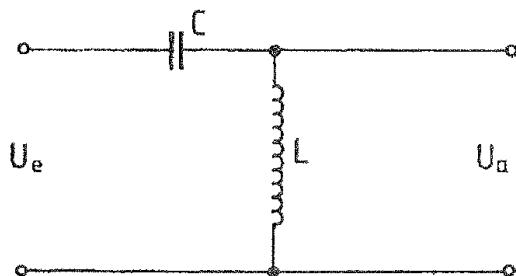
$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_g \text{ [Hz]} \quad L \text{ [H]} \quad C \text{ [F]}$$

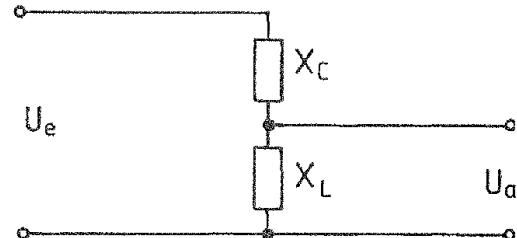
RC-lågpass

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

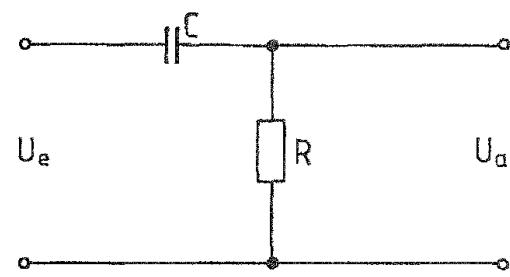
$$f_g \text{ [Hz]} \quad R \text{ [\Omega]} \quad C \text{ [F]}$$



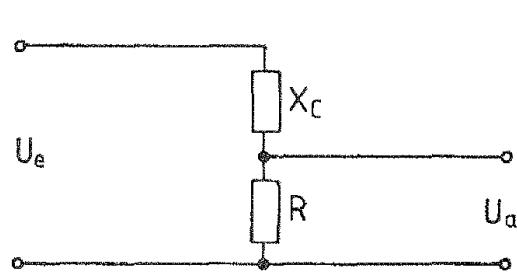
LC – HÖGPASS



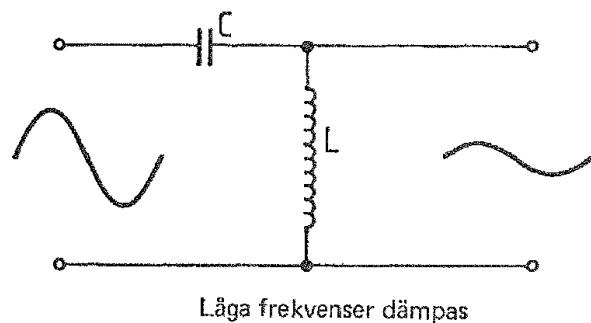
Ekvivalentschema



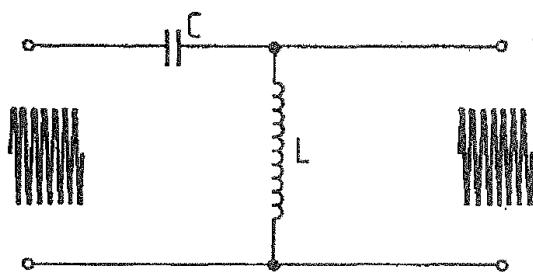
RC – HÖGPASS



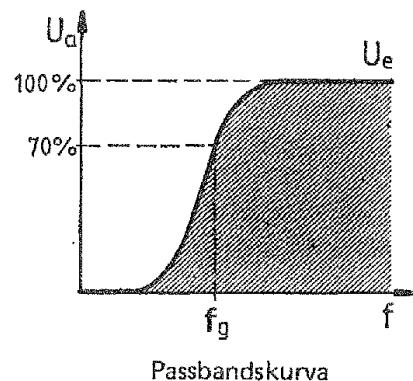
Ekvivalentschema



Låga frekvenser dämpas

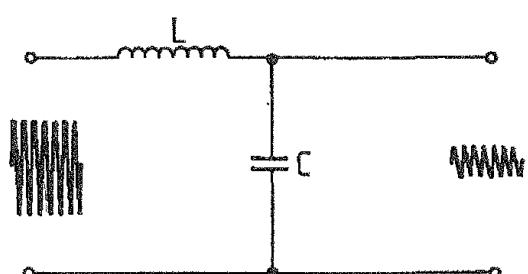
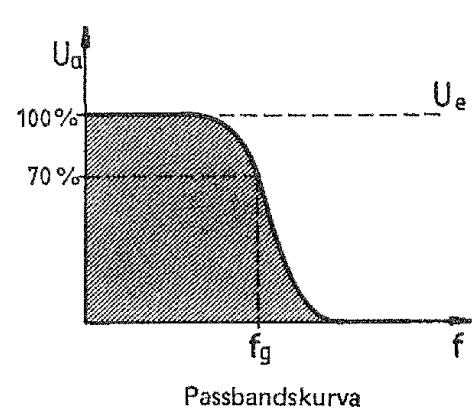
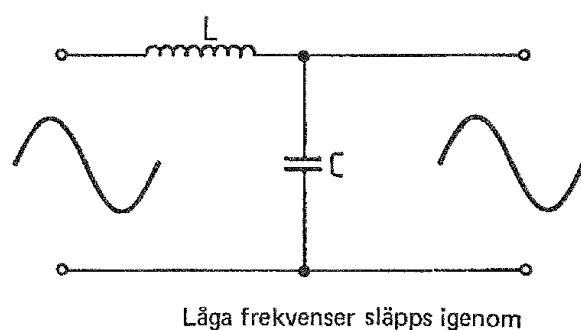
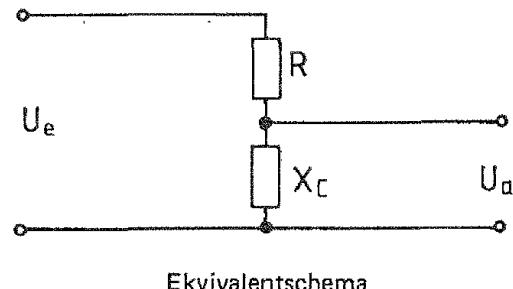
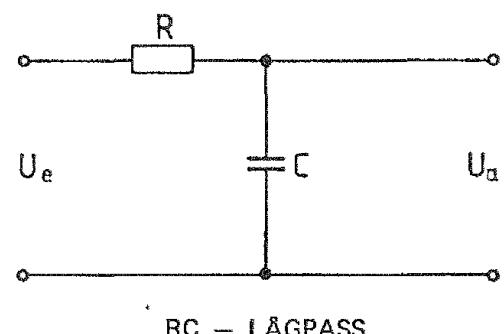
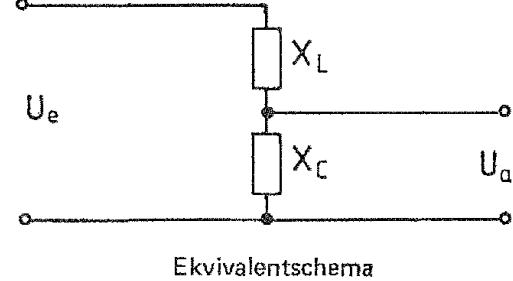
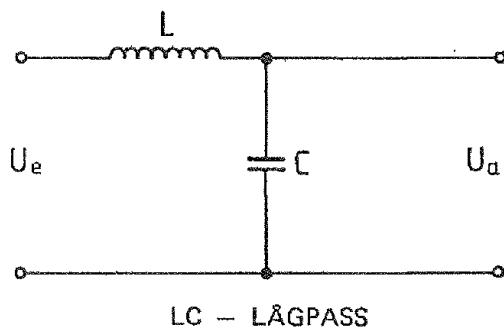


Höga frekvenser släpps igenom



Passbandskurva

Bild 3.22: Högpassfilter



Höga frekvenser dämpas

Bild 3.23: Lågpassfilter

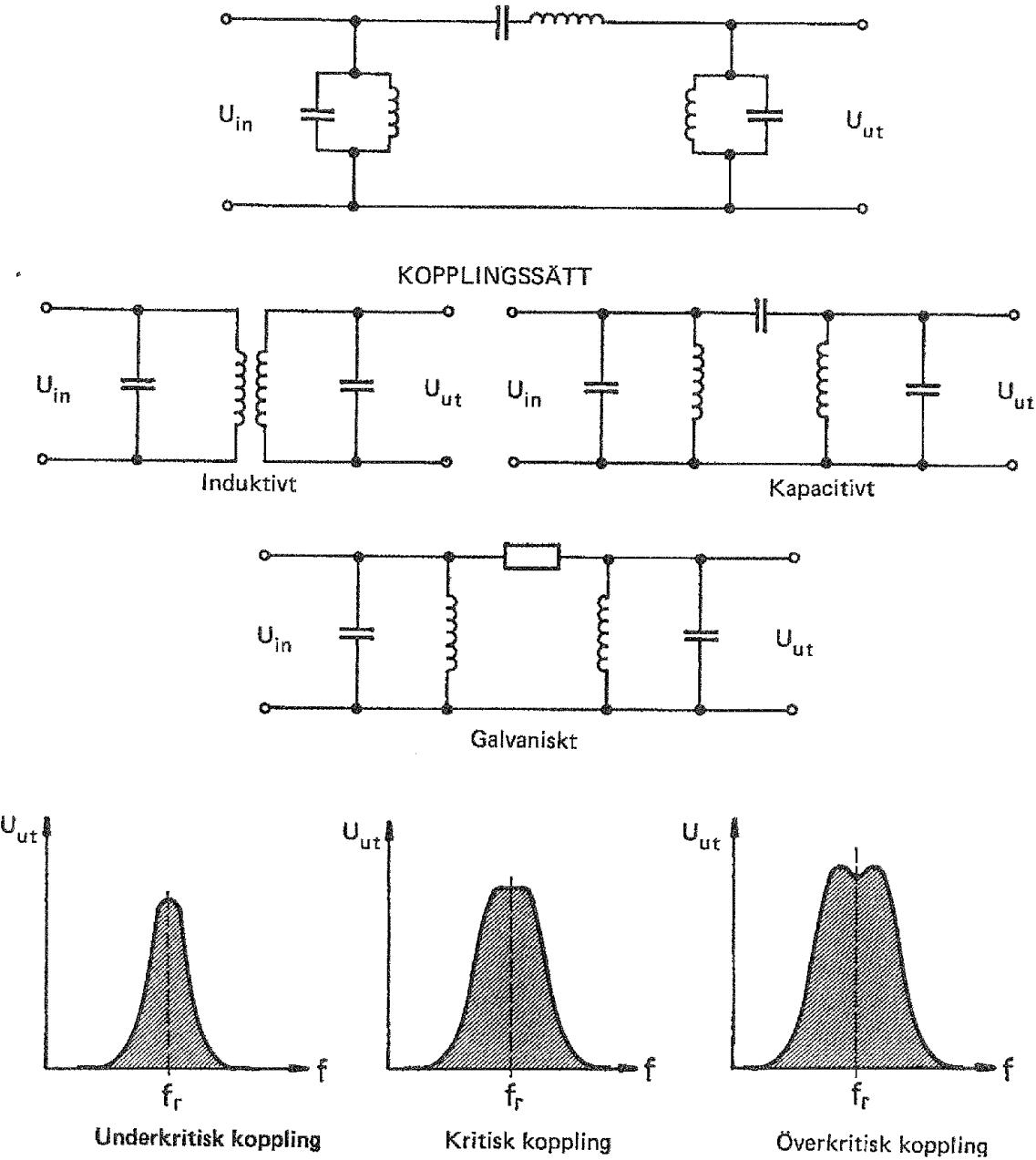


Bild 3.24: Bandpassfilter

3.2.3 Bandpassfilter (BP)

HAREC a.3.2.7 HAREC a.3.2.8c HAREC a.3.2.9

Ett *bandpassfilter* (eng. *bandpass filter*) släpper igenom signaler bara inom ett visst frekvensområde medan signaler utanför detta frekvensområde dämpas.

Bandpassfiltret består i enklaste fall av två resonanskretsar av LC-typ, vilka är avstämda till angivande frekvenser. Kretsarna är kopplade induktivt, kapacitivt eller galvaniskt så som illustreras i bild 3.24.

Beroende på kopplingsgrad eller dämpning skiljer man mellan underkritisk koppling (lös koppling), kritisk koppling och överkritisk koppling (fast koppling).

I bild 3.24 visas hur passbandet påverkas bland annat av kopplingsgraden. Lös koppling liten bandbredd. Kritisk koppling – större bandbredd. Fast koppling – stor bandbredd.

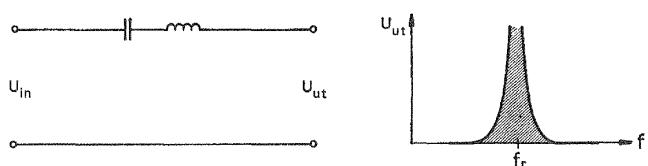


Bild 3.25: *Passfilter*

3.2.4 Passfilter

HAREC a.3.2.9

Passkretsen eller passfilter stäms av till en viss frekvens och erbjuder där en mycket låg impedans så som illustreras i bild 3.25. Passkretsen kopplas i serie med signalvägen och låter signaler med frekvenser inom filtrets passband att passera.

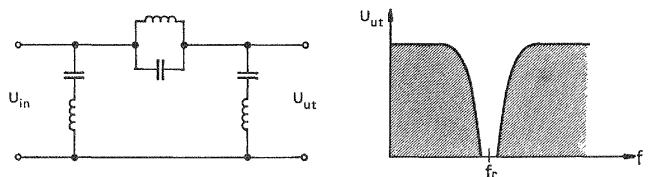


Bild 3.26: *Bandspärrfilter*

3.2.5 Bandspärrfilter

HAREC a.3.2.8d HAREC a.3.2.9

Om serie- och parallellkretsarna i ett bandpassfilter byter plats får man i stället ett bandspärrfilter så som illustreras i bild 3.26. Ett sådant spärrar signaler inom ett visst frekvensområde, men släpper igenom signaler utanför detta område.

3.2.6 Spärrfilter

3.2.6.1 Spärrkrets

Spärrkretsen stäms av till en viss frekvens och erbjuder där en mycket hög impedans. Spärrkretsen kopplas i serie med signalvägen och spärrar en signal med samma frekvens som resonansfrekvensen, så som illustreras i bild 3.27.

3.2.6.2 Sugkrets

Sugkretsen stäms av till en viss frekvens och erbjuder där en mycket låg impedans. Sugkretsen kopplas parallellt med signalvägen och kortsluter (suger bort) en signal med samma frekvens som resonansfrekvensen, så som illustreras i bild 3.27.

3.2.7 Kvartskristall

HAREC a.3.2.11

En *kuartskristall* (eng. *quartz crystal* eller *crystal*), egentligen en slipad skiva av kvarts, kan fungera som en elektromekanisk svängningskropp (resonator), vars egenskaper liknar dem i en LC-krets. Detta illustreras i bild 3.28.

Den låga inre resistansen gör att Q-värdet i en kvartskristall är bättre än 10000. Som jämförelse är Q-värdet i en LC-krets oftast sämre än 1000.

Många moderna kvartskristaller kan uppvisa olästat Q-värde på 100000.

3.2.8 Bandfilter med kvartskristaller

Bild 3.29 visar hur kvartskristaller kan kombineras till filter, ofta refererade till som *kristallfilter* (eng. *crystal filter*), med önskad bandbredd. Även utföranden med *keramiska resonatorer* (eng. *ceramic resonators*) finns. Resonatorerna är avstämda till var sin bestämda frekvens och hela komplexet bidrar på så sätt till att bilda passband eller andra egenskaper på samma sätt som med sammankopplade LC-kretsar.

3.2.9 Mekaniska filter

Med en elektromekanisk givare kan man få en kropp (resonator) att svänga på sin resonansfrekvens. Med ännu en elektromekanisk givare kan man känna av svängningarna och åter omvandla dem till elektriska signaler. Bild 3.30 illustrerar ett sådant arrangemang. Hela anordningen fungerar som en *elektromekanisk resonator* (eng. *mechanical resonator*), vars egenskaper liknar dem i en LC-krets.

Resonatorerna kan kombineras till filterkomplex med önskad bandbredd där resonatorerna är avstämda till var sin bestämd frekvens. Hela komplexet bidrar på så sätt till att bilda ett passband på samma sätt som med sammankopplade LC-kretsar. Beroende på tillämpningen finns olika frevenslägen i intervallet 60–600 kHz.

Mekaniska filter (eng. *mechanical filter*) användes mest för som mellanfrekvensfilter i högvärda radioutrustningar, men har numera till stor del ersatts av bandfilter med kvartskristaller där arbetsområdet kan ligga avsevärt högre i frekvens.

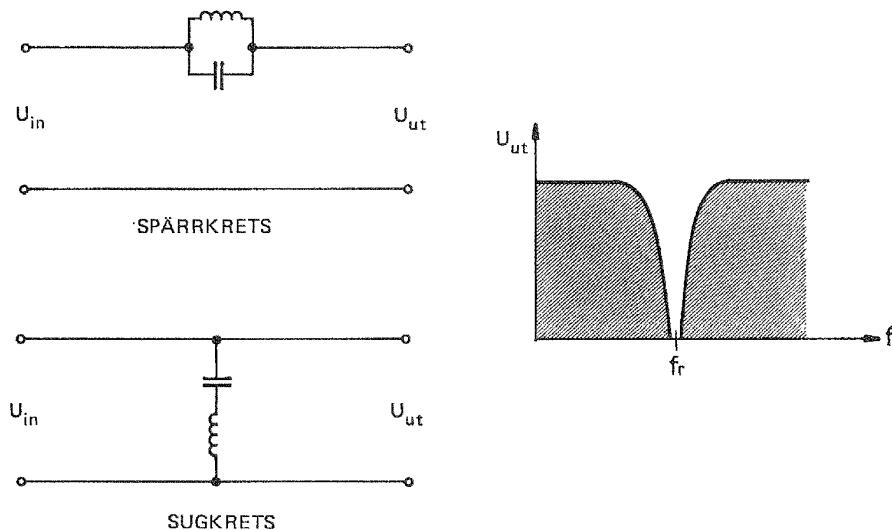
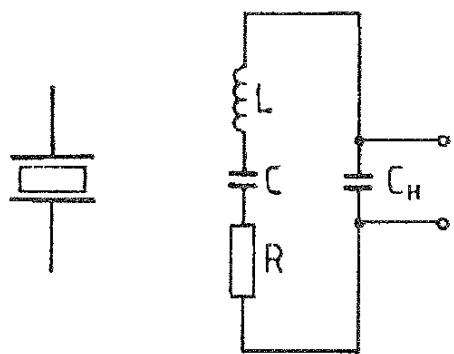


Bild 3.27: Spärrfilter (2 sorter)



Schemasymbol Ekvivalentschema

Bild 3.28: Kvartskristall

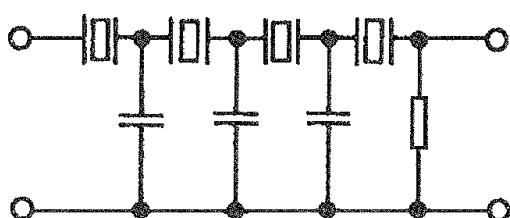


Bild 3.29: Bandfilter med kvartskristaller

3.2.10 Kavitetsfilter

Resonanskretsars dimensioner minskar med ökande frekvens. Vid mycket hög frekvens kan induktorns varvtal i en LC-krets ha minskat till ett enda varv samtidigt som kapacitansen inom detta enda varv kan räcka för önskad resonansfrekvens.

En sådan resonanskrets kan bland annat ha formen av en ledare mitt inne i en elektriskt ledande kavitet, så som illustreras i bild 3.31. Ledarens längd tillsammans med kavitetens insida bildar induktorn. Mellan ledaren och kavitetens insida råder en kapacitans, som kan kompletteras/justeras med en extra kondensator.

Inkommande och utgående signaler ansluts till

filtrrets mittledare över induktionsslingor, kondensatorer eller direkt galvaniskt. *Kavitetsfilter* (eng. *cavity filter*) kan kopplas ihop för att till exempel bilda bandfilter eller frekvensdelare.

Kavitetsfilter används ofta på sändare eftersom de med sina låga förluster kan hantera stora effekter samt åstadkomma djupa utsläckningar. Dessa egenskaper gör dem oerhört lämpliga som duplexfilter till repeatrar.

3.2.11 Helixfilter

När ett kompakt kavitetsfilter behövs kan man öka reaktansen i mittledaren både induktivt och kapacitivt genom att utforma den som en spiral (helix). Detta sker dock på bekostnad av Q-värdet. Flera kavitetsfilter kan kopplas ihop för att bilda till exempel bandfilter eller spärrfilter.

3.2.12 Pi-filter

HAREC a.3.2.10a

För att överföra HF-signaler med bästa verkningsgrad är det viktigt med god impedansanpassning mellan de olika kretsarna. Om anslutningsimpedansen är lika i båda kretsarna behövs inga extra åtgärder. Om impedanserna däremot är olika behövs korrigeringsnät (filter).

Ofta är nätet Pi-format så som bild 3.32 visar och består av induktanser och kapacitanser. Ett Pi-format nät kan sägas bestå av två L-formade nät ställda mot varandra, där den seriella delen är gemensam (på bilden en induktor).

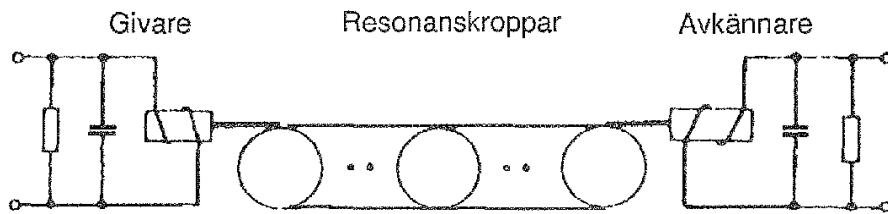


Bild 3.30: Mekaniskt filter

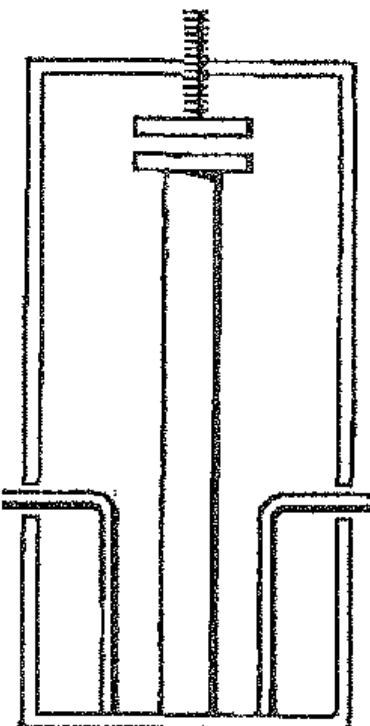


Bild 3.31: Kavitetsfilter

3.2.13 T-filter

HAREC a.3.2.10b

Ett nät kan också vara T-format, som bild 3.33 visar, och bestå av induktanser och kapacitanser. Ett sådant nät kan sägas bestå av två L-formade nät ställda ”rygg mot rygg”. Då är den parallella delen gemensam. På bilden visas två alternativ.

När den parallella delen är kapacitiv, blir huvudkaraktären ett lågpassfilter. När den parallella delen i stället är induktiv blir huvudkaraktären ett högpassfilter.

Ett Pi- eller T-filter kan fungera som

- resonanskrets
- impedanstransformator (anpassning)
- neutralisering av reaktans

3.2.14 Icke-ideala komponenter

HAREC a.3.2.12

I verkligheten är alla analoga komponenter även behäftade med oönskade egenskaper, även kallade parasitiska egenskaper.

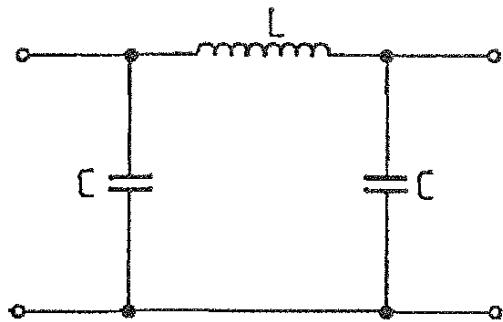


Bild 3.32: Pi-filter

Ett motstånd uppvisar inte enbart en strikt resistiv egenskap, utan för högre frekvenser kommer även en parasitisk seriekopplad induktans att göra sig påminda.

En kondensator har inte perfekt isolation. Genom en parasitisk resistans parallellkopplad med kondensatorplattorna flyter en läckström, som kommer att ladda ur kondensatoren.

En induktor är inte perfekt förlustfri, utan den har en parasitisk serieresistans.

För kondensatorer och induktorer kommer resistansen att påverka deras Q-värde. Ett högt Q-värde innebär att man har låg förlust. Förlusterna kommer att göra sig påminda när man bygger kretsar med dessa komponenter. Till exempel kommer en LC krets i praktiken alltid att vara en LCR-krets, där förlusterna i spole och kondensator ger en förlust i kretsen och begränsar hur högt Q-värde som kan uppnås. När en resonator belastas ökar förlusten ytterligare och därmed sjunker Q-värdet.

3.2.15 Digitala filter

HAREC a.3.2.13

Utvecklingen går mot att allt mer signalbehandling sker digitalt. *Digitala filter* kan utnyttjas genom att signalen först konverteras till digital form och sedan efter filtreringen konverteras tillbaka till analog form. Digitala filter har många fördelar. Man kan konstruera komplicerade och skarpa filter som behåller sina egenskaper över tiden, där klassiska analoga kan behöva trimmas både individuellt vid tillverkning och över tiden för att upprätthålla sina egenskaper.

För mer om digitala filter se 1.13 samt 3.10.1.

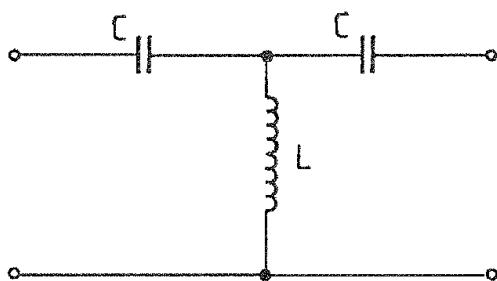
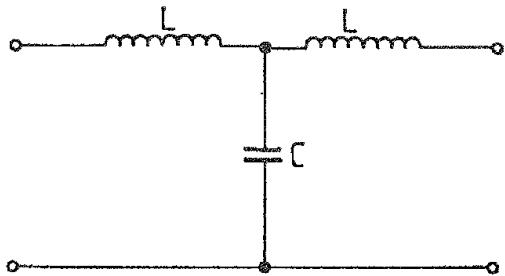


Bild 3.33: T-filter

3.3 Kraftförsörjning

HAREC a.3.3

Den elektriska energi, som behövs för elektronikutrustningar, hämtas från det allmänna elnätet, ett batteri eller en ackumulator. Vissa batterityper kan återuppladdas och kallas då ackumulator.

Batterier och ackumulatorer avger en nominell spänning som beror av de ingående materialen och givetvis av laddningstillståndet. Moderna utrustningar för amatörradio är utförda för 12 V likström och försörjs vanligen från ett nätanslutet kraftaggregat. På så sätt kan mobila radiourtrustningar även försörjas från startackumulatoren i fordonet.

Handburna radiourtrustningar försörjs från en inbyggd ackumulator som laddas från stationär laddare.

Äldre stationära radiourtrustningar drivs nästan alltid med nätanslutna kraftaggregat med en eller flera transformatorer och likriktare. Alternativt kan samma transformators sekundärsida vara försedd med flera lindningar för olika spänningar och strömkretsar.

Det allmänna elnätet i Sverige levererar växel-spänning med frekvensen 50 Hz. Nätspänningen för hushållsändamål är numera 400/230 V.

Tidigare importerade utrustningar i marknaden kan vara utförda för andra nätspännings- och skydds-jordningssystem än vad som nu tillämpas i Sverige. Försiktighet med sådan utrustning rekommenderas.

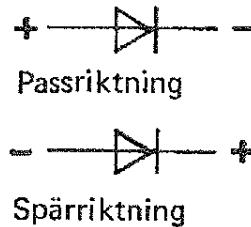


Bild 3.34: Halvledardioder

3.3.1 Halv- och helvågslikriktning

HAREC a.3.1.1g HAREC a.3.3.1

Likriktning (eng. *rectification*) av spänningar och strömmar i en krets görs med ”elektroniska ventiler” som släpper igenom ström endast i den så kallade passriktningen och stoppar i spärriktningen så som illustreras i bild 3.34. En sådan strömväntil kallas för diod och kan vara av typen vakuumrör eller halvledare. I moderna konstruktioner används uteslutande halvledardioder i likriktarkopplingar.

3.3.1.1 Halvvågslikriktning

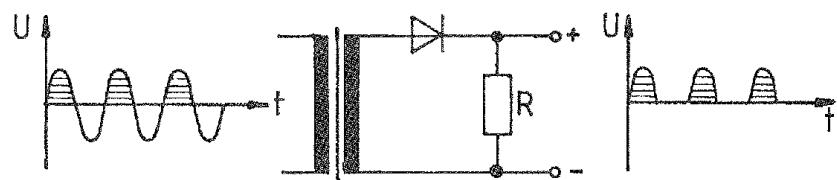
Vid *halvvågslikriktning* (eng. *half wave rectification*) släpps endast varannan halvvåg av en växelspänning igenom. I den strömkrets som bildas av transformatorns sekundärlindning, dioden och lasten, flyter därför ström endast under varannan halvperiod, så som illustreras i bild 3.35.

3.3.1.2 Helvågslikriktning

I följande kopplingar med två respektive fyra dioder släpps varje halvvåg av transformatornens växelspänning igenom så att alla halvvågor får samma polaritet. Ström flyter genom lasten i samma riktning under varje halvperiod. Följande sätt att anordna *helvågslikriktning* (*full wave rectification*) är vanliga:

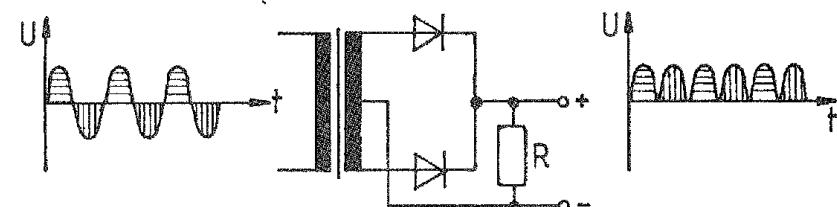
- Med två dioder och mittuttag på transformatornens sekundärlindning. Den ena dioden och ena lindningshalvan släpper igenom ström till lasten under ena halvperioden. Den andra dioden och andra lindningshalvan under den följande halvperioden. Detta illustreras i bild 3.35, delfigur a.
- Med fyra dioder (s.k. Graetz-brygga) och inget mittuttag på transformatornens sekundärlindning släpper dioderna 1 och 3 igenom ström under den ena halvperioden. Dioderna 2 och 4 släpper igenom ström under den följande halvperioden. Detta illustreras i bild 3.35, delfigur b samt 1:a och 2:a halvvågen.

HALVVÅGSLIKRIKTNING

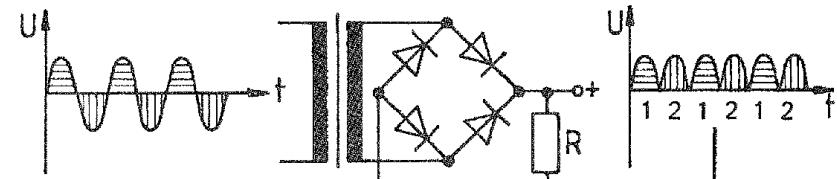


HELVÅGSLIKRIKTNING

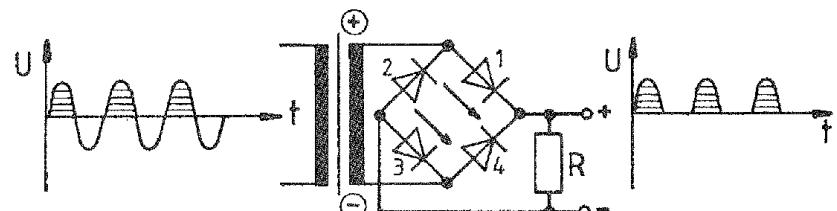
a - med 2 dioder



b - med 4 dioder
(Graetzkoppling)



1:a halvvågen



2:a halvvågen

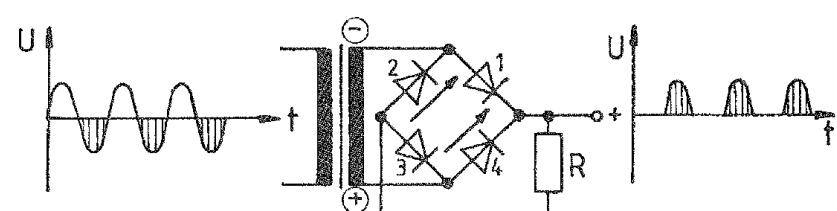


Bild 3.35: Halv- och helvågslikriktning

3.3.2 Glättningskretsar

HAREC a.3.3.2

Efter likriktningen har växelspanningen omvandlats till en pulserande likspänning som kan ”glättas”. Efter likriktarna ansluts då ett filter som utför *glättning*. Glättningsfiltret kan till exempel bestå av laddningskondensatorn C_L , induktansen L och glättningskondensatorn C_S så som bild 3.36 illustrerar. Parallelt över denna kondensator ligger för elsäkerhetens skull en urladdningsresistor R med hög resistans alltid inkopplad.

Säkerhetsresistorn (eng. *bleeder*) ska ladda ur kondensatorerna, när kraftaggregatet är obelastat och inte anslutet till strömförsljningen på primärsidan. Säkerhetsresistorn ska vara av trådlindad typ och kunna tåla fyra gånger sin egen effektförbrukning.

I obelastat tillstånd är spänningen över laddningskondensatorn $\sqrt{2}$ gånger större än effektivvärdet på transformatorns sekundärspänning. När en transformator i tomgång har ett effektivvärdet av 230 V över sekundärinductansen blir spänningen över säkerhetsmotståndet $230 \cdot \sqrt{2} \approx 325$ V.

3.3.2.1 Spänningshöjande likriktarkopplingar

Vid likriktning av växelspanningar enligt någon av ovanstående metoder behövs en sekundärspänning från transformatorn av minst samma storlek som den önskade likspänningen. Önskas en högre likspänning, till exempel den dubbla, men med samma sekundärspänning på transformatorn, så kan en speciell likriktarkoppling användas.

Bild 3.37 visar en spänningsdubbla koppling. Under 1:a halvvågen laddas kondensator C_1 upp. Under 2:a halvvågen laddas kondensator C_2 upp. Kondensatorerna är kopplade i serie och den ena kondensatorn hinner inte bli urladdad under tiden som den andra kondensatorn blir uppladdad. Följden blir att belastningen ser kondensatorernas spänningar som seriekopplade och därmed har en fördubbling av spänningen erhållits. Det finns även kopplingar för flerdubbling av spänningar, vilka bland annat brukade användas för att alstra accelerationsspänningen för TV-bildrör.

3.3.3 Spänningsstabilisering

HAREC a.3.3.3

Utspänningen från ett kraftaggregat tillåts i många fall endast att variera mellan vissa värden, även om inspänningen och strömuttaget varierar mycket. Ett vanligt sätt att hålla konstant spänning är att efter glättningsfiltret anordna en stabiliseringeskrets, som visas i bild 3.38.

Glimlampan och zenerdioden har egenskapen att spänningsfallet över dem är i det närmaste konstant inom ett visst strömområde. Glimlampor arbetar på högre spänningar och används i utrustningar med elektronrör. Zenerdioder arbetar på de lägre spänningar som används i dagens elektronik.

Stabiliseringen tillgår så att till exempel zenerdioden får ingå som aktiv del i en spänningsdelare, som består av en resistor i serie med belastningen och zenerdioden parallellt med den. Zenerdioden tar upp variationerna i belastningsströmmen, varvid spänningen över spänningsdelarens uttag blir stabiliseras. Vid större strömuttag kan zenerdioden inte ensam ta upp hela den effekt som den reglerar bort. I stället tas effekten upp av en eller flera transistorer som i sin tur regleras av zenerdioden.

I vissa fall behövs i stället en reglerad utström från kraftaggregatet. Även för detta ändamål används kopplingar med zenerdioder och transistorer.

Färdiga stabiliseringeskretsar i form av integrerade kretsar är numera vanligare än sådana som är uppbyggda av diskreta komponenter. Exempel är linjära spänningsregulatorer som 7805 för 5 V och 7912 för -12 V.

3.3.4 Switchaggregat

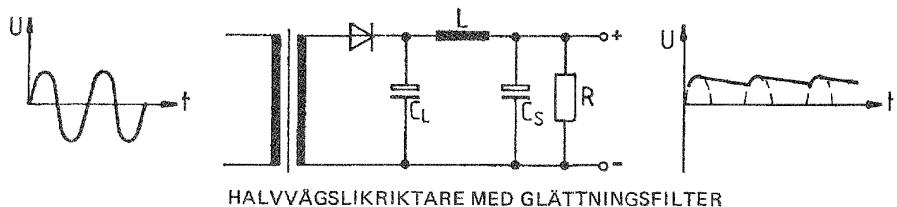
HAREC a.3.3.4

Senare utvecklingsformer är så kallade switchade aggregat. I sådana regleras spänningen eller strömmen genom sönderhackning (switching). Genom att förändra förhållandet mellan till- och frånslagstiderna kan man skapa det önskade medelvärdet. Metoden ger hög verkningsgrad. Switchfrekvensen är i storleksordningen 20 kHz eller högre. Sådana kraftaggregat kan emellertid ge upphov till radiofrekventa störningar, varför effektiv avstörning behövs.

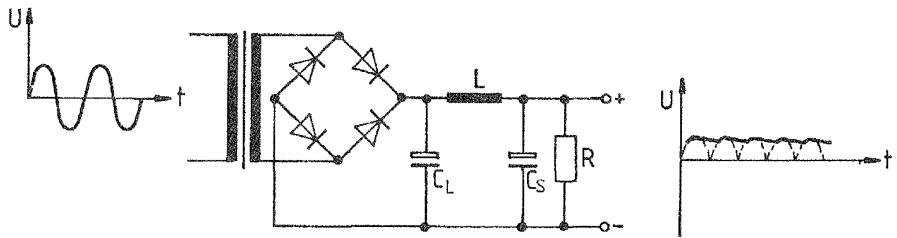
Kraftaggregat som omvandlar från nätspänning till likspänning använder den primärswitchade principen. I ett primärswitchat aggregat likriktas nätspänningen och switchas på primärssidan av transformatorn. Eftersom frekvensen är relativt hög och inte riskerar mätta transformatorns kärna på samma sätt som vid nätfrekvensen (50 Hz), behöver kärnan inte vara så stor. På sekundärsidan likriktas sedan spänningen och glättning kan ske med relativt små kondensatorer tack vare den höga frekvensen. Genom att återkoppla spänningen till primärsidan kan utspänningen regleras i primärswitchningen istället för att behöva stabiliseras på sekundärsidan. Därför kan försluster i stabiliseringeskretsen undvikas. Ett primärswitchat aggregat måste ha nätfilter för att klara EMC-kraven.

En annan kategori av switchade aggregat används för likspänningssvandling, så kallad DCDC-omvandling. Exempel på sådana är kallade drop-omvandlare, som kan används för att sänka spänningen. Andra omvandlare kan höja spänningen eller byta polaritet på den. Dessa omvandlare arbetar inte sällan med frekvenser på 200 kHz till 2 MHz. Likspänningssvandlare har inte alltid galvanisk isolation mellan in- och utgång.

Numera finns även switchade ersättare med lägre effektförlust än i de äldre linjära regulatorerna i 78- och 79-serien. Problemet med dessa är att de kan generera störningar som behöver tas hänsyn till.



HALVVÄGSLIKRIKTARE MED GLÄTTNINGSFILTER



GRAETZKOPPLING MED GLÄTTNINGSFILTER

Bild 3.36: *Glättning av likspänning*

Switchade kraftaggregat och spänningsstabilisatorer är nu vanliga eftersom effektförlusterna kan hållas mycket lägre än i gamla linjära aggregat. Switchningens innebär dock att störningar kan läcka ut både på ingång och utgång såväl som genom direktutstrålning från själva aggregatet. På en del switchade nätaggregat kan switchfrekvensen justeras manuellt med en ratt. På så sätt kan man flytta störningarna till en frekvens där deras inverkan minskar. Störningar kan uppträda både i differentiell och gemensam mode, vilket man måste ta hänsyn till vid avstörning.

3.4 Förstärkare

HAREC a.3.4

3.4.1 Allmänt

Elektronrör och transistorer, se bild 3.39, är de *aktiva komponenter* (eng. *active components*) som används i oräknliga elektroniska kopplingar för alstring av signaler, för *förstärkning* (eng. *amplification*) och *blandning* (eng. *mixing*) av signaler, för multiplicering av signalfrekvenser etc.

Transistorn presenteras i avsnitt 2.6 och elektronrören i avsnitt 2.7.

Först förekom endast elektronrör. Dessa har emellertid nästan helt ersatts av transistorer. Elektronrör används dock fortfarande i viss mån, då främst i effektförstärkare för sändare. Det finns därför skäl att här behandla såväl elektronrör som transistorer.

3.4.2 Huvudegenskaper hos förstärkare

3.4.2.1 LF- och HF-förstärkare

HAREC a.3.4.1 HAREC a.3.4.2 HAREC a.3.4.3

Bild 3.40 visar principen för förstärkare med både elektronrör och transistor.

Med *LF-förstärkare* menas förstärkare som arbetar med signaler i det lägre frekvensområdet, typiskt upp till cirka 100 kHz. LF-förstärkare är mycket vanliga såväl i mottagare som sändare. Utöver de aktiva komponenterna (transistorer, elektronrör) är kondensatorer och resistorer de viktigaste passiva.

Med *HF-förstärkare* menas förstärkare som arbetar med signaler med högre frekvenser än dem i LF-området. Även HF-förstärkare är mycket vanliga såväl i mottagare som sändare. De används till exempel i mottagarnas ingångs- och mellanfrekvenssteg, liksom i sändarnas oscillatorer, drivsteg och slutsteg. Utöver de komponenter, som även finns i LF-förstärkare, används kombinationer av frekvensberoende komponenter såsom induktorer och kondensatorer.

Förstärkning Med *förstärkning* (eng. *gain*) avses här kvoten mellan amplituden i utgående och inkommande signal, varvid frekvensgången har inverkan.

Frekvensgång Frekvensgången anger hur förstärkningen varierar för olika frekvenser inom förstärkarens bandbredd.

Bandbredd Det frekvensområde där förstärkaren arbetar med fulla data kallas *bandbredd* (eng. *bandwidth*). Bandgränserna uttrycks som en nedre och övre gränsfrekvens, där signalnivån avviker från ett givet värde, vanligen med högst 3 dB.

För LF-förstärkare för amatörradiobruk är kravet på bandbredd litet; inom ett band av 300 Hz till 3 kHz uppnås godtagbar återgivningskvalitet för tal. Bandbredden bestäms främst av kondensatorer i kretsen avsedda för överföring och avkoppling.

HF-förstärkare används för signaler med hög frekvens, typiskt 100 kHz och därvägen. Det finns så kallade bredbandiga förstärkare för ett stort frekvensområde, men även avstämnda förstärkare för smala frekvensband.

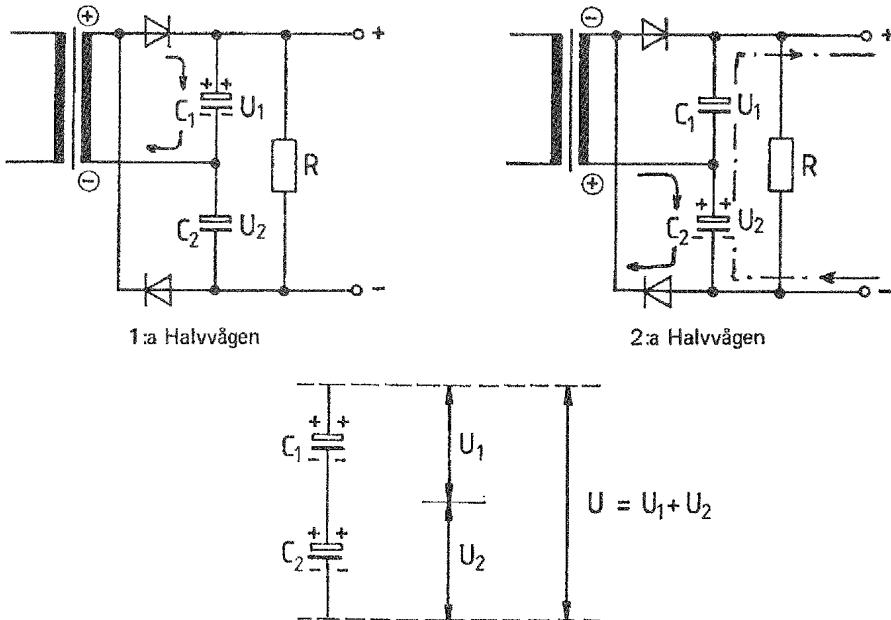


Bild 3.37: Likriktarkoppling med spänningssdubbling

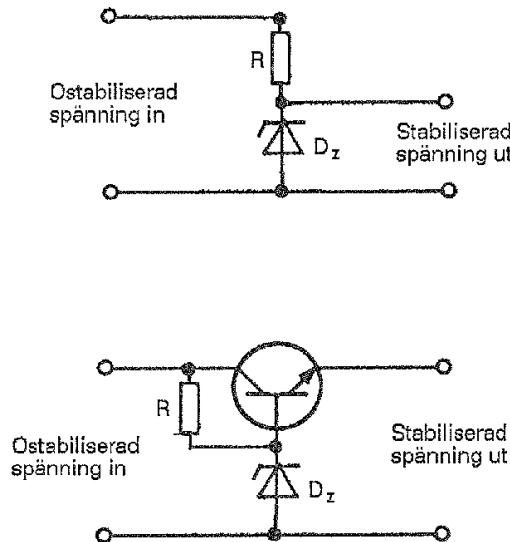


Bild 3.38: Spänningsstabilisering

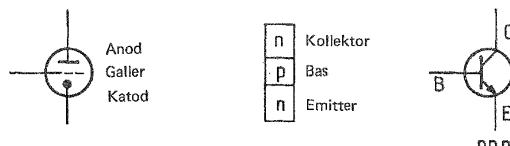


Bild 3.39: Från elektronrör till transistor

3.4.3 Grundkopplingar för förstärkarsteg

HAREC a.2.6.4.1 HAREC a.2.6.4.2 HAREC a.2.6.4.3 HAREC a.2.6.4.4

I det föregående har redan visats att en av polerna i ingången respektive utgången i en förstärkare är gemensam. I övre delen av bild 3.41 är rörförstärkarens katod den gemensamma polen – därav namnet katodkoppling. På liknande sätt är NPN-transistors emitter gemensam – därav namnet emitterkoppling.

På ett liknande sätt kan någon annan pol vara

gemensam. Man får då i stället en baskoppling eller kollektorkoppling.

Beroende av kopplingssätt fås olika egenskaper. I bild 3.41 visas tre olika grundkopplingar för ett elektronrör (triod) respektive en NPN-transistor.

I praktiken känns en grundkoppling igen på vilken elektrod som är avkopplad till nollpotential över en kondensator.

Emitterkoppling används för LF och HF när hög förstärkning eftersträvas. Eftersom effektförstärkningen är produkten av spännings- och strömförstärkningen, fås en effektförstärkning mellan 200 och 50000 gånger. Nackdelen med denna koppling är den ibland låga ingångsimpedansen och den relativt låga gränsfrekvensen.

Baskoppling används för HF-förstärkare på grund av sin höga gränsfrekvens och goda isolation mellan in- och utgång.

Kollektorkoppling används när hög ingångsimpedans och utgångsimpedans önskas. Denna koppling har emellertid ingen spänningsförstärkning, men kan användas för impedansomvandling.

3.4.4 Stabilisering av arbetspunkten

För att en förstärkare ska kunna arbeta på avsett sätt måste arbetspunkten, det vill säga arbetsströmmens vilovärde, ställas rätt.

Det gör man genom att placera en förspänning över den styrande elektroden i elektronrören eller transistorn i fråga.

I en katodkopplad rörförstärkare innebär det att styrgallret ska ges en viss negativ spänning i förhållande till katoden. Det kan man göra till exempel med en separat spänningskälla eller vanligare med en avkopplad resistor mellan katod och minuspolen (jord).

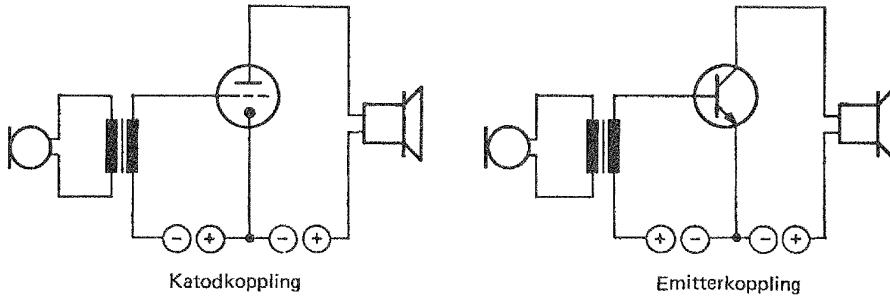


Bild 3.40: Principen för förstärkare med elektronrör respektive transistor

Tabell 3.1: Grundkopplingarnas typiska egenskaper vid NPN-transistor

Egenskap	Emitterkoppling	Baskoppling	Kollektorkoppling
Z_{in}	medel $1\text{ k}\Omega$	liten $50\text{ }\Omega$	stor $100\text{ k}\Omega$
Z_{ut}	medel $10\text{ k}\Omega$	stor $100\text{ k}\Omega$	liten $50\text{ k}\Omega$
Förstärkning			
Ström-	stor 100 ggr	<1 $0,9\text{ ggr}$	stor 100 ggr
Spänning-	stor 100 ggr	stor 100 ggr	<1 $0,99\text{ ggr}$
Effekt-	mycket stor 10000 ggr	stor 100 ggr	stor 100 ggr
Fasläge	motfas 180°	medfas 0°	medfas 0°

I en emitterkopplad transistorförstärkare innebär det att basen ska ges en viss positiv spänning i förhållande till emittern. Det kan man göra till exempel med en separat spänningskälla eller vanligare med en avkopplad resistor mellan emittern och minuspolen samt en resistiv spänningsdelare mellan plus- och minuspolen.

3.4.5 Klass A-, B- och C-förstärkare

HAREC a.3.4.4

3.4.5.1 Arbetspunkt

Arbetspunkten för förstärkare väljs olika beroende på önskat arbetssätt. En olämpligt vald arbetspunkt resulterar i förvrängning av utsignalens form i förhållande till insignalens form, så kallad *distorsion*. Distorsion uppstår även vid överstyrning, det vill säga när insignalens amplitud är för stor för att kunna återges med oförändrad form, även om arbetspunkten är rätt vald.

Med avseende på arbetspunktens läge klassas därför förstärkare på sätt som framgår av följande diagram för transistorer eller elektronrör. En emitterjordad NPN-transistor får anses mest motsvara elektronrörskopplingen här nedan. Anodströmmen I_a motsvaras då närmast av kollektorströmmen I_C och styrgallerspänningen U_{gi} av spänningen U_{BE} . Den stora skillnaden är att styrgallerspänningen i dessa fall alltid är negativ medan bas/emitterspänningen är positiv. Styrsprängningens relativa läge (arbetspunkten) mellan olika arbetsklasser är emellertid lika.

3.4.5.2 Klass A

Bild 3.42 illustrerar klass A, vilket är ett arbetssätt i linjära LF- och HF-förstärkarsteg, till exempel i mottagare samt AM- och SSB-modulerade sändare. Vilovärde på strömmen i huvudkretsen, den så kallade arbetspunkten, placeras i mitten på den rakaste delen av styrkaraktäristiken ($I = 0,5 \cdot I_{max}$). Därmed fås låg distorsion. Verkningsgraden är upp till 50 %.

3.4.5.3 Klass AB

Klass AB är ett godtagbart linjärt arbetssätt för AM- respektive SSB-modulering, men med en lägre viloström. Arbetspunkten ligger mellan den för klass A och B. Ett linjärt arbetssätt enligt klass A är visserligen önskvärt vid SSB, men verkningsgraden är lägre. Klass AB är en kompromiss med bättre verkningsgrad utan en alltför stor distorsion.

3.4.5.4 Klass B

Klass B (bild 3.43) är ett olinjärt arbetssätt med en låg viloström i förhållande till I_{max} , det vill säga att arbetspunkten ligger i nederkant av styrkaraktäristikans nedre krökta del. Verkningsgraden är upp till 67 %. Trots det används klass B i linjära LF-och HF-förstärkarsteg till exempel i SSB-sändare.

Om klass B skulle tillämpas i ett slutsteg med endast ett rör eller en transistor skulle större delen av uteffekten förloras i splatter, det vill säga som förvrängda signaler långt vid sidan om den egentliga nyttosignalen. Ett sätt att undvika det är att använda en avstämd utgångskrets med högt Q-värde. Linjär förstärkning kan också erhållas med två mottaktkopplade rör eller transistorer i klass B. Utgångskretsen behöver då inte vara avstämd av linjäritetsskäl.

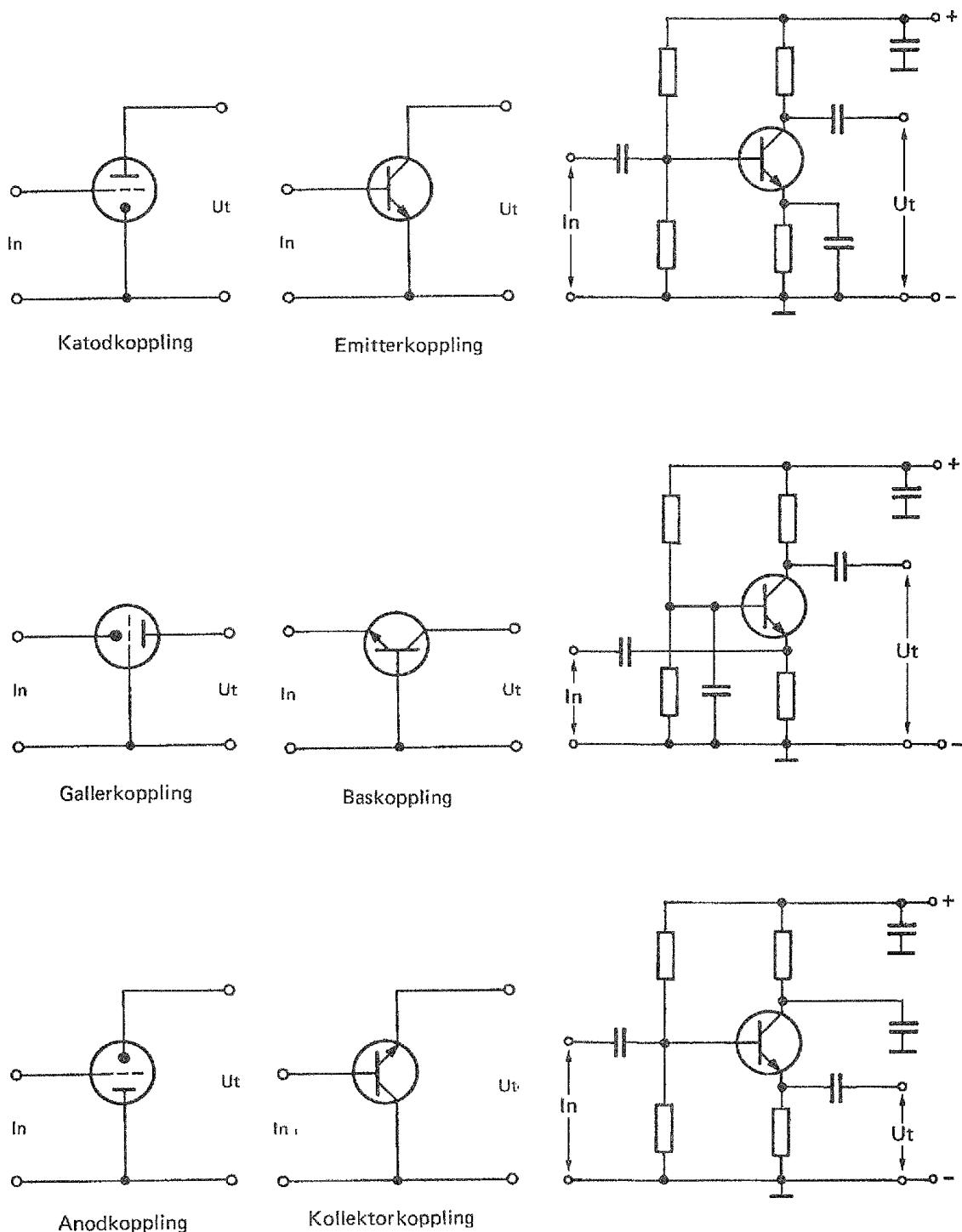


Bild 3.41: Grundkopplingar för elektronrör och NPN-transistor

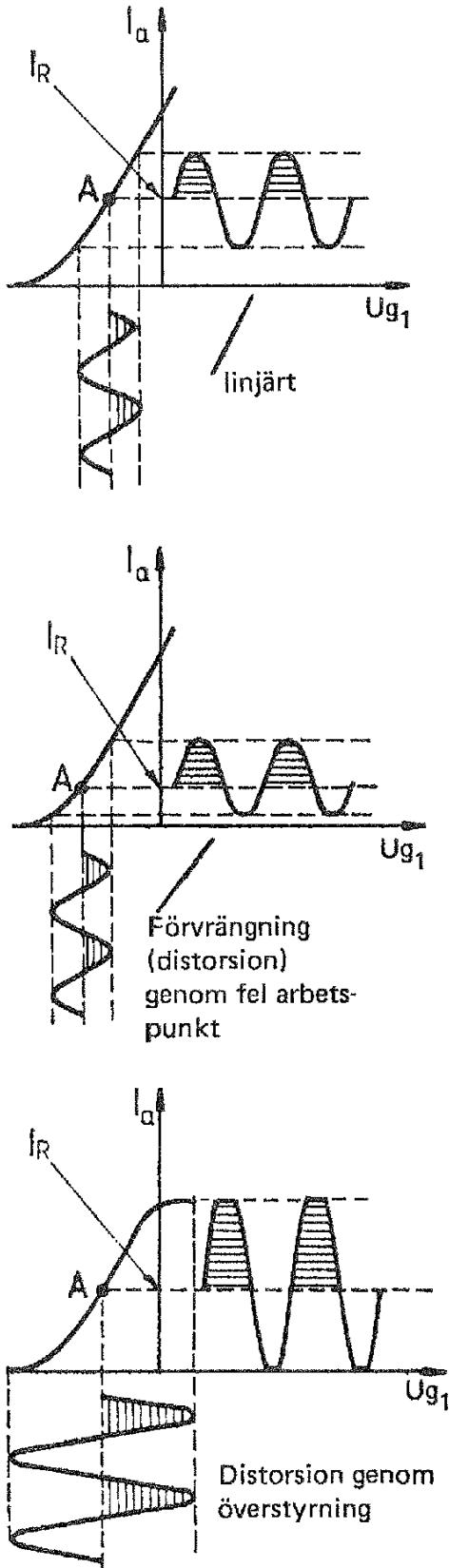


Bild 3.42: Förstärkare i klass A

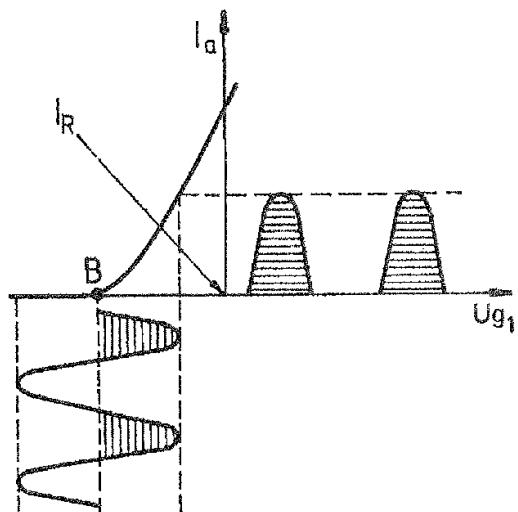


Bild 3.43: Förstärkare i klass B

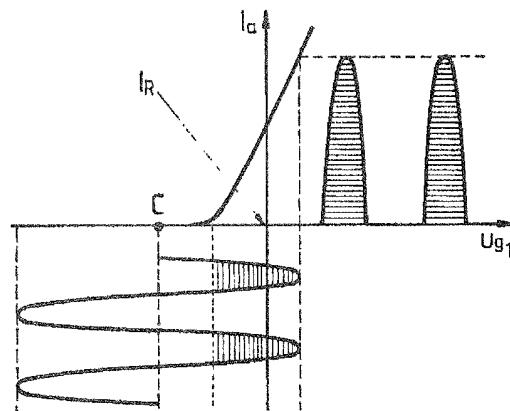


Bild 3.44: Förstärkare i klass C

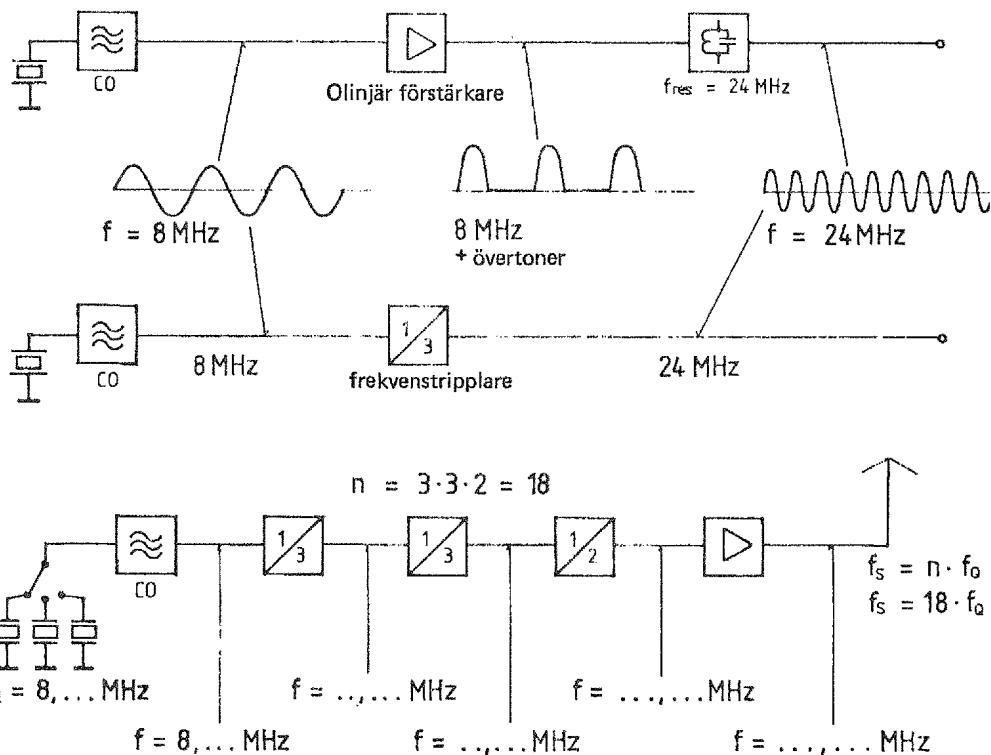
3.4.5.5 Klass C

Bild 3.44 visar klass C som används i HF-förstärkarstege i FM- och CW-sändare. Arbetssättet är kraftigt olinjärt. Viloströmmen är noll, det vill säga arbetspunkten ligger på den negativa delen av styrkaraktäristikten. Endast toppen av den ena halvvågen av insignalen återges och i starkt förvrängd form. Verkningsgraden är upp till 80 %. En resonanskrets med högt Q-värde dämpar övertoner och behövs som utgångskrets varvid amplituddistorsjon inte framstår som besvärande vid CW och FM. Med hjälp av resonanskretsen kan frekvensmultiplicering utföras med förstärkare i klass C. (På följande tre bilder är I_R = anodviloström.)

3.4.6 Frekvensmultiplicering

Frekvensmultiplicering (eng. *frequency multiplication*) kan användas för att skapa en högre frekvens än den som avges av oscillatorn. Bild 3.45 visar hur oscillatorn följs av ett eller flera frekvensmultiplifierande förstärkarsteg som arbetar i klass C.

I utgången av ett frekvensmultiplifierande steg måste finnas en resonanskrets som är avstämmd till önskad frekvens, dvs. till en av insignalens övertoner.



Fyll i frekvensvärdena för styrkristallen och beräkna resterande frekvensvärde i multiplikatorkedjan

Bild 3.45: Frekvensmultipliceringskedja

Denna överton förstärks i efterföljande förstärkarsteg, vilket också kan vara frekvensmultiplicerande.

Ju högre multiplikationsfaktorn är desto högre förspänning krävs för att resonanskretsen i utgången ska svänga obehindrat. Med hög multiplikationsfaktor i ett enda steg dämpas signalen så mycket att en hög förstärkning behövs i efterföljande steg. I praktiken anordnas därför en kedja av frekvensdubblaende och frekvenstripplande steg. Den totala multiplikationsfaktorn är faktorerna för vardera steget multiplicerat med varandra.

Som exempel visar bilden blockschemat för en VHF-sändare med oscillatorkristaller i 8 MHz-området. Som räkneövning kan andra kristallfrekvenser sättas in för beräkning av den slutliga sändningsfrekvensen. I frekvensmultiplicerande sändare kan även slutsteget arbeta i klass C, vilket är vanligt i sändare för telegrafi eller FM-telefoni. För att förhindra utsändning av alla de övertoner som alstras i förstärkarkedjan förses slutstegets utgång med en resonanskrets som är avstämmd till sändningsfrekvensen. Övertonsdämpningen kan förbättras ytterligare med ett efterföljande lågpassfilter. Övertoner för 144 MHz är 288 MHz, 432 MHz och så vidare.

Frekvensmultipliceringskedja behöver nädvändigtvis inte göras med ett förstärkarsteg i klass C. En diod har nämligen olinjär karaktäristik och därmed alstrar övertoner i de strömmar som passerar genom den. En av dessa övertoner kan filtreras fram och förstärkas. Till exempel finns det frekvenstripplings-

steg byggda kring en speciell typ av kapacitansdiod – varaktordiod. Vanliga frekvensområden för så kallad varaktortriplare är 144/432 MHz och 432/1296 MHz.

Såväl signalen från en kristalloscillator som den från en VFO kan multipliceras till en högre frekvens.

Förr täckte VFO i amatörradiosändarna oftast frekvensområdet 3,5–3,8 MHz. Med en så vald VFO-frekvens kunde alla upplåtna frekvensband för amatör-radio nås med frekvensmultipliceringskedjan. De ursprungliga amatörradiobanden i KV-området ligger fortfarande harmoniskt relaterade av detta skäl. Således:

$$3,5 \cdot 2 = 7 \text{ MHz}$$

$$3,5 \cdot 2 \cdot 2 = 14 \text{ MHz}$$

$$3,5 \cdot 2 \cdot 3 = 21 \text{ MHz}$$

$$3,5 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 = 28 \text{ MHz}$$

Vid frekvensmultipliceringskedjan flerfaldigas inte bara oscillatorfrekvensen utan även variationerna i den. Om till exempel VFO-frekvensen i området 3,5 MHz ändras med 50 Hz, ändras utfrekvensen i området 28 MHz med $2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 50 = 400$ Hz. Alla frekvenser i signalen multipliceras på detta sätt. Amplitudmodulerad telefoni kan därför inte överföras genom en frekvensmultipliceringskedja utan att talet förvrängs.

3.4.7 Sändarslutsteg

HAREC a.2.8.2

3.4.7.1 Slutsteg med en transistor

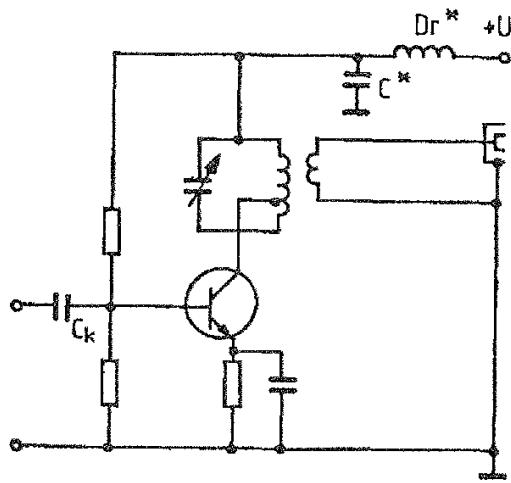


Bild 3.46: Slutsteg med en transistor

Transistorslutsteg för HF byggs vanligen emitterkopplade på grund av den högre effektförstärkningen. Moderna LDMOS-transistorer kan lämna en kilowatt.

Bild 3.46 visar ett sådant förstärkarsteg. Kollektorbelastringen består av en resonanskrets. För att anpassa transistorns kollektorimpedans till resonanskretsens impedans, har kollektorn anslutits till ett uttag på kretsens spole.

Drosseln Dr och kondensatorn C fungerar som en HF-mässig avkoppling av strömförsörjningen. Utteffekten tas ut från resonanskretsen över en kopplingslindning med samma impedans som belastningen. För linjär återgivning krävs drift i klass A eller möjlichen klass AB.

3.4.7.2 Slutsteg med två transistorer

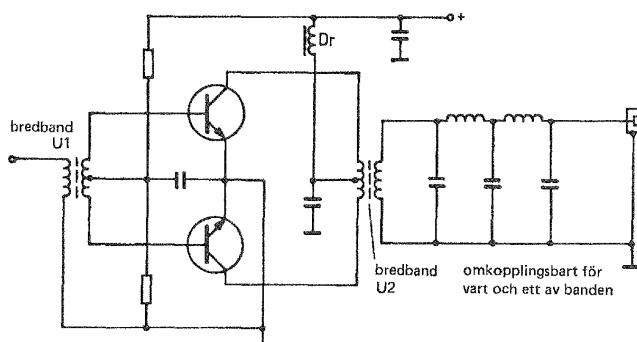


Bild 3.47: Mottaktkopplat slutsteg med transistorer

Bild 3.47 visar ett mottaktkopplat (eng. *push-pull amplifier*) förstärkarsteg i klass B, vilket har god verkningsgrad samtidigt som det är nöjaktigt linjärt för SSB i amatörradio. I ett slutsteg med endast en transistor skulle denna behöva klara fyra gånger så stor förlusteffekt.

På grund av de låga impedansvärdena i transistorerade förstärkarsteg används transformatorer, vilka inte är frekvensselektiva och därfor inte dämpar övertoner. Med mottaktkopplingen alstras dock inte jämma övertoner. För övertonsämpning används fast avstämda bandpassfilter, ofta ett per frekvensband, mellan drivsteg och slutsteg samt mellan slutsteg och antenn.

För noggrann anpassning till antennen behövs en antennanpassare – så kallad matchbox – med ett π -, T- eller L-kopplat LC-filter.

Att ett slutsteg är ”bredbandsavstämt” är således en fråga om definitioner.

3.4.7.3 Högeffektslutsteg med en tetrod

Bild 3.48 visar ett effektslutsteg för HF med ett elektronrör, en så kallad tetrod, i katodkoppling. Man kan även använda en triod eller en pentod.

Med LC-kretsen i styrgallerkretsen filtreras (selektas) den önskade signalfrekvensen ut ur signalerna från föregående steg.

Drosslarna Dr spärrar HF och kondensatorerna C_1 , C_2 och C_3 kortsluter (avkopplar) HF till jord, allt för att hindra HF att komma in i kraftaggregatet.

HF-förstärkare kan råka i oönskad självsvängning. Orsakerna kan vara många, bland annat dålig avkoppling av matningsspänningar, induktiv och/eller kapacitiv återkoppling i kretsarna med mera.

Återkopplingsvägar både före och efter röret kan bilda oavsiktliga resonanskretsar som genererar självsvängning, ofta på mycket höga frekvenser till exempel i VHF-området. Sådana så kallade parasitsvängningar kan stoppas/dämpas med UHF-drosslar (UHF Dr) omedelbart intill röranslutningarna.

En åtgärd mot självsvängning i elektronrör är en motkopplingsväg från anod till styrgaller över en trimningsbar så kallad neutraliseringskondensator C_N . Slutstegetts utgångskrets kan utformas på olika sätt. Bilden visar ett numera vanligt sätt, det så kallade π -filtret (utläses pi-), som fungerar som

- en resonanskrets som är avstämmd till sändningsfrekvensen
- ett övertonsämpande lågpassfilter
- anpassning mellan rörets utgångsimpedans och antenntilledningen.

3.4.8 Högeffektslutsteg med två gallerjordade trioder (elektronrör)

Bild 3.49 visar en gallerjordad koppling med två trioder. Gallerjordad koppling innebär att elektronrörets styrgaller ligger på HF-mässig nollpotential medan styrsignalen matas in på katoden. Likspänningen mellan katod och styrgaller väljs så att rörets arbetspunkt blir den avsedda.

Gallerjordad koppling passar särskilt för slutsteg med höga effekter, men fordrar en högre styreffekt än andra kopplingar. I gengäld ”överförs” styreffekten

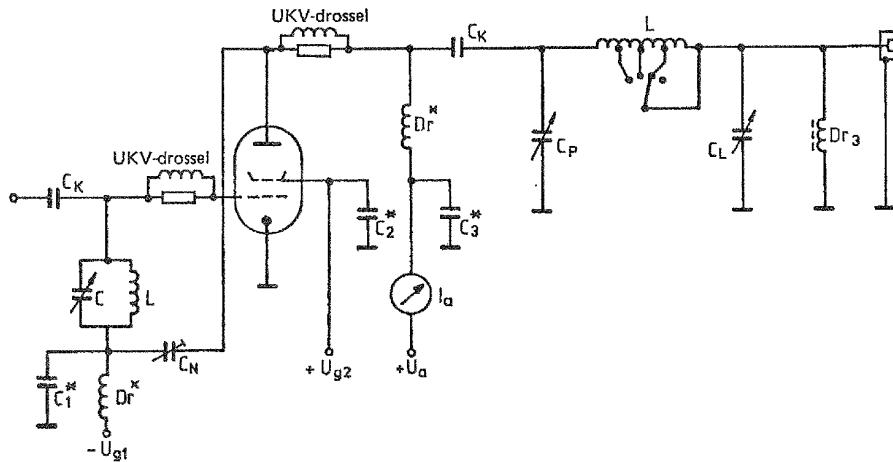


Bild 3.48: Högeffekts slutsteg med en tetrode

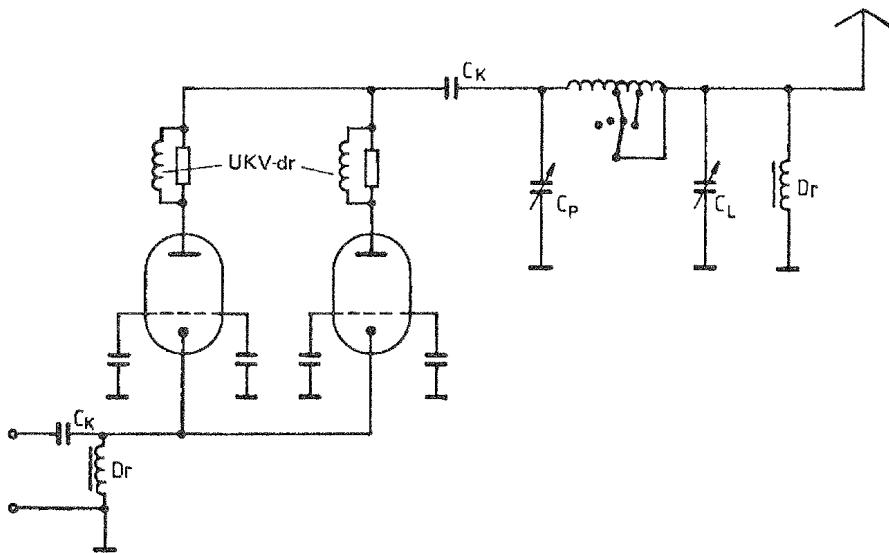


Bild 3.49: Högeffekts slutsteg med två trioder

till utgången via röret och ingår där i uteffekten. I gallerjordad koppling är kapacitansen låg mellan katod och anod, det vill säga mellan in- och utgång. Därmed är risken för självsängning betydligt mindre än i ett katodjordat steg.

Uteffekten kan ökas genom att parallellkoppla två eller flera rör, som då ska ha så lika data som möjligt. Uteffekten står i direkt proportion till antalet rör.

Flera parallellkopplade rör medför emellertid ökade totala rörkapacitanser och ökade kapacitanser i kopplingsledningarna med mera, vilket är till nackdel vid höga frekvenser.

Ett enda slutrör för hela effekten är emellertid dyrare än flera små med tillsammans jämförbar effekt. Mottaktkoppling av två rör (eng. "push-pull") i stället för parallellkoppling har en fördel i högre förstärkning, men nackdelar i mer komplicerad bandomkoppling av resonanskretsar med mera. I moderna rörutrustade slutsteg för amatörradio förekommer därför endast ett slutrör eller flera parallellkopplade. Utgångskretsen är i regel ett π -filter med manuell eller automatisk

avstämning.

3.4.9 Slutsteg med elektronrör jämfört med transistoriserade slutsteg

Ett slutsteg med transistorer är kompakt och skaktålighet och använder bara klensspänningar. Det är därför särskilt väl lämpat för portabelt och mobilt bruk.

Men transistorer är känsliga för överbelastning. Redan ytterst kortvarig överbelastning eller överspänning kan förstöra dem. Transistorer är också känsliga för termisk överbelastning. Särskilt vid höga effekter i trånga utrymmen är det nödvändigt med god kylnings, eventuellt med fläkt.

Ett slutsteg med elektronrör är inte så skaksäkert, men är mycket okänsligare i övriga avseenden. En nackdel är att det behövs extra effekt för uppvärming av rören katoder samt höga anodspänningar, som är farliga vid ovarsamhet. På grund av behovet av flera olika spänningar är även strömförsörjningen för

ett slutsteg med elektronrör mer komplicerad och omfångsrik.

3.4.10 Toppvärdeseffekt PEP

HAREC a.1.9.6

Uteffekten från en sändare kan mäts över en konstlast (eng. *dummy load*). En konstlast är en resistor som kan omsätta sändarens hela effekt till värme.

Med en HF-mätprob och en detektordiod eller en HF-voltmeter kan man mäta effektivvärdet på spänningen över konstlasten och beräkna uteffekten med formeln

$$P_{ut} = \frac{U^2}{R}$$

U = HF-spänningens effektivvärde och R = resistansen i konstlasten

Beräkning och mätning av PEP-effekt Uteffekten definierad som *Peak Envelope Power (PEP)* [21, 1.157] är ”den medeleffekt som matas in i en antennmatarledning under det högsta effektvärdet inom en frekvenscykel och mätt under normal drift”.

$$P_{PEP} = \left[\frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \right]^2 \frac{1}{R} = \frac{\hat{u}^2}{2R}$$

där \hat{u} är momentanspänningen på den största modulationstoppen.

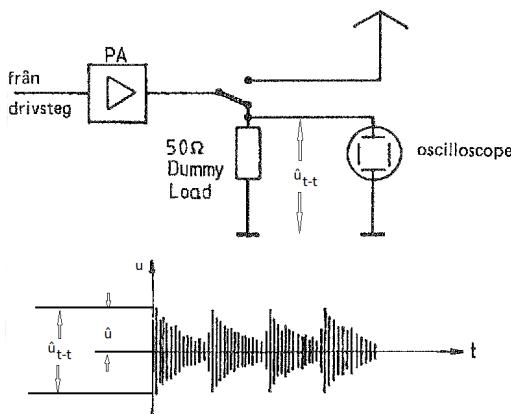


Bild 3.50: Bestämning av PEP-effekten

På grund av SSB-signalens karaktär kan man inte mäta effektivvärdet av uteffekten från en SSB-sändare.

Bild 3.50 visar hur modulationen för ett *aaah* ser ut på ett oscilloskop.

Moduleringsspänningens topp-till-toppvärde \hat{u}_{t-t} mäts lämpligen med ett oscilloskop när slutsteget är kopplat till en konstlast.

Med topp-till-toppvärdet känt kan man med följande formler beräkna toppvärdet (amplituden)

$$\text{toppvärdet (amplituden)} \quad \hat{u} = \frac{\hat{u}_{t-t}}{2}$$

$$\text{effektivvärdet} \quad U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$$

Effekten vid moduleringstopparna, så kallad *Peak Envelope Power (PEP)*, kan beräknas med följande formler.

$$P_{PEP} = \frac{U^2}{R} \quad \text{respektive} \quad P_{PEP} = \frac{\hat{u}^2}{8R}$$

3.4.11 Linjäritetskontroll vid SSB

HAREC b.7.2.4

Bild 3.51 visar två-tons linjäritetskontroll av SSB.

Linjäriteten i en SSB-sändare kan kontrolleras med ett oscilloskop. Sändaren moduleras då med två övertonsfria toner.

Slutsteget bör först belastas med konstlast upp till max tillåten effekt. Resultatet jämförs därefter med antennen som last.

3.4.11.1 Linjäritetens betydelse i förstärkare

HAREC a.3.4.5

Bild 3.52 visar mer i detalj olinjäritetens inverkan på signalen.

Förstärkningen bör ske med god verkningsgrad och minsta möjliga förvrängning, så att det alstras ett minimum av oönskade frekvenser inom minsta möjliga bandbredd.

Linjär förstärkning innebär att den är lika över hela det aktuella frekvensområdet. Frekvensgången måste därför vara så rak som möjligt. Med tilltagande olinjäritet tillkommer nämligen allt fler oönskade frekvenser.

Det uppstår blandningsprodukter av högre ordning vid olinjär förstärkning. Genom förvrängning på grund av olinjär förstärkning uppstår ömsesidiga summa- och skillnadsfrekvenser av de modulerande frekvenserna.

Varje sådan blandningsprodukt blandar sig additivt och subtraktivt med grundfrekvenserna till ytterligare blandningsprodukter av näst högre ordning.

Dessa är

- blandningsprodukter i LF-området och deras övertoner, vilka undertrycks i efterföljande HF-krets
- grundfrekvenserna och deras harmoniska övertoner, som alla ner till 1:a harmoniska dämpas kraftigt av efterföljande HF-krets
- alla summa- och skillnadsfrekvenser av de först nämnda frekvenserna.

I området för nyttofrekvenserna kallas dessa produkter för intermodulationsprodukter och ger talförvrängning.

Utanför nyttofrekvenserna uppfattas intermodulationsfrekvenserna som störningar och kallas splatter. På grund av det lilla frekvensavståndet till nyttoignalen kan den intermodulation, som alstrats i slutsteget inte filtreras bort i efterhand.

Vid linjär drift uppträder grundfrekvensernas övertoner och intermodulationsfrekvenser endast svagt

SSB-TVÅTONSSIGNAL

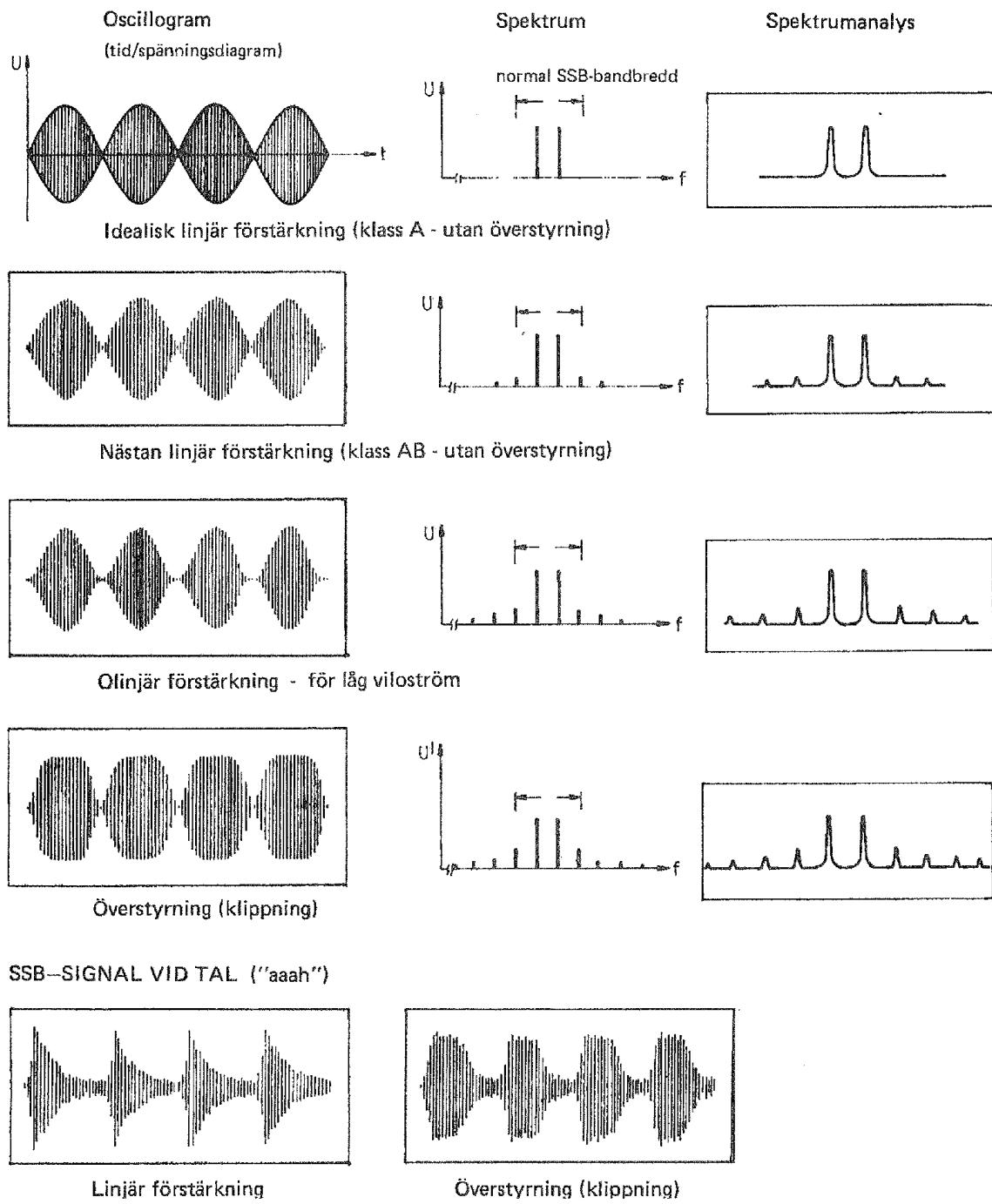


Bild 3.51: Linjäritetskontroll vid SSB

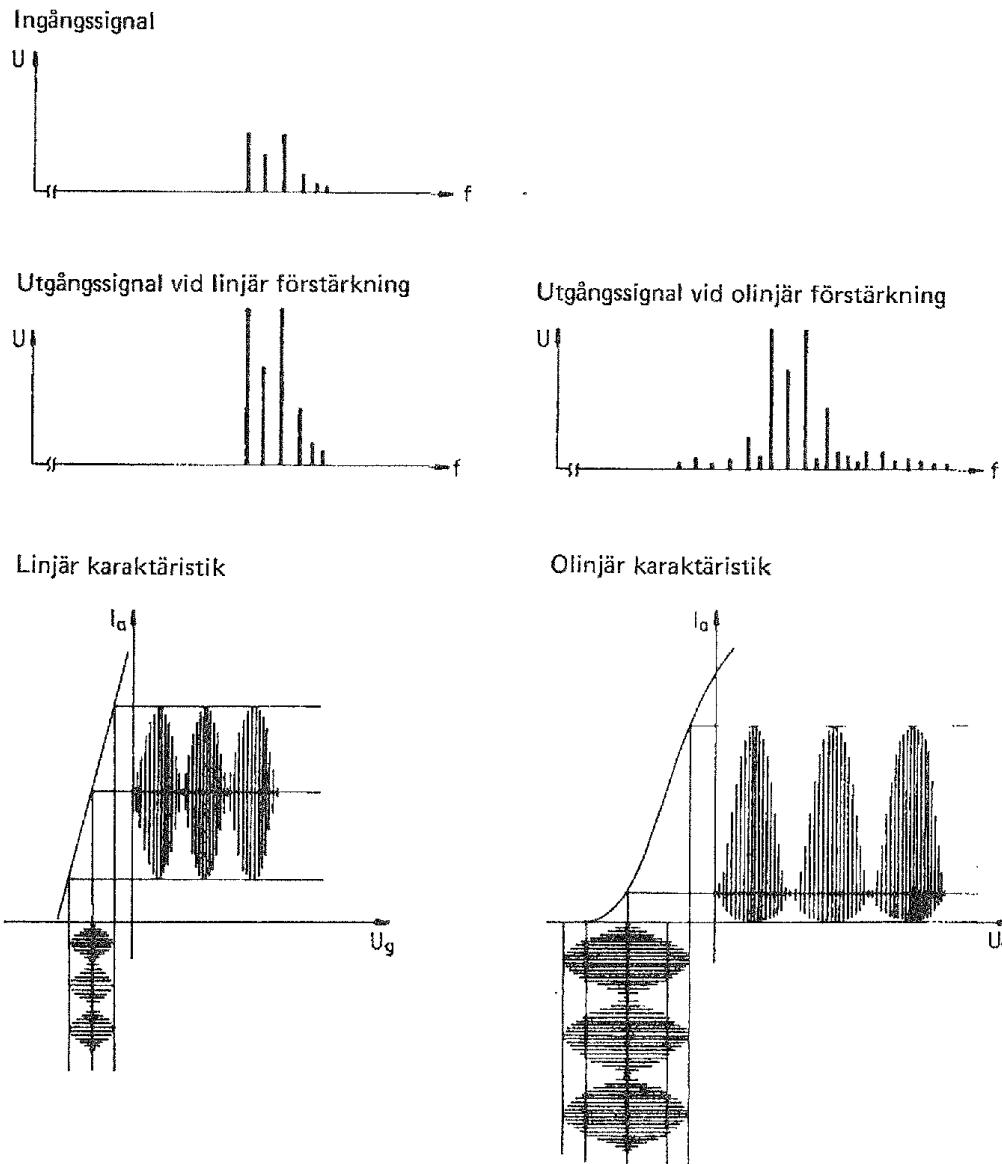


Bild 3.52: Linjäritetens betydelse

inom och utom överföringsbandet och kommer knapast att uppfattas som inkräktande på annan radiotrafik. De svaga övertoner kommer också att dämpas tillräckligt i π -filtret och eventuella ytterligare övertonsfilter.

3.4.12 Utstyrningskontroll av slutsteg

Slutstegets linjära utstyrningsområde överskrider om ingångssignalens amplitud blir för stor. Då ökar utgångssignalens amplitud inte mycket mer, men utgångssignalens toppar blir tillplattade (klippta). Det betyder att slutsteget är överstyrt.

Vid överstyrning uppstår signalförvrängningar som medför intermodulation, förvrängt tal, splatterstörningar och övertoner. Den extra effektkning som uppnås med överstyrning förbrukas i stort sett till signalförvrängning och kommer inte nyttosignalen till goda. Överstyrning ska därför undvikas.

Drivstegets uteffekt får inte vara så stor att slutsteget blir överstyrt. Ett slutsteg med jordad katod blir fullt utstyrt redan vid en driveffekt av ett fåtal watt. År uteffekten från drivsteget större än vad som behövs för full utstyrning av slutsteget och driveffekten inte kan regleras ner, måste en dämpsats kopplas in mellan drivsteg och slutsteg. En sådan dämpsats kan behöva ta upp en betydande effekt, från en vanligt förekommande amatörradiosändare med upp till 100 watt PEP.

Ett slutsteg med jordat galler fordrar en större driveffekt, varvid risken för överstyrning i slutsteget är något mindre och de förebyggande åtgärderna inte så omfattande.

Linjära slutsteg innehåller oftast en funktion kallad ALC (Automatic Level Control), som kontinuerligt känner av driveffektens inverkan på slutsteget. När driveffekten blir för hög alstras en kontrollspänning i proportion till utstyrningsgraden. ALC-spänning

återförs till drivsteget och reglerar dess uteffekt så att överstyrning av slutsteget inte sker. I transistoriserade slutsteg skapas ALC-spänningen genom likriktning av slutstegets utspänning. I rörlutsteg börjar styrgallret dra ström när styrgallerspänningen blir positiv i signaltopparna, vilket används för att styra ALC-spänningen. När ALC-regleringen sätter in är överstyrningen således redan ett faktum. Överstyrning kan ske både på LF- och HF-nivå.

En orsak till övermodulering är för stor amplitud på den modulerande signalen. Detta kan bland annat avhjälpas med inställning av mikrofonförstärkaren och riktig mikrofonhantering.

3.5 Detektorer – Demodulatorer

HAREC a.3.5

3.5.1 Allmänt

Sändaren omvandlar informationen i lågfrekventa signaler till högfrekvens som kan strålas ut från en antenn. I mottagaren återskapas informationen genom att den högfrekventa signalen demoduleras.

Vanligen sker signalbehandlingen i mottagaren i flera steg, där den högfrekventa radiosignalen först blandas ner till en mellanfrekvens (MF) och sedan demoduleras till en lågfrekvent signal (LF).

Men det finns även direktblandade mottagare, som blandar ner radiosignalen direkt till lågfrekvens.

I mottagare som är specialiserade för ett sändningsslag, används bara en typ av demodulator medan mottagare för flera sändningsslag, AM, SSB/CW, FM et cetera har flera demodulatorer. Det finns många typer och namn på demodulatorer, till exempel detektor och diskriminatör. Här beskrivs några av dem.

3.5.2 AM-detektorer

3.5.2.1 Dioddetektor AM (A3E)

HAREC a.3.5.1 HAREC a.3.5.2

Bild 3.53 visar en superheterodyn mottagare där den sista MF-kretsen är induktivt kopplad till demoduleringsdioden. Den amplitudmodulerade MF-signalen visas som ett amplitud/tid-diagram.

Dioden klipper antingen de negativa eller positiva halvvågorna, beroende på hur den är vänd – polariseras.

LF-signalen filtreras ut ur de högfrekventa pulserna med ett LF-lågpassfilter.

LF-signalen är nu överlagrad på en likspänning. I talpauserna sänds bara bärvägen och då lämnar AM-demodulatoren bara likspänning, som skiljs från LF-förstärkaren med en kondensator. Kondensatören släpper bara igenom LF-signalen, som förstärks.

Dioddetektor följer amplituden och är ett exempel på en amplitudformsdetektor.

3.5.2.2 Produktdetektor SSB (J3E)

HAREC a.3.5.3

Det finns flera metoder att demodulera en SSB-signal, såsom fasningsmetoden, filtermetoden och den så kallade tredje metoden. Filtermetoden är numera den allra vanligaste och beskrivs här samt illustreras i bild 3.54.

En SSB-signal med undertryckt bärväg består av endast ett sidband. Det andra sidbandet och bärvägen undertrycks i sändaren.

Vid demoduleringen av SSB-signalen alstras i mottagaren en signal som ersättning för den bärväg som undertrycktes i sändaren. Det undertryckta andra sidbandet ersätts inte.

I en mottagare med direktblandning blandas SSB-signalen med VFO-signalen, varvid en del av blandningsprodukterna faller ut på LF-nivå.

I en superheterodyn mottagare däremot, blir SSB-signalen först blandad med en VFO-signal och som resultat erhålls en mellanfrekvens MF. Den till MF omvandlade signalen förstärks, filtreras och blandas med en lokal BFO-signal i ytterligare en blandare, kallad produktdetektor. Några blandningsprodukterna faller ut på LF-nivå. Ett lågpassfilter följer efter detektor för att filtrera ut LF-signalerna.

Numera består produktdetektorn vanligen av en ringblandare, som i ett omvänt förlopp även kan användas vid DSB-modulering i en sändare. Bilden visar demoduleringen av en SSB-signal som innehåller tre LF-toner.

3.5.2.3 CW-/SSB-detektorer CW (A1A)

Även telegrafisignaler, även kallat CW, blir demodulerade när MF-signalerna och BFO-signalen blandas i en produktdetektor.

Till skillnad från SSB är det vid CW inte nödvändigt med en given skillnad mellan MF- och BFO-frekvenserna. Frekvensskillnaden påverkar bara överlägringstonens frekvens, men inte läsligheten av CW-budskapet.

Många moderna mottagare har en fast BFO-frekvens för CW, som ger en 800 Hz-ton vid rätt frekvensinställning. I stället för lågpassfiltret för SSB, används ibland ett bandpassfilter, som bara släpper igenom CW-signaler i frekvensområdet 800 Hz – en idealfrekvens för god läsbarhet av morsetecken.

3.5.3 FM- och PM-detektorer

HAREC a.3.5.4 HAREC a.4.2.4 HAREC a.4.3.5

Vid vinkelmodulering överförs informationen enbart genom frekvens- eller fasvariationer i bärvägen. De amplitudvariationer som kan uppstå före demoduleringen är ej önskvärda i detta sändningsslag. Av den anledningen finns i FM-mottagare en amplitudbegränsare (eng. *limiter*) före diskriminatoren (se bild 3.55). Frekvensvariationerna i den FM-modulerade signalen omvandlas därefter av detektorn till LF-spänning som motsvarar det utsända talet.

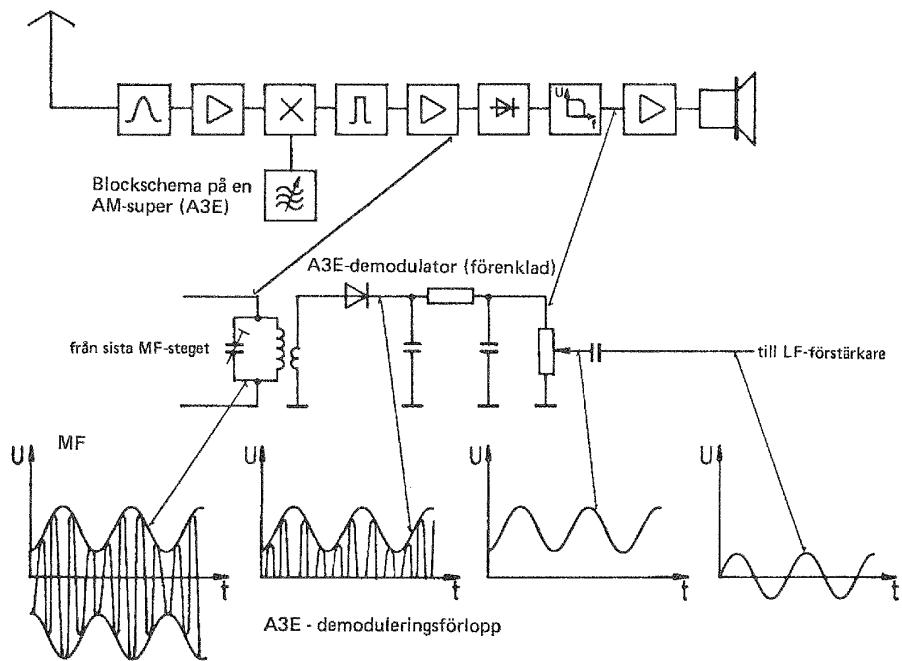


Bild 3.53: Dioddetektorn

Demoduleringen ska ske med mottagaren inställd mitt på avsedd sändarfrekvens. Ett hjälpmedel för det är en indikator, som vid rätt inställning visar värdet noll. Positivt eller negativt utslag anger att inställningen är för högt respektive för lågt i frekvens, som illustreras i bild 3.56. En sådan indikator fanns i tidiga FM-mottagare. Nu används i stället en *Automatic Frequency Control (AFC)* som själv ställer in mottagaren om sändarfrekvensen är tillräckligt nära.

3.5.3.1 Slope-detektorn – Diskriminatorn FM (F3E)

Bild 3.57 visar två resonanskretsar som är kopplade induktivt till den sista MF-kretsen. Resonansfrekvensen för dessa båda kretsar är något högre respektive något lägre än mellanfrekvensen. De signalspänningar som uppträder över resonanskretsarna likriktas och seriekopplas med varandra med motsatt polaritet.

När de båda resonanskretsarna matas med samma frekvens, kommer likspänningarna att ta ut varandra. När frekvensen avviker uppåt i frekvens, kommer kretsen med den högre resonansfrekvensen i kraftigare svängning än den andra kretsen och avger högre likriktad spänning. När frekvensen avviker nedåt i frekvens, skiftar de båda kretsarna roller, och den resulterande likriktade spänningen skiftar till motsatt polaritet.

Vid växelsevisa frekvensänderingar i MF, över och under vilofrekvensen, blir resultatet en växelspänning ut från likriktarnas utgångsförstärkare, som är LF-signalen.

3.5.3.2 Foster-Seeley-diskriminatorn

Bild 3.58 illustrerar en *Foster-Seeley-diskriminator*. Denna tidiga demodulator har god linjäritet, om

den föregås av en god amplitudbegränsare, men har tämligen dålig känslighet.

Sista MF-förstärkarsteget avslutas med en transformator vars båda lindningar ingår i resonanskretsars avståmda till MF. MF-signalen överförs från primär- till sekundärsidan dels med induktion och dels med en kondensator till mitten av sekundärlindningen. Signalen delas på så sätt i två grenar med en fasförskjutning av $+90^\circ$ respektive -90° . Signalerna i grenarna likriktas var för sig och sammanlagras i ett RC-nät.

Om MF-signalen inte devierar är LF-spänningen i grenarna lika. Men eftersom grenspänningarna har motsatt polaritet tar de ut varandra och LF-signalen blir noll. När MF-frekvensen devierar av modulering ökar signalamplituden i den ena grenen och minskar i den andra. LF-signalens amplitud blir då proportionell mot frekvensdeviationen.

3.5.3.3 Räknardiskriminatorn

Bild 3.59 visar räknardiskriminatoren. En monostabil vippa (eng. *monoflop*) påverkas att slå över av fyrkantspulserna från de amplitudbegränsade FM-signalerina.

En sådan vippa är en digitalkoppling som, när den matas med en godtyckligt lång spänningspuls, ändå kommer att leverera en spänningspuls med konstant längd. För varje positiv halvvåg levererar den monostabila vippan en impuls av konstant längd. Tidsavstånden mellan pulserna kommer att vara proportionella mot FM-signalens frekvens. Vid varierande frekvens kommer impulserna med varierande tidsavstånd. Ett lågpassfilter filtrerar ut lågfrekvensen ur signalen och en pulserande likspänning kvarstår. Med denna likspänning laddas kondensatorn upp

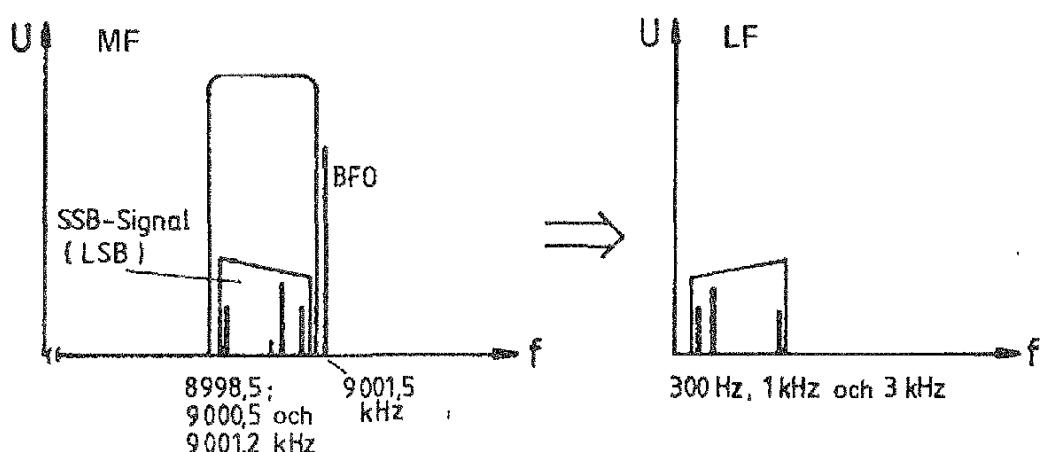
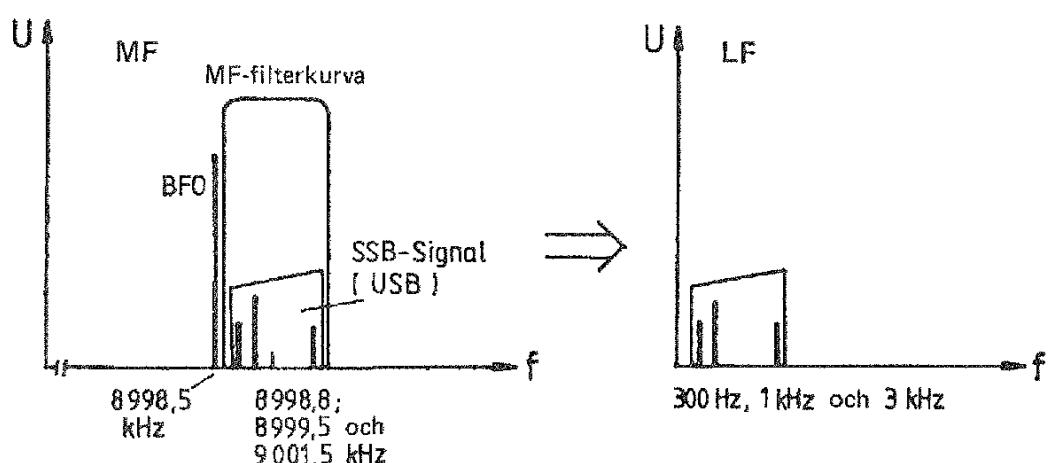
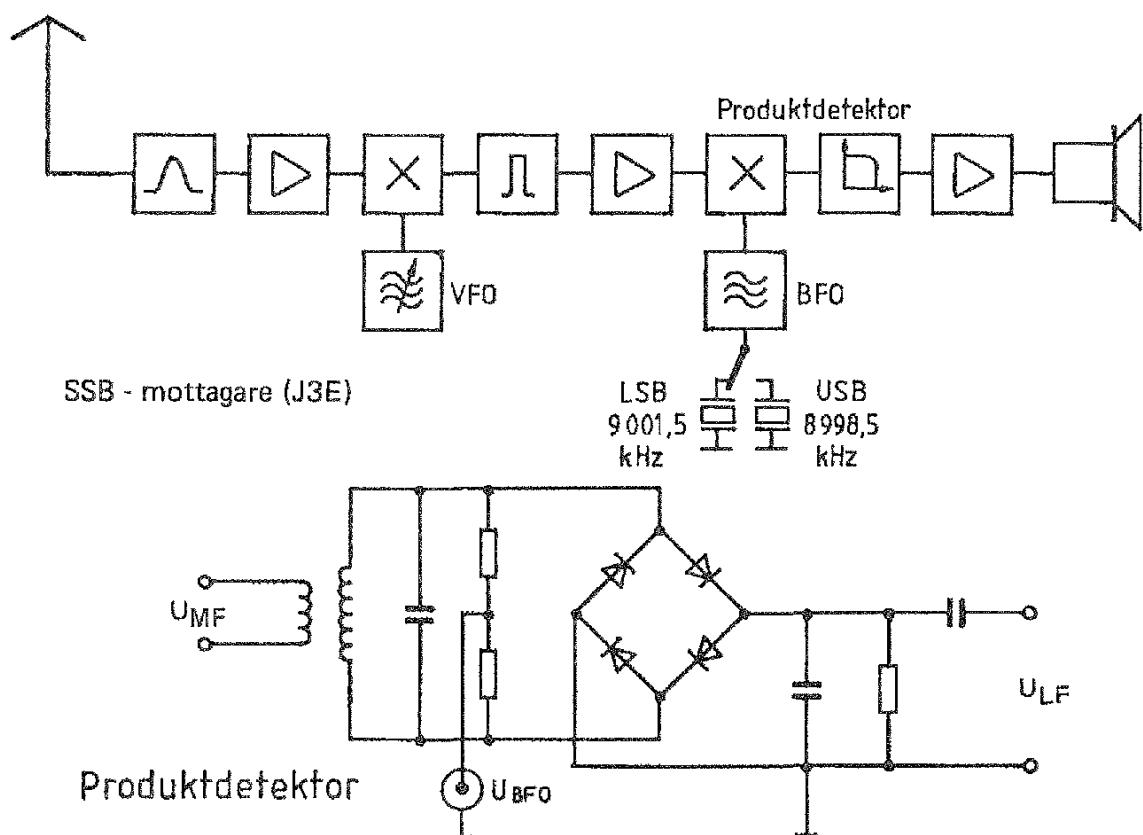


Bild 3.54: Produktdetektor för AM (A3E) och CW (A1A)

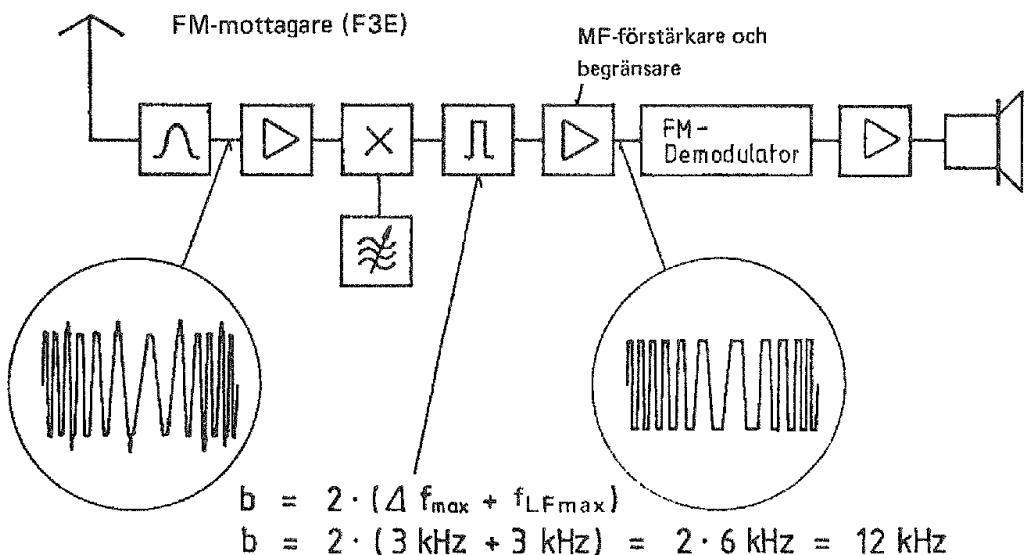


Bild 3.55: Amplitudbegränsning vid FM-mottagning

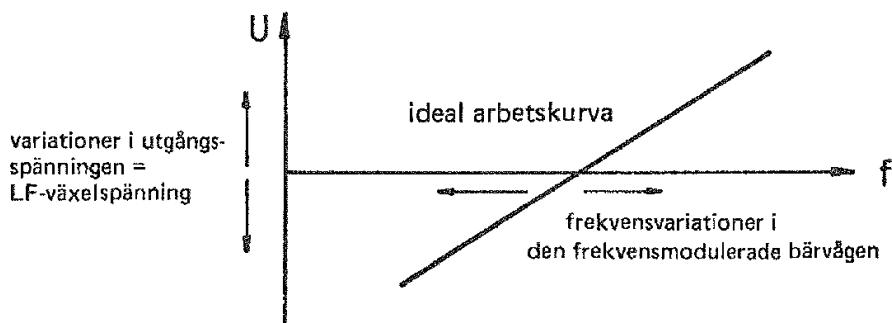


Bild 3.56: Ideal arbetslinje för diskriminator

till ett medelvärde. Vid en högre frekvens av lika långa pulser blir medelvärdet högre än vid en lägre pulsfrekvens.

De överlagrade svängningarna på likspänningen utgör LF-signalen. Utan en monostabil vippa med lika långa pulser hade medelvärdet varit konstant. Man kan säga att FM-signalen blivit omvandlad till en pulslängdmodulerad signal (PLM-signal).

3.5.3.4 PLL-demodulatorn

Bild 3.60 visar PLL-demodulatoren. Den frekvensmodulerade MF-signalen och en VCO-signal matas in i en fasjämförare. VCO-frekvensen följer frekvensändringarna hos FM-signalen. Avstämningsspänningen för VCO är en likspänning. Den modulerande LF-spänningen är överlagrad på denna likspänning.

LF-frekvenserna är för låga för att kunna reglera VCO-frekvensen, men via en kondensator kan de styra LF-förstärkaren.

De båda sista metoderna lämpar sig speciellt för demodulering av FM-signaler. Det finns ytterligare sätt att demodulera FM-signaler. Gemensamt för alla är att de fungerar bättre ju lägre mellanfrekvensen

är. Därför utförs de flesta FM-mottagare som dubbel- eller trippelsuprar, med låg MF.

3.6 Oscillatorer

HAREC a.3.6

3.6.1 Alstring av svängningar

Ordet *oscillare* (lat.) har betydelsen svänga och den företeelse eller anordning som skapar en svängning kallas oscillator. Vid alla slags svängningar sker växelverkan mellan olika energiformer. Svängningar förekommer i olika former. Det kan till exempel vara vibrationer i en kropp, molekyrlörelser i gaser och vätskor eller elektriska laddningars rörelser.

3.6.1.1 Dämpad svängning

Radiosändningar med telegrafi genomfördes i början av 1900-talet med dämpade svängningar. Det vill säga en svängning vars amplitud minskar tills svängningen upphört.

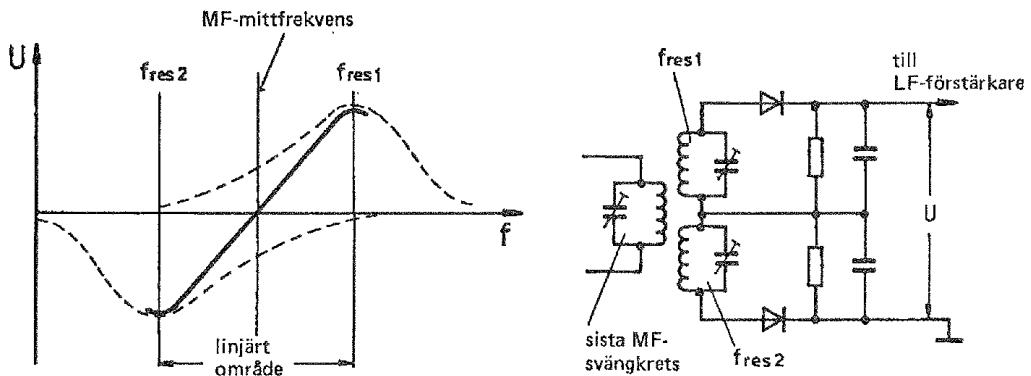


Bild 3.57: Slope-detektor

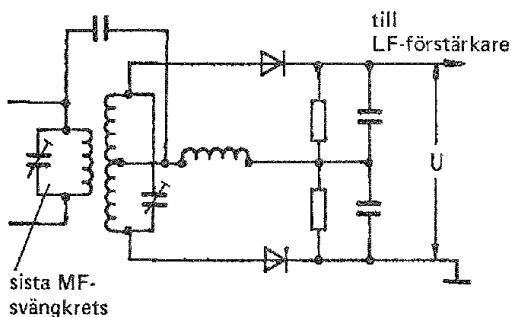


Bild 3.58: Foster-Seeley diskriminator

Svängningen skapades av en elektrisk gnista i ett gnistgap. Gnistgapet kopplades till en avstämningskrets som gjorde att svängningsenergin koncentreras till en mer bestämd radiofrekvens.

De dämpade svängningarna orsakade på grund av den stora bandbredden störningar som begränsade användbarheten för telegrafi.

3.6.1.2 Odämpad svängning

Begreppet odämpad svängning infördes för att särskilja en sinussvängning med konstant amplitud och frekvens från den dämpade svängningen.

Till skillnad mot en dämpad svängning har en odämpad svängning en begränsad bandbredd och går att använda för flera modulationsformer. På engelska döptes svängningen till *Continuous Wave* och förkortningen CW används fortfarande av radioamatörer som en beteckning för telegrafi.

När fördelarna med odämpade sinusvågor blev tydliga och när oscillatorer med radiorör blev tillgängliga runt år 1913 började myndigheter efter några år införa begränsningar för användningen av gnistsändare. Begränsningarna utökades genom internationella överenskommelser och under 1930-talet förbjöds användning av sändare med dämpade svängningar.

3.6.2 LC-oscillatorer

HAREC a.3.6.1 HAREC a.3.6.2 HAREC a.3.6.3

3.6.2.1 Variabel frekvensoscillator (VFO)

En oscillator med inställbar frekvens kallas för VFO (variabel frekvensoscillator). Förutom frekvensstabilitet fordras också att noggrann inställning och avläsning av frekvensen ska kunna göras.

En LC-oscillator är urtypen för en oscillator med variabel frekvens. Meissnerkopplingen är lätt att urskilja och används här för att beskriva grundprincipen för en oscillator i stort. Bland annat Colpitts- och Clappkopplingarna har emellertid bättre stabilitet och inställbarhet i återkopplingsledet.

3.6.2.2 Meissnerkoppling

Bild 3.62 visar en Meissneroscillator, som består av en LC-resonanskrets med återkopplingsspole och en förstärkare. Magnetfältet mellan induktansen i resonanskretsen och återkopplingsspolen är polariserat så att en förändring i utsignalen medverkar till självsvängning. (Motsatsen är motkoppling.)

Förstärkaren kan till exempel vara en emitterkopplad transistorförstärkare enligt bild 3.63. Kopplingskondensatorerna C_k är nödvändiga för att förhindra kortslutning av de likspänningar som bestämmer arbetspunkten för transistorn. Å andra sidan kan växelspänningssignalerna passera till och från transistorn.

Återkopplingsvägen görs i detta fall så, att resonanskretsen kopplas parallellt över förstärkaringången som visas i bild 3.64. Återkopplingsspolen fungerar som förstärkarens kollektorresistor.

3.6.3 Självsvängningsvillkoret

Självsvängning i en förstärkare uppstår genom återkoppling, som visas i bild 3.65. Signalspänningen \hat{U}_{in} över ingången blir förstärkt med faktorn A . När som i bild 3.64 förstärkaren är emitterkopplad, blir utsignalen fasvriden 180° i förhållande till insignalen. Fasvidningen $\alpha = 180^\circ$ betecknas här med minustecken, alltså blir förstärkningen $-A$.

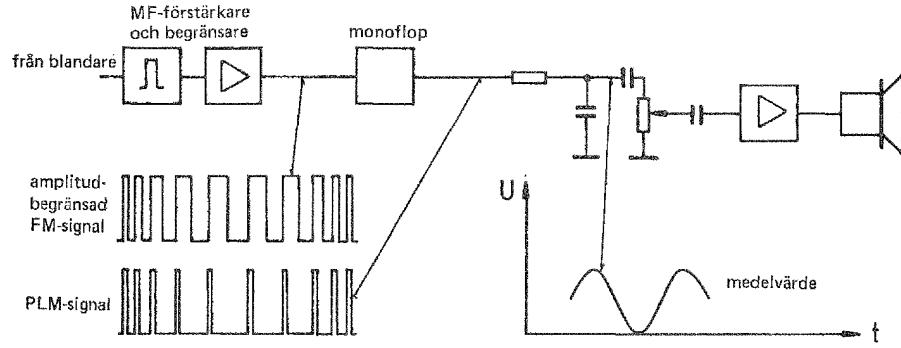


Bild 3.59: Räknardiskriminatoren

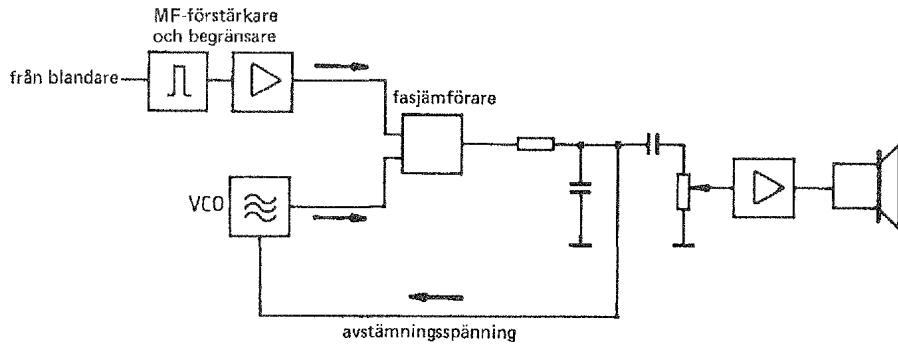


Bild 3.60: PLL-demodulatoren

På förstärkarens utgång fås en signalspänning \hat{U}_{ut} med sambandet

$$\hat{U}_{ut} = -A \cdot \hat{U}_{in}$$

En del av utsignalen återförs (återkopplas) till ingången. I en Meissneroscillator sker återkopplingen med en induktor, som är induktivt kopplad till resonanskretsens induktor.

Kvoten k mellan den återkopplade signalspänningen \hat{U}_{ut} och signalspänningen ut på förstärkarens utgång kallas återkopplingsfaktor. Den återkopplade spänningen \hat{U}_k fasvrids så att den kommer i fas med med insignalen. För den återkopplade signalen fås då sambandet

$$\hat{U}_k = -k \cdot \hat{U}_{ut}$$

Tillräcklig signalspänning från utgången måste återföras till ingången för att det ska uppstå självsvängning. Det sker när den återkopplade signalspänningen \hat{U}_k är minst lika stor som ingångsspänningen \hat{U}_{in} och är i rätt fasläge, det vill säga i detta exempel

$$\hat{U}_k \geq \hat{U}_{in} \quad \text{eller} \quad -k \cdot \frac{\hat{U}_{ut}}{A} \geq 1 \quad \text{eller} \quad k \geq \frac{1}{A}$$

Självsvängningsvillkoret blir

$$k \geq \frac{1}{A} \quad \text{eller} \quad k \cdot A \geq 1$$

Ett $k \cdot A \approx 3$ är önskvärt för att oscillatorn ska svänga igång snabbt.

3.6.3.1 Hartleykoppling

Bild 3.66 visar en Harleykoppling.

Återkopplingen sker galvaniskt över ett uttag på induktorn i oscillatorns LC-krets.

Bild 3.67 visar en Huth-Kühn- eller TGTP-koppling (tuned grid – tuned plate)

Kopplingen är en förstärkare med LC-kretsar både på in- och utgång. Båda kretsarna är avstämnda till samma frekvens. Återkopplingen sker över de inre kapacitanserna mellan elektronrörets elektroder respektive mellan transistorns materialskikt. Denna koppling är av flera skäl inte särskilt vanlig.

3.6.3.2 Colpittskoppling

Bild 3.68 visar en Colpittskoppling.

Återkopplingen sker över en kapacitiv spänningssdelare, som ingår som en del av oscillatorns LC-krets.

3.6.3.3 Clappkoppling

Denna koppling är en variant av Colpittskopplingen. Vridkondensatorn för frekvensinställningen är seriekopplad med spänningssdelarens kondensatorer. Clapposcillatorns frekvensstabilitet är god.

Vi utvecklar denna beskrivning vidare med bild 3.69. Vridkondensatorn samt en fast och en trimningsbar kondensator är kopplade parallellt med varandra. Alla tre kondensatorerna är i sin tur seriekopplade

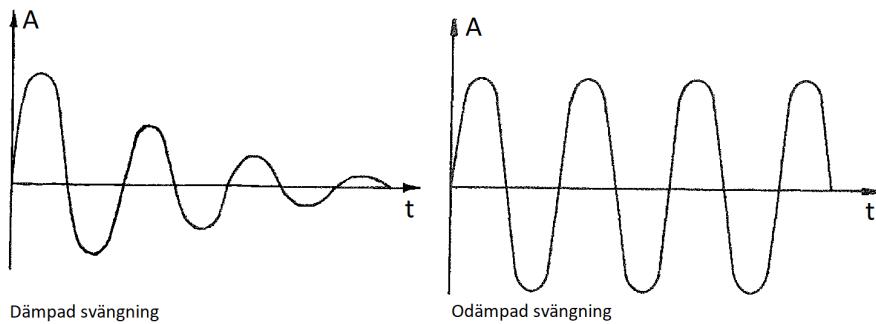


Bild 3.61: Svängningar

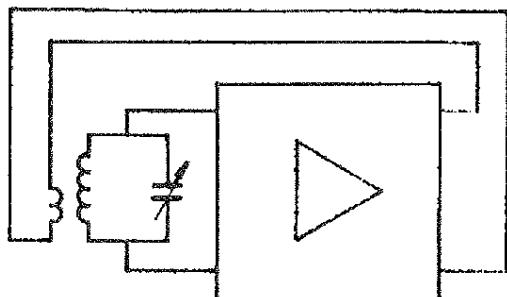


Bild 3.62: Oscillator enligt Meissner

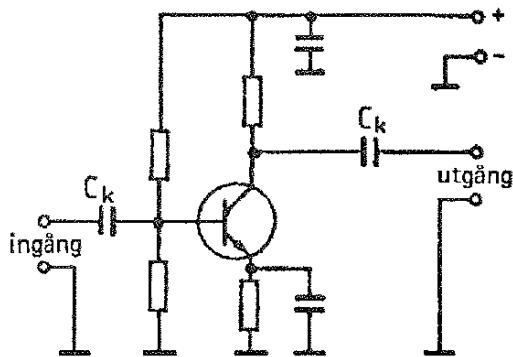


Bild 3.63: Emitterkopplad förstärkare

med den kapacitativa spänningsdelaren C_3/C_4 . Förstärkarens ingång är kopplad till den övre anslutningen av C_3 . Utgången från oscillatorn förstärkare återkopplas över dämpresistorn R_{ct} till mitten av spänningsdelaren C_3/C_4 (återkopplingskretsen).

Bild 3.70 visar förstärkaren i en Clappkoppling. Förstärkarens arbetspunkt bestäms av spänningsdelaren R_1/R_2 . Ingen kopplingskondensator behövs eftersom det enbart finns kondensatorer mellan förstärkaringång och jord. Kondensatorn C_6 avkopplar kollektorn på transistor T_1 HF-mässigt till jord. Förstärkaren är alltså kollektorkopplad.

Kondensatorn C_7 kopplar oscillatorn utsignal till buffertsteget. För frekvensstabilitetens skull stabiliseras spänningen 8 V med en LC-krets som avkopplas HF-mässigt med en kondensator.

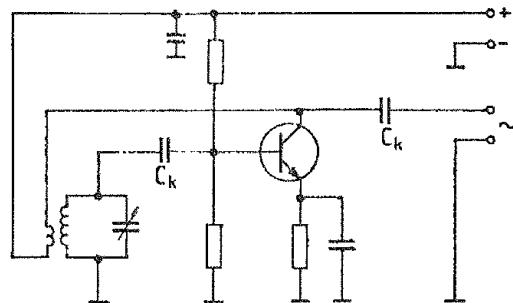


Bild 3.64: Komplett Meissneroscillator

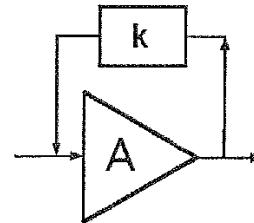


Bild 3.65: Svängningsvillkoret

3.6.4 Frekvensinställning och bandspridning

Bild 3.71 illustrerar stegvis hur man åstadkommer bandspridning. Att ställa in frekvensen i en LC-oscillator gjordes förr oftast med en vridkondensator. I moderna mottagare och sändare används i stället en kapacitansdiod (eng. varicap), som styrs med en likspänning.

Med en resonanskrets med endast en induktor och en vridkondensator, skulle alla amatörradiobanden endast vara smala områden utspridda på en mekanisk skala, det vill säga över vridkondensatorns hela kapacitansområde, varvid kapacitansen kan varieras med förhållandet 1:5 eller 1:10, till exempel 10–50 pF eller 10–100 pF.

För att i stället få vart och ett av amatörradiobanden utspridda över större delen av skalan kan man ordna med bandomkoppling och så kallad bandspridning. Man parallellkopplar då en relativt stor fast kapacitans med vridkondensatorns relativt lilla kapacitans. Den totala kapacitansvariationen i LC-kretsen blir då liten, trots att kondensatorns hela kapacitansområde utnyttjas. Resultatet blir en frekvensskala

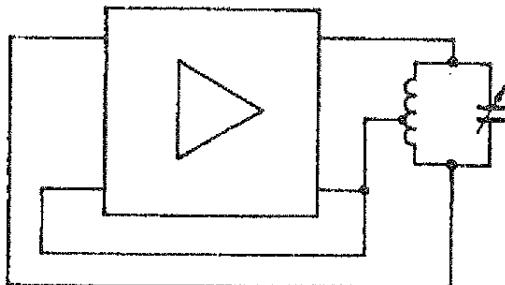


Bild 3.66: Hartleykoppling

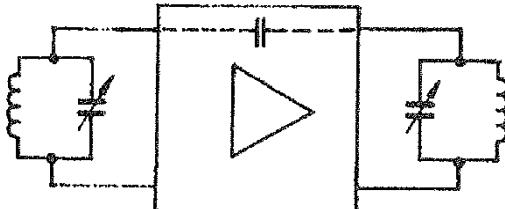


Bild 3.67: TPTG-koppling

med större upplösning, det vill säga bättre avläsningsnoggrannhet.

Bandspridning kan också ordnas med två seriekopplade kondensatorer, varav den större görs variabel. Typiskt värde på vridkondensatoren i en kortvågsutrustning är då 100–500 pF och den fasta kondensatoren mycket mindre än så.

3.7 Kristalloscillatorer

HAREC a.3.6.4

3.7.1 Kvartskristaller i oscillatorkopplingar

En LC-oscillators frekvensstabilitet begränsas av de ingående komponenternas egenskaper. När mycket bättre stabilitet än så krävs, speciellt inom stora temperaturområden, är kvartskristallen en svängningskrets med bättre data. Kvartskristallens höga Q-värde ger också en renare signal.

I en *kristalloscillator* (eng. *Crystal Oscillator (XO)*) är en kvartskristall det frekvensbestämmande elementet i stället för en LC-krets. I övrigt kan samma kopplingsprinciper som för en LC-VFO användas.

Kristallen kan utföras så att den svänger antingen som en serie- eller parallelresonanskrets. Märk att en kristall svänger på något olika frekvens beroende på om den får att fungera som serie- eller parallellekrets. Den högre frekvensen är den som vanligen används.

Bild 3.72 visar en Colpittsoscillator med en kristall i parallelresonansfallet. I parallelresonansalternativet kopplas kristallen parallellt över oscillators återkopplingsled. Den minsta dämpningen av den återkopplade signalen fås när signalens frekvens är samma som kristallens resonansfrekvens. Kristallens reaktans är då som lägst. Så kallade övertonskristaller används för oscillatorfrekvenser över cirka 20 MHz.

Parallel över kristallens inre induktans ligger dess inre seriekopplade kapacitanser C och C_H . Ytter-

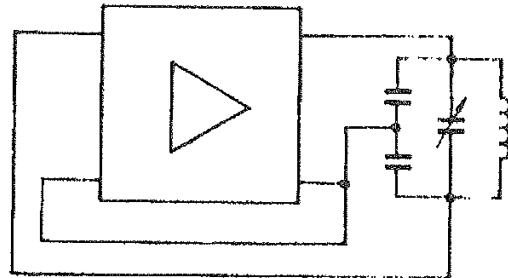


Bild 3.68: Colpittskoppling

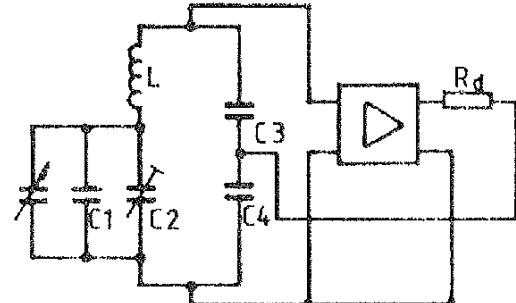


Bild 3.69: Clappkoppling

kapacitanser (en trimbar och två fasta kondensatorer i serie) är kopplade parallellt över den inre anslutningskapacitansen C_H .

Om den trimbara kapacitansen ändras, så påverkas kristallens resonansfrekvens. Man säger då att man ”drar” kristallen inom ett litet frekvensområde. Kristallens och oscillatorns egenskaper avgör hur stort området kan vara. Om kristaller dras för mycket, så kan resonansfrekvensen bli ostabil. Den relativ frekvensändringen uppgår till högst $10^{-4} = 0,01\%$ enligt följande formel:

$$\text{relativ frekvensändring} = \frac{\text{absolut ändring}}{\text{resonansfrekvens}}$$

3.7.2 Övertonskristaller

Bild 3.73 visar en Colpittsoscillator med kristall i serieresonansfallet. I serieresonansalternativet kopplas kristallen in i serie med oscillators återkopplingsled. Den minsta dämpningen av den återkopplade utgångssignalen fås när signalens frekvens är samma som kristallens resonansfrekvens. Kristallens reaktans är då som lägst. Så kallade övertonskristaller används för oscillatorfrekvenser över cirka 20 MHz.

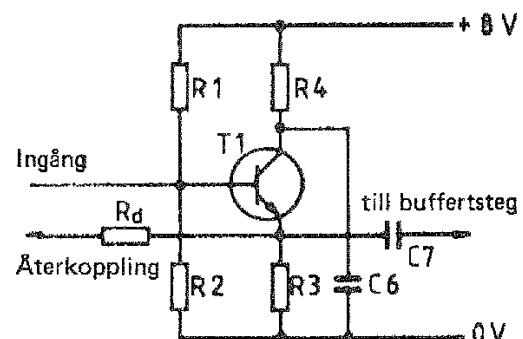


Bild 3.70: Förstärkare i Clappkoppling

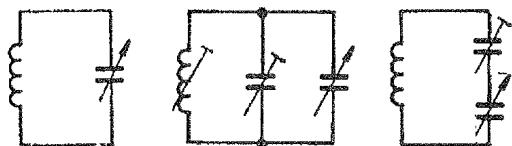


Bild 3.71: Bandspridning

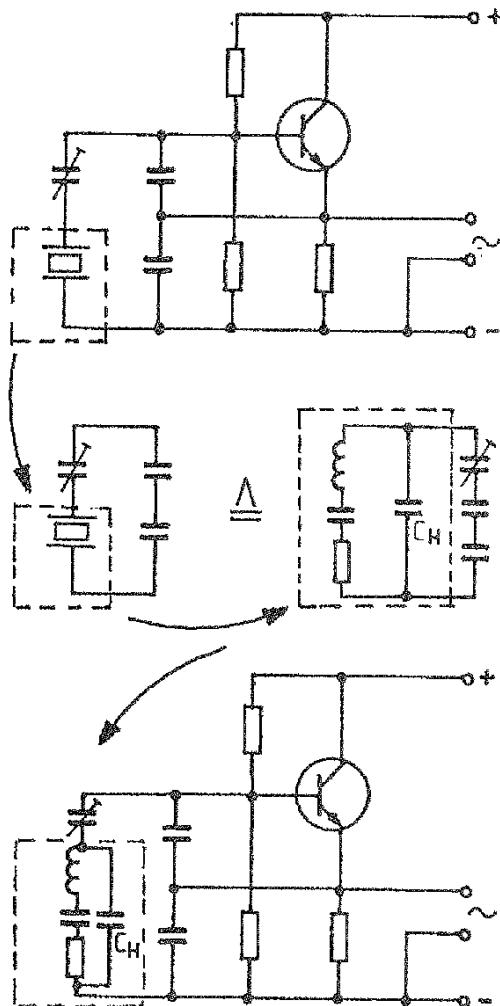


Bild 3.72: Colpittsoscillator med kristall i parallellresonansfallet

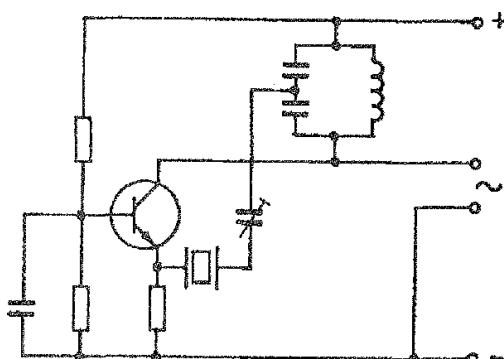


Bild 3.73: Colpittsoscillator med kristall i serie-resonansfallet

Övertonskristallernas dimensioner är lika grundtakristallernas, men snittas ut annorlunda och slitas för att svänga på önskad udda överton. En övertonskristall har övertonens frekvens instämplad i höljet och kristallen förutsätts arbeta i oscillatorkopplingar som seriekrets. Genom att låta kristaller svänga på sin överton undviker man en svår tillverningsprocedur, nämligen att slipa mycket tunna kristallskivor.

En övertonoskillator måste alltid innehålla en resonanskrets som är avstämmd till den överton som anges på kristallen.

Modellförsök En instrumentsträng sätts i svängning på sin grundton genom en knäppning mitt på strängen. En knäppning på en punkt bort från mitten får strängen att svänga på en överton i stället.

3.7.3 Superheterodyn-VFO

Bild 3.74 visar en superheterodyn-VFO. En enkel LC-VFO är inte tillräckligt frekvensstabil i ett högt frekvensläge, till exempel 144–146 MHz. Man kan då använda en speciell koppling, som är en kombination av LC-VFO och XO, kallad super-VFO.

I en super-VFO blandas en låg variabel frekvens från en VFO med en hög frekvens från en XO. Ordet super kommer från superheterodyn = överlagring, blandning. En VFO arbetar stabilare på låg frekvens medan en XO fortfarande arbetar stabilt även på högre frekvenser, dock inte så högt som vi behöver här. I vårt exempel arbetar därför VFO i området 8–10 MHz och XO på 17 MHz. VFO-signalen blandas med en fast signalfrekvens, som är XO-signalen 17 MHz multiplicerat med 8, det vill säga 136 MHz.

Ett bandpassfilter filtrerar fram den önskade blandningsprodukten, som ligger i frekvensområdet 144–146 MHz. Resultatet blir en hög frekvens, som är både variabel och stabil.

Fördelar Frekvensstabiliteten hos en super-VFO är mycket bättre än hos en enkel VFO, som arbetar direkt i VHF-området. En super-VFO är dessutom mycket brusfattigare än en PLL-VFO, vilken beskrivs här nedan.

Nackdelar Vid frekvensblandning uppstår oönskade blandningsprodukter, vilka visserligen dämpas av bandpassfilter, men som det är omöjligt att undertrycka helt. Bland annat alstras en svag spegelfrekvens, som vandrar från 128 till 126 MHz, samtidigt som den önskade blandningsprodukten vandrar från 144 till 146 MHz. Risken för att spegelfrekvensen förstärks och sänds ut måste elimineras, vilket kan göras med effektiva bandpassfilter. Se vidare i avsnitt 3.8 om frekvensblandning.

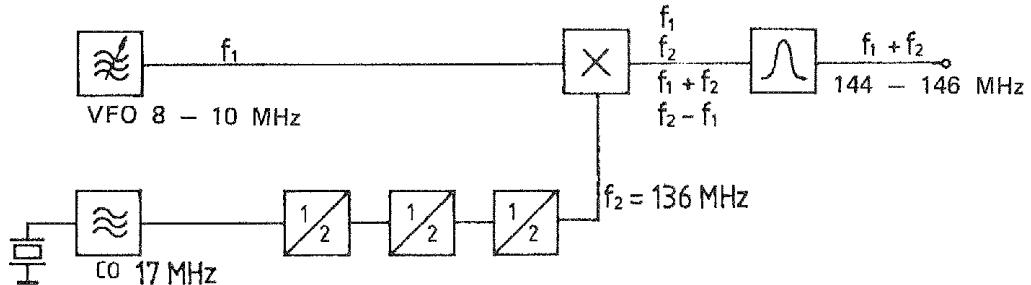


Bild 3.74: Superheterodyn-VFO

3.7.4 Oscillatorer med fasläsning (PLL)

HAREC a.3.7

En kristalloscillator (XO) arbetar med god frekvensstabilitet. Dess frekvens är fast och bestäms av styrkristallen.

En LC-oscillator arbetar däremot inom ett frekvensområde (VFO), som bestäms av en LC-krets. Dennas frekvens är emellertid mindre stabil än den med styrkristall.

I en *faslåst loop* (eng. *Phase Locked Loop (PLL)*) kan god frekvenstabilitet och stort frekvensområde förenas. En PLL är en sluten krets för elektrisk styrning av en oscillator, så att dess frekvens är både stabil och variabel.

3.7.4.1 Spänningsstyrd oscillator (VCO)

HAREC a.3.6.5

I bild 3.75 jämförs en VFO och en VCO. En VFO, vars frekvens kan styras med en likspänning, kallas *spänningstyrd oscillator* (eng. *Voltage Controlled Oscillator (VCO)*). I resonanskretsen i en VCO fyller en kapacitansdiod (eng. *varicap, variable capacitor*) samma uppgift som den mekaniskt variabla kondensatorn i en VFO.

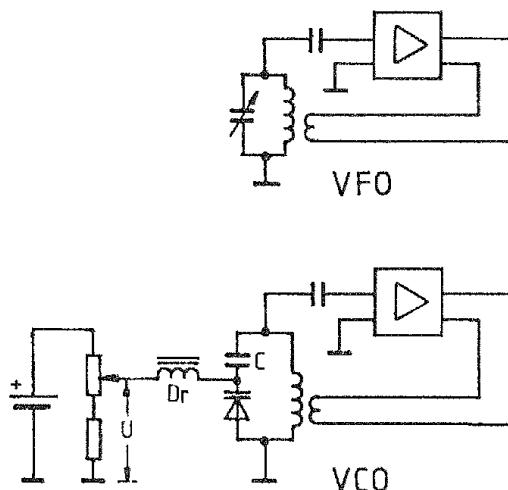


Bild 3.75: VFO och VCO jämförs

Bild 3.76 visar en kapacitansdiod. När en motrikad spänning läggs på dioden bildas ett spärrskikt i dioden, så att zonerna med fria laddningsbärare

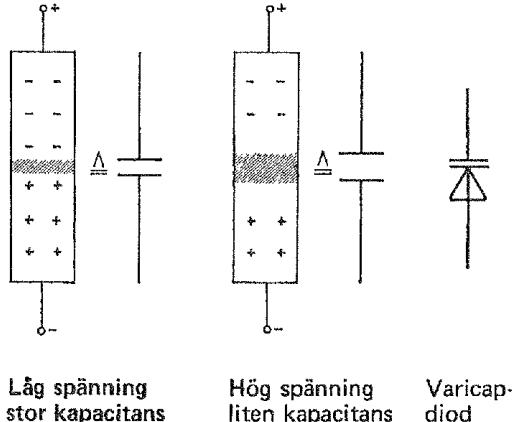


Bild 3.76: Kapacitansdiod – Varicap

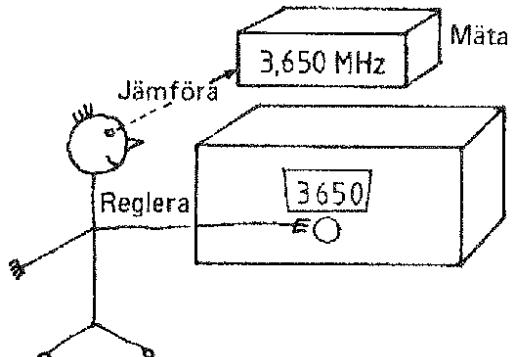


Bild 3.77: Analogi Människa-PLL

isoleras från varandra likt kondensatorplattor. Spärrskiktets tjocklek (ca 1/1000 mm) beror av spänningen över dioden. Vid hög spänning är spärrskiktet tjockt, vilket motsvarar ”stort plattavstånd” och liten kapacitans. Vid låg spänning är skiktet tunt, vilket motsvarar ”litet plattavstånd” och stor kapacitans.

Med en kapacitansdiod i resonanskretsen i stället för en mekaniskt variabel kondensator, behövs ytterligare två komponenter. Drosseln D_r hindrar högfrekvensignalen att överlagras på styrkretsens likspänning, vilket annars skulle skulle försämra resonanskretsen godhetstal (förlorad HF-energi innebär dämpning). Omvänt hindrar kondensatorn C att dioden och spärrspänningen kortsluts genom induktorn. Oscillatorfrekvensen ställs in med den variabla likspänningen U . Av en VFO har det blivit en VCO.

3.7.4.2 Oscillator med PLL-styrning

HAREC a.3.7.1

Bild 3.77 visar en manuell frekvensstyrning. Män-niskan jämför och reglerar förlopp utifrån givna fakta. Det kan liknas med PLL-kretsens sätt att jämföra det inbördes fasläget mellan signalen från en VCO (är-värdet) och signalen från en XO (bör-värdet).

Som resultat av jämförelsen justeras styrspänning-
en så att är- och börfrekvenserna hålls lika. En sådan
reglerkrets består av digitala komponenter.

Bild 3.78 illustrerar en oscillator med PLL-styrning. Fasjämföraren levererar en cyklistiskt justerad styrspänning till kapacitansdioden i VCO. Eftersom denna spänning ändras språngvis, avrundas förloppet så att frekvensändringarna blir mjuka. Avrundningen sker med ett RC-filter där kondensatorn antar ett medelvärde av den pulserande utgångsspänningen från jämföraren. Om VCO-frekvensen är för låg, levererar jämföraren en positiv spänning. Styrspänningen på kapacitansdioden stiger då med en hastighet som bestäms av filtrets tidskonstant.

Kapacitansen i kapacitansdioden minskar med ökande spänning, eftersom spärrskiktet blir tjockare och frekvensen på VCO stiger.

När signalen från VCO åter är lik referenssignalen från XO, till fasläge och frekvens, ökar utgångsresistanse i fasjämföraren. Lågpassfiltrets kondensator behåller då sin laddning och styrspänningen till VCO ändras inte. Skulle frekvensen på VCO vara för hög, blir jämförarens utgång lågohmig och filtrets kondensator urladdas med den hastighet som bestäms av tidskonstanten. Den sjunkande styrspänningen medför att kapacitansdiodens spärrskikt blir tunnare, kapacitansen tilltar och VCO-frekvensen sjunker tills en ny fas- och frekvenslikhet uppnåtts.

3.7.4.3 PLL-oscillator i kombination med frekvensblandning

Bild 3.79 visar en PLL-oscillator kombinerad med frekvensblandning. Signalen f_1 från en VCO alstrar en sändningsfrekvens i bandet 144–146 MHz. Denna blandas med signalen f_2 (136 MHz), som är en multiplicerad XO-frekvens. Blandningsprodukten $f_1 - f_2$ är en signal i området 8–10 MHz som filtreras fram och påförs en fasjämförare. Utsignalen från en VFO, som är variabel inom samma frekvensområde 8–10 MHz, påförs också fasjämföraren.

Utsignalen från jämföraren är en likspänning som beror av frekvensskillnaden mellan blandningsprodukt och VFO-signal. Jämförarens utsignal ändras uppåt eller nedåt, beroende på frekvensfelets riktning.

VCO-frekvensen bestäms av en likspänningsnivå som styrs av jämförarens utsignal. Vid varje frekvensändring i VCO, kommer systemet att sträva mot frekvensskillnaden noll i fasjämföraren, vilket gör att sändningsfrekvensen hålls vid rätt värde.

Fördelar med en PLL-oscillator Den har samma frekvensstabilitet som en VFO eftersom denna även här arbetar på en låg frekvens. Till skillnad mot en super-VFO finns inga sidofrekvenser i PLL-oscillatoren, eftersom VCO alstrar nyttofrekvensen direkt.

Nackdelar med en PLL-oscillator Den har högre brusnivå än en super-VFO. Frekvensstabiliteten är sämre än den för en PLL-oscillator med XO och programmerbar frekvensdelare.

3.7.4.4 PLL med programmerbar frekvensdelare

HAREC a.3.7.2

Bild 3.80 visar en PLL med frekvensdelare. Med PLL blir frekvensen på utsignalen från en VCO låst till referensfrekvensen från en XO. I princip fås en VCO med samma frekvensstabilitet som en XO, men som också är lika svår att ändra frekvensen på. Med en frekvensdelare i fasregleringsslingan (PLL) kan emellertid utfrekvensen ändras, medan XO fortfarande avger samma referensfrekvens. En frekvensdelare är en digital krets som räknar svängningar eller pulser upp till ett valt tal för att återställas till 1 och börja om igen. Vid varje återställning avges en utpuls. Vid en delning med två avges en utpuls för varannan impuls. Vid delning med 15 avges en utpuls för var 15:e impuls och så vidare.

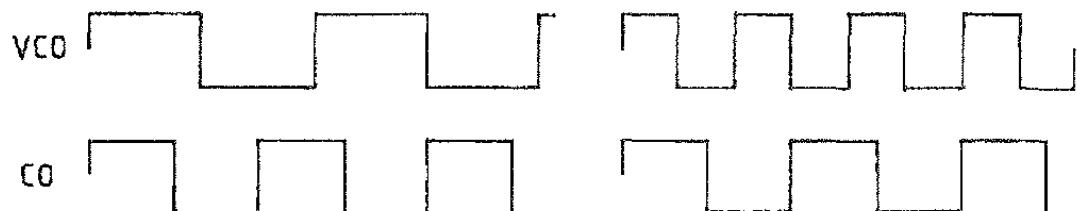
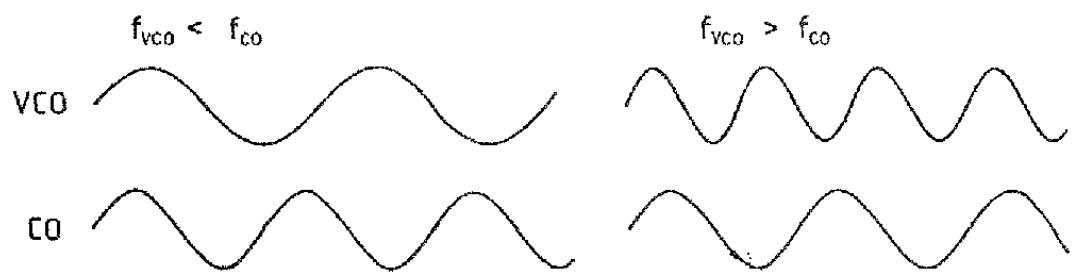
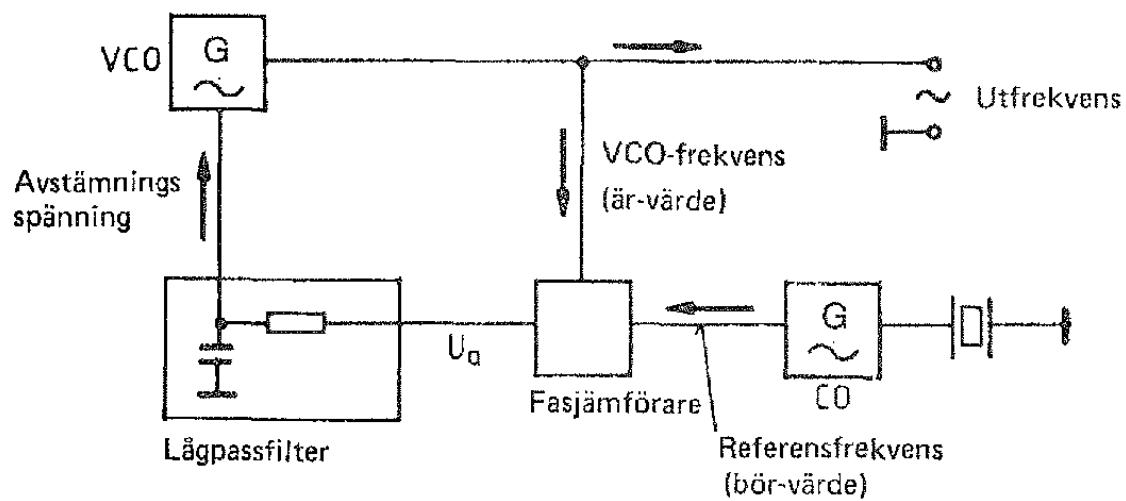
Genom att välja delningstal i PLL kan arbetsfrekvensen i VCO ställas in stegvise, där varje steg är så stort som en referensfrekvens. Signalfrekvensen från VCO delas med det valda delningstalet och resultatet jämförs med referensfrekvensen från XO. Varje avvikelse referensfrekvensen kommer att medföra justering av VCO-frekvensen.

Om man till exempel vill täcka 2-metersbandet i steg om 25 kHz, väljer man referensfrekvensen 25 kHz. I delaren delas sändarens utfrekvens med ett tal 5760, 5761, 5762 och så vidare upp till 5840. Om till exempel delningstalet 5820 valts, så kommer jämförarens styrspänning att styra VCO-frekvensen till 145 500 kHz. Delarens utfrekvens blir då $145500/5820 = 25$ kHz, vilket motsvarar referensfrekvensen. I detta exempel styrs alltså sändarens utfrekvens så att den alltid blir i steg om 25 kHz.

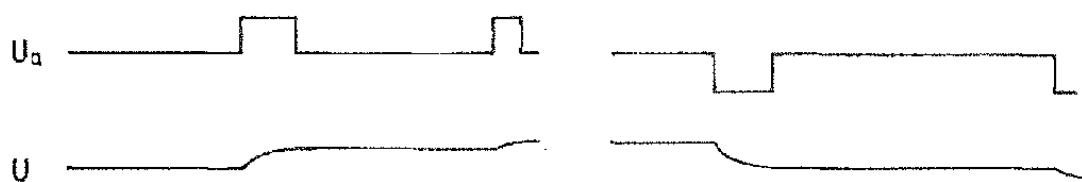
3.7.4.5 För- och nackdelar med PLL-oscillatorn

PLL-oscillatoren har nästan samma frekvensstabilitet som en kristalloscillator och frekvensen är inställbar i steg. Till skillnad mot en VFO med mekaniskt inställbar frekvens, så är den PLL-styrda VCO-oscillatorns frekvens elektroniskt inställbar. Detta underlättar utformning och placering av reglage etc. för frekvensinställning, frekvensminne och automatisk frekvensavsökning.

Först när den PLL-styrda oscillatoren kom till användning i handapparater och mobila apparater blev det möjligt med frekvenstäckning över ett helt band med bicehållet krav på små dimensioner. Som jämförelse skulle en inbyggnad av säg 80 till 800



VCO-signal och CO-signal, formad som kantvågor att jämföras i fasläge



VCO-frekvensen för låg

VCO-frekvensen för hög

Bild 3.78: Oscillator med PLL-styrning

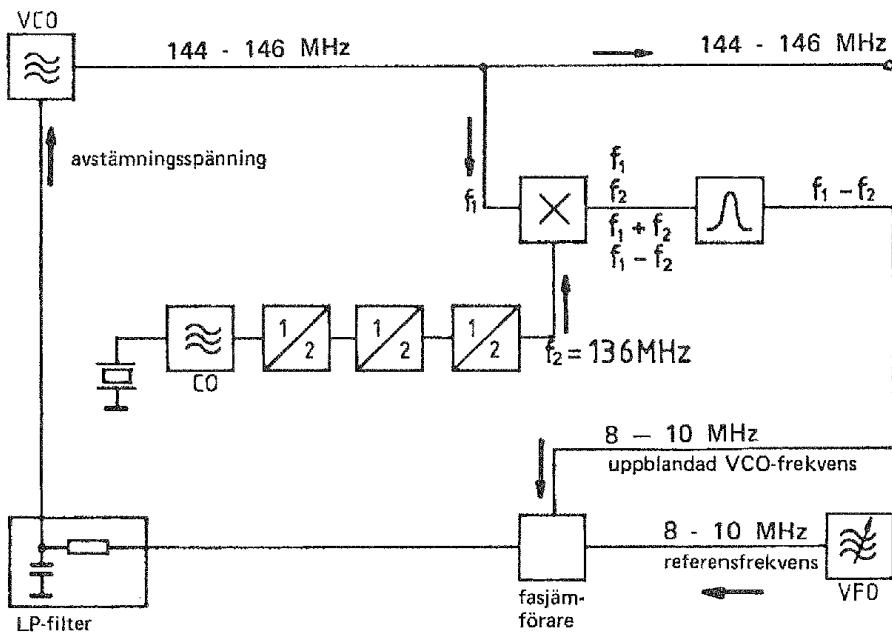


Bild 3.79: PLL-oscillator kombinerad med frekvensblandning

stycken kanalkristaller i en traditionell kristallstyrda apparat vara en mycket platskrävande, dyrbar och opraktisk lösning.

Men PLL-oscillatoren brusar förhållandevis starkt jämfört med en VCO och speciellt jämfört med en XO. VCO-resonanskretsen har nämligen ett relativt lågt godhetstal eftersom en kapacitansdiod belastar kretsen mer än en mekaniskt variabel kondensator.

Med det lägre godhetstalet blir resonanskretsen ett mindre bra filter för dämpning av oscillatorbruset. Kapacitansdioden tillför dessutom ett elektronbrus. Därtill kommer det så kallade fasbruset från frekvensdelaren och PLL.

Med resonanskretsens låga godhetstal är frekvensstabiliteten i en VCO inte så bra som den i en kristalloscillator. Trots det är långtidsstabiliteten god i en VCO, när den ingår i en PLL, eftersom frekvensen hålls ständigt efterjusterad. PLL kan däremot inte åstadkomma en lika bra korttidsstabilitet. Ett fasjämförelseförlopp omfattar ju redan tiden för en period av referensfrekvensen, och det kommer att förflyta en multipel av denna kortaste tid innan styrspänningen kan återställa VCO-frekvensen igen. Detta beror på att kondensatorn i regleringsslingans lågpassfilter först måste laddas upp under ett antal perioder innan reglering sker.

Dessa kortvariga frekvensavvikelse är en typ av frekvensmodulation som leder till fasbrus från PLL-oscillatoren. Det är dock endast i extrema fall som fasbruset verkar störande eftersom det i moderna apparater reduceras till en acceptabel nivå genom noggrann skärmning och filtrering.

3.7.5 Faktorer som påverkar frekvensstabilitet

Sändarens frekvens ska hållas så stabil som möjligt. En ostabil sändare är inte godtagbar och skapar svårigheter inte bara för de radiostationer som deltar i förbindelsen utan även för radiotrafiken på närliggande frekvenser.

En frekvensstabil oscillator ska ha följande egenskaper:

3.7.5.1 Stabil mekanisk uppbyggnad

Skakningar från underlaget till exempel vid mobilt bruk, vibrationer från en transformatorkärna etc. kan försämra oscillatorns frekvensstabilitet.

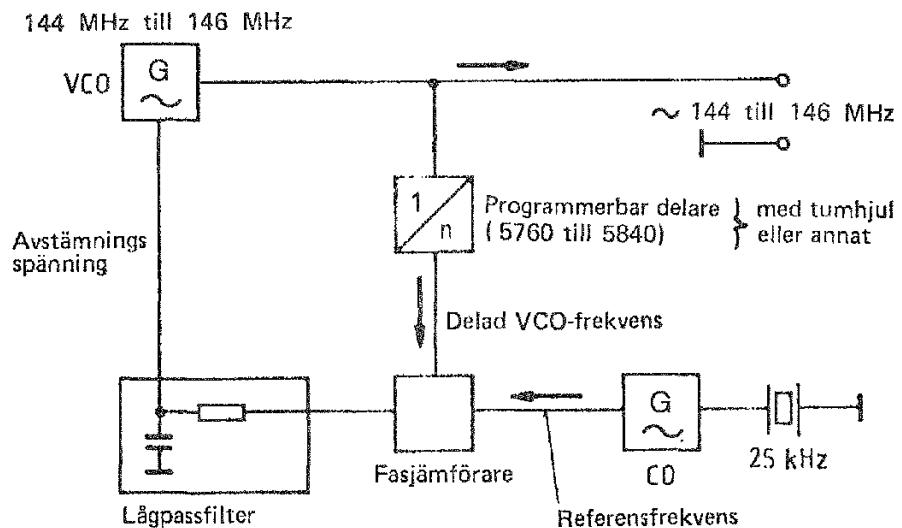
Frekvensbestämmende komponenter såsom fasta och variabla kondensatorer, spolar och liknande ska vara stabilt monterade, trimkärnorna i spolarna fixerade och så vidare.

Förbindningarna får inte tillåtas att böja sig eller vibrera. Apparatstommen måste vara tillräckligt stiv för att inte ändra form och därigenom medföra frekvensändringar vid hantering och så vidare.

3.7.5.2 God elektrisk uppbyggnad och högt Q-värde i resonanskretsarna

Alla elektriska förbindningar måste vara så korta som möjligt och lös- och kopplingsställen fullgoda. Induktörer och kondensatorer i resonanskretsarna måste vara förlustfattiga och högvärdiga i övrigt så att signalen blir så ren som möjligt från oönskade sidofrekvenser.

Återkopplingen i oscillatoren ska vara så fast (kraftig) att självsvängningen är stabil. Men för att få renast möjliga signal får kopplingen inte vara så fast,



Arbetsfrekvens Delningstal n Referensfrekvens

144 000 kHz	:	5760	= 25 kHz
144 025 kHz	:	5761	= 25 kHz
145 500 kHz	:	5820	= 25 kHz
146 000 kHz	:	5840	= 25 kHz

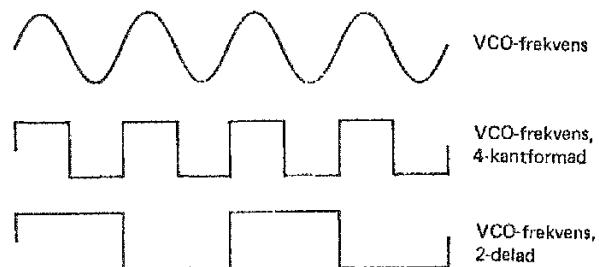


Bild 3.80: PLL med frekvensdelare

att resonanskretsarna blir alltför belastade och deras godhetstal för lågt.

3.7.5.3 Avskärmande kapslingar

Resonanskretsars ska skärmas från yttre kapacitanstillskott, till exempel från användarens hand. Det görs med skiljeväggar och komponentkapslingar av metall. Skärmningarna förhindrar också oönskad koppling mellan oscillatorn och efterföljande förstärkare genom elektriska och magnetiska fält.

3.7.5.4 Stabila drivspänningar

Ostabila drivspänningar medför frekvensändringar. I en oscillator med transistorförstärkare beror ostabiliteten på förändringar mellan skikten i en transistors diodsträcka. Skikten fungerar nämligen som ”kondensatorplattor” och spärrskiktet där emellan som dielektrikum. Tjockleken av spärrskiktet och därmed ”plattavståndet” står i förhållande till den spänning som läggs över transistorn. Den spänningsberoende kapacitansen i transistorn är ansluten till resonanskretsen via kopplingskondensatoren.

Eftersom kapacitansen i transistorn är en del av resonanskretsen, påverkar den resonansfrekvensen. Denna egenskap kan vara till besvär, men kan även användas för att på ett enkelt sätt ändra oscillatornars arbetsfrekvens. Se kapacitansdiod och PLL-oscillatoren.

3.7.5.5 Buffertsteg

En oscillator i en radiosändare kan bestå av ett enda förstärkarsteg som alstrar högfrekventa elektriska svängningar. Vanligen tas endast små effekter ut från en så enkel sändare, normalt mindre än en watt. Utan särskilda åtgärder, som till exempel att använda en styrkristall, är nämligen frekvensen inte särskilt stabil och olämplig för kommunikationsändamål.

Särskilt varierande belastning över oscillatornars utgång medför frekvensändring. Oscillatoren bör därför ges en så låg och stabil belastning som möjligt. Ett buffertsteg med hög ingångsimpedans kopplas därför in efter oscillatorn. Buffertsteget ska också kunna lämna tillräcklig driveffekt till efterföljande förstärkare och bör därför ha låg utgångs impedans. Det måste dessutom arbeta linjärt (se klass A-drift, bild 3.42) för att inte alstra övertoner och därmed förvränga

oscillatorsignalen. Bild 3.41 visar ett buffertsteg i kollektorkoppling, vilken har dessa egenskaper.

3.7.5.6 Temperaturkompensation och termostater

Det alstras alltid förlustvärme i elektriska apparater och även i en oscillator. Vid uppvärmningen utvidgas spolar och kondensatorer i resonanskretsarna, vilket leder till frekvensändringar. Även spärrskiktskapacitansen i transistorerna är temperaturberoende. Det totala temperaturberöendet kan kompenseras genom ett antal åtgärder.

Oscillatoren bör monteras så långt bort som möjligt från övriga värmealstrande komponenter. Den avskärmande kapslingen omkring oscillatoren ska vara så tjockväggig och värmeisoleraende som möjligt. Inbyggnad i en termostatreglerad kapsling är ett ännu bättre alternativ.

Komponenterna bör ha uppnått drifttemperatur innan användningen. Oscillatoren bör därför värmas upp under åtminstone 15 minuter.

3.7.6 Frekvensstabilitet och oscillatorbrus

HAREC a.3.6.6

Frekvensstabiliteten i kristalloscillatorer är cirka 100 gånger bättre än den är i LC-oscillatorer. Likaså är utgångssignalen från kristalloscillatorer renare från fasbrus (jitter). Varje oscillator avger nämligen även oönskade signaler med frekvenser som ligger omkring utgångssignalens nominella frekvens.

Oscillatoren är ju en förstärkare, vars utgångsspänning delvis återkopplas till ingången i medfas. Detta innebär att utgångssignalen förstärks lavinartat till ett maximum, omväxlande med att den dämpas lavinartat till ett minimum. Utan yttre påverkan befinner sig alltså förstärkaren i ett självsvängnings-tillstånd mellan två yttervärden. I återkopplingsvägen placeras ett filter som frekvensbestämmande element, till exempel en LC-krets eller en kvartskristall.

Återkopplingen blir starkast på filtrets resonansfrekvens, vilket medför att oscillatoren svänger häst där. Eftersom filtret oundvikligen har en viss bandbredd, kommer även ett spektrum av andra frekvenser tätt omkring resonansfrekvensen att släppas igenom. De oönskade frekvenserna omkring den nominella kallas för brus.

I moderna konstruktioner används oftast PLL-oscillatorer. På grund av sin funktion pendlar deras frekvens alltid något. Hur mycket beror bland annat på loopfiltret. Alltså är frekvensen egentligen ett mycket litet band av flera frekvenser varav en framträder mest.

Försök Volymkontrollen i en lågfrekvensförstärkare utan insignal vrids till maximum. Det kommer att höras ett brus i högtalaren, som huvudsakligen kommer från ingångsstegets transistorer. När en mikrofon ansluts måste volymkontrollen vridas ner och då hörs bruset mindre. Men bruset finns ändå där på en lägre nivå och överlagras på insignalen från mikrofonen.

Även i en högfrekvensoscillator överlagras bruset på insignalen. Men ju högre godhetstalet är i resonanskretsen, till exempel en kristall, desto smalare är filtrets bandbredd, desto kraftigare blir brusundertryckningen och desto mer framhävs den önskade signalen. Tack vare det större godhetstalet i resonanskretsen, och därmed den mindre bandbredden, brusar alltså en kristalloscillator mindre än en LC-oscillator.

En nackdel med kristalloscillatorn är att dess frekvens inte kan ändras inom ett större område. Önskas flera valbara frekvenser från en kristalloscillator måste flera kristaller användas tillsammans med någon slags omkopplingsanordning (kanalväljare).

Komponentmängden i en kristalloscillator är mindre än i en VFO, men i apparater för flera frekvenser uppvägs denna fördel av merkostnaden för flera kristaller och kanalväljaren.

Kristalloscillatoren har många användningsområden där en frekvensstabil och brusfattig signal önskas och där platsbrist, skakningar med mera utesluter användning av en LC-VFO.

3.8 Frekvensblandare

3.8.1 Grundprinciper

En anordning som blandar signaler för att skapa andra kallas som namnet säger för *blandare* (eng. *mixer*). Blandare används både i mottagare och sändare och funktionsprinciperna är lika i båda fallen. Vad som skiljer i stort är hur de används.

Det finns många blandarkopplingar varav de vanligaste beskrivs här. Enkla typer med vissa nackdelar ställs mot sådana som är mer komplicerade, men har fördelar.

Bild 3.81 visar principerna för frekvensblandning. När en linjär förstärkare matas med två signaler så sammanlägras de. Den resulterande signalen vid varje tidpunkt är den förstärkta summan av de inmatade signalerna.

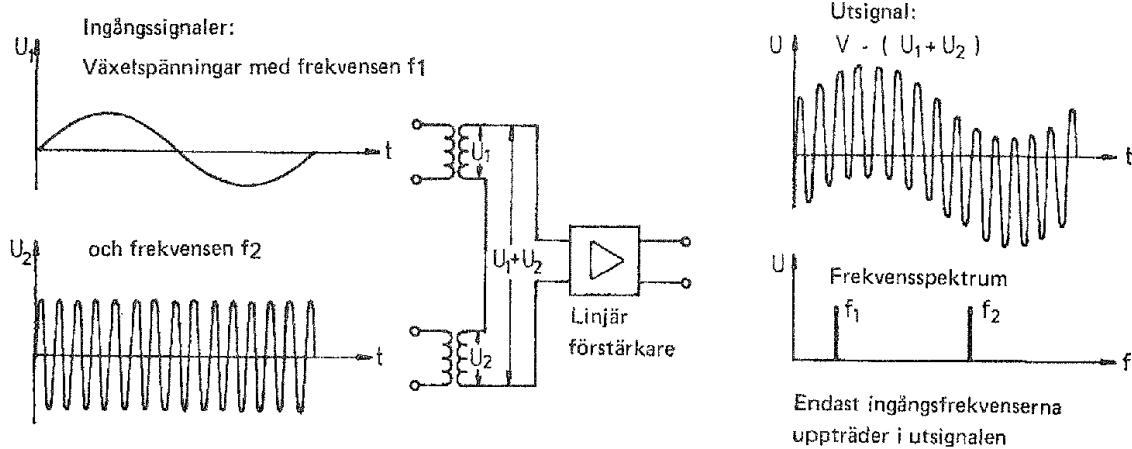
När en olinjär förstärkare matas med två signaler så blandas de med varandra. Förutom ingångssignalerna uppträder genom blandningen ytterligare signaler på förstärkarutgången, så kallade blandningsprodukter.

Två av blandningsprodukterna är särskilt intressanta, det är summan och skillnaden av ingångssignalernas frekvenser. De oönskade övriga blandningsprodukterna filtreras bort med en avstämd krets eller ett bandpassfilter.

3.8.2 Obalanserad blandare

Bild 3.82 visar en obalanserad blandare. Vi kan övertyga oss om att de fyra blandningsprodukterna verkligen uppstår. Först undersöker vi den enklaste blandaren, som är ett olinjärt element i form av en diod.

ADDITION AV TVÅ SIGNALER



BLANDNING AV TVÅ SIGNALER

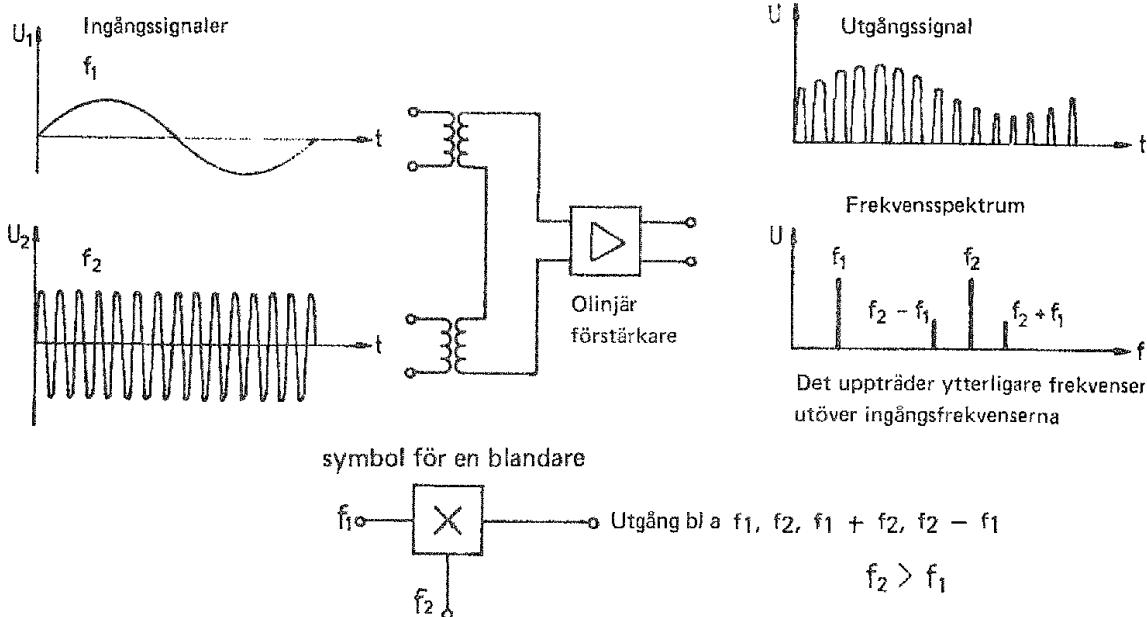


Bild 3.81: Principer för frekvensblandning

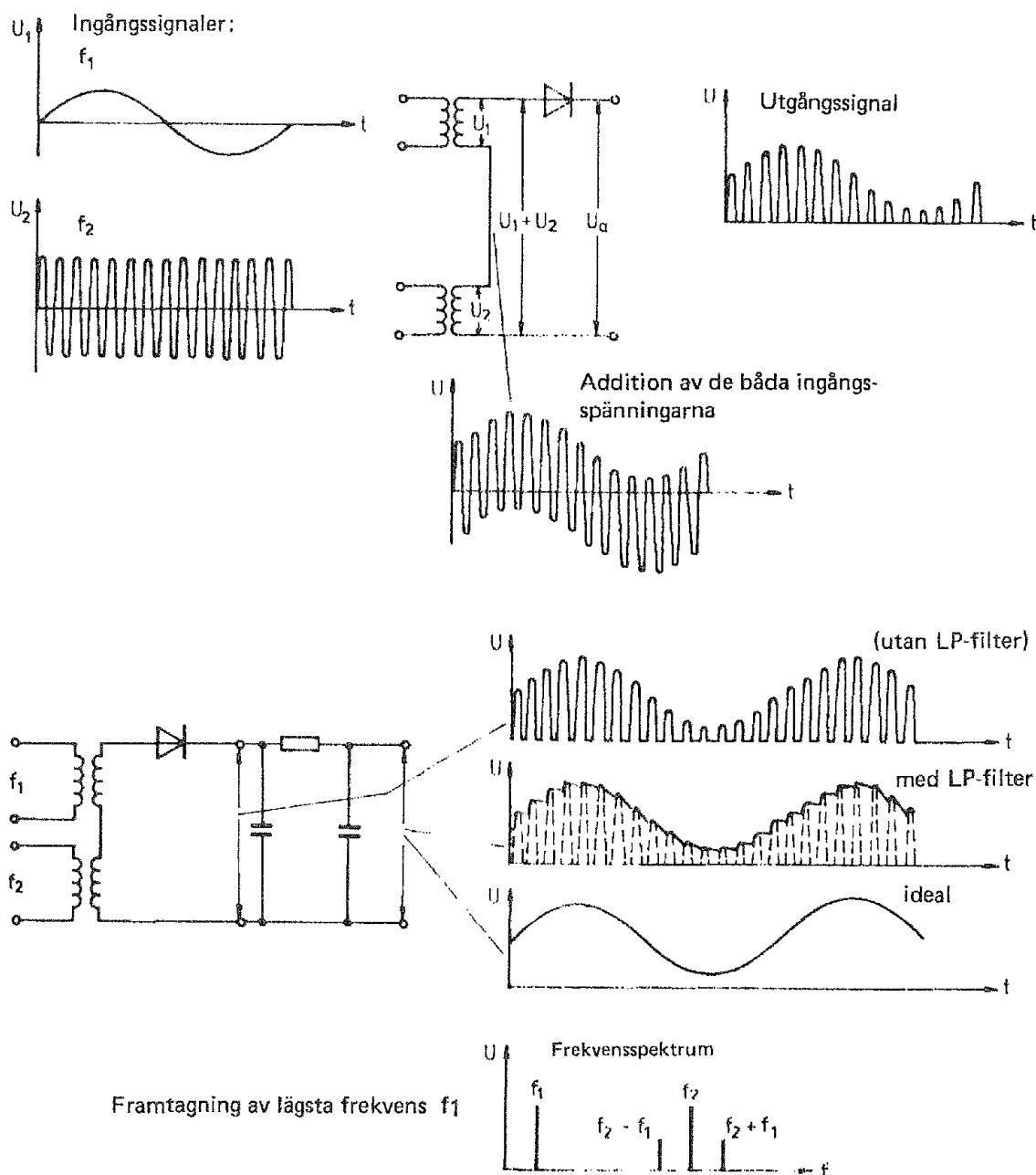


Bild 3.82: Obalanserad blandare

Det finns ingen förstärkare i kopplingen. Signalspänningarna adderas genom att de två transformatorernas sekundärlindningar är seriekopplade. Dioden ”förvränger” kraftigt summaspänningens kurvform. Beroende av hur dioden är polariserad (vänd i kopplingen) blir den negativa eller den positiva halvvågen bortskulpen.

Signalen på blandarens utgång, alltså efter dioden, innehåller bland annat frekvenserna $f_1, f_2, f_2 + f_1, f_2 - f_1$. Den längsta frekvensen f_1 kan lättast påvisas genom att ansluta ett lågpassfilter till blandarens utgång.

Resultatet kan studeras med ett oscilloskop. Liksom på bilden ser man då att kondensatorn laddas upp till den positiva halvvågens toppvärde och med gott närmevärde följer kurvformen på f_1 .

Bild 3.83 visar en obalanserad blandare med en resonator. En resonanskrets med lämplig bandbredd och som är avstämmd till resonansfrekvensen f_2 ansluts nu till blandarens utgång. En signal med frekvensen f_2 kan då urskiljas och studeras i oscilloskopet. Resonanskretsen tillförs energi under de positiva halvvågorna. Energin i resonanskretsen kompletterar med den negativa halvvågen, varvid en del av kretsens energi förbrukas. Därför har de positiva och negativa halvvågorna inte samma amplitud (toppvärde).

Det syns i oscilloskopet hur amplituden ”svävar”. Av detta dras slutsatsen att signalen består av fler frekvenser än f_2 . Signalen är sammansatt av $f_2, f_2 + f_1$ och $f_2 - f_1$. Signalen f_1 ligger utanför resonanskretssens selektiva område och blir därför bortfiltrerad (undertryckt). Blandningsprodukterna $f_2 + f_1$ och $f_2 - f_1$ har båda en mindre amplitud än f_2 .

Att det finns olika grundtoner och blandningsprodukter kan bevisas med en ännu smalare resonanskrets med variabel frekvensavstämning, se bildens nedre del. Vi har hittills utgått från en obalanserad blandare. Andra blandartyper som den balanserade blandaren och den dubbelbalanserade blandaren producerar färre blandningsprodukter.

3.8.2.1 Balanserad blandare

Bild 3.84 visar en balanserad blandare. Den balanserade blandaren har till skillnad från den obalanserade blandaren två dioder och HF-transformatorernas ena lindning har mittuttag. Ingången E_1 ligger på den ena transformatorns primärlindning. Ingången E_2 ligger över de båda mittuttagnen. Utgången ligger på den andra transformatorns sekundärlindning.

Ingången E_1 matas med en signal med en låg frekvens f . Eftersom en av de båda dioderna alltid spärrar, flyter ingen ström. De streckade pilarna visar endast i vilken riktning strömmen kunde flyta, om de spärrande dioderna vore öppna. Men så länge som ingen signal ligger på ingång E_2 , uppträder ingen signal på utgången.

Signalen på E_1 avlägsnas och i stället matas ingången med en hög frekvens F . Under den positiva halvvågen är de båda dioderna öppna och genom

båda flyter lika stor ström. De båda transformatorernas lindningshalvor genomflyts av lika ström i motsatt riktning och då upphäver magnetfältet i lindningshalvorna varandra och ingen signal uppträder på utgången.

När signaler läggs båda ingångarna händer följande:

Dioderna öppnar och stänger i takt med signalen på ingång E_2 , med frekvensen F . Den mycket svagare signalen på ingång E_1 , med frekvensen f , kan alltefter polaritet passera diod D_1 eller D_2 . På återvägen överlägras signalen från E_1 på signalen från E_2 . Strömmarna i lindningshalvorna är olika stora. Då uppträder en signal på utgången. Efter blandaren följer ett filter som endast släpper igenom de önskade blandningsprodukterna $F + f$ eller $F - f$.

3.8.2.2 Dubbelbalanserad blandare

Bild 3.85 visar en dubbelbalanserad blandare.

En dubbelbalanserad blandare (även kallad *ringblandare*) består av fyra dioder, som är riktade åt samma håll i en ”diodring”. Ingången matas med en signal med en låg frekvens f . Till skillnad mot i den balanserade blandaren flyter en ström genom dioderna D_1 och D_4 respektive D_2 och D_3 , men inte genom utgångstransformatorn. Ingen signal finns på utgången så länge som signalen F saknas.

Signalen på E_1 avlägsnas och i stället matas ingången E_2 med en hög frekvens F . Till skillnad mot i den balanserade blandaren flyter en ström genom dioderna D_1 och D_2 respektive D_3 och D_4 . Magnetfältet i transformatorernas lindningshalvor upphäver då varandra. Ingen signal finns på utgången, så länge som signalen f saknas.

När signaler läggs på båda ingångarna händer följande:

De fyra dioderna kommer att öppna och stänga parvis. Som i den balanserade blandaren överlägras strömmen från ingång E_1 på den ström som dioderna öppnar för.

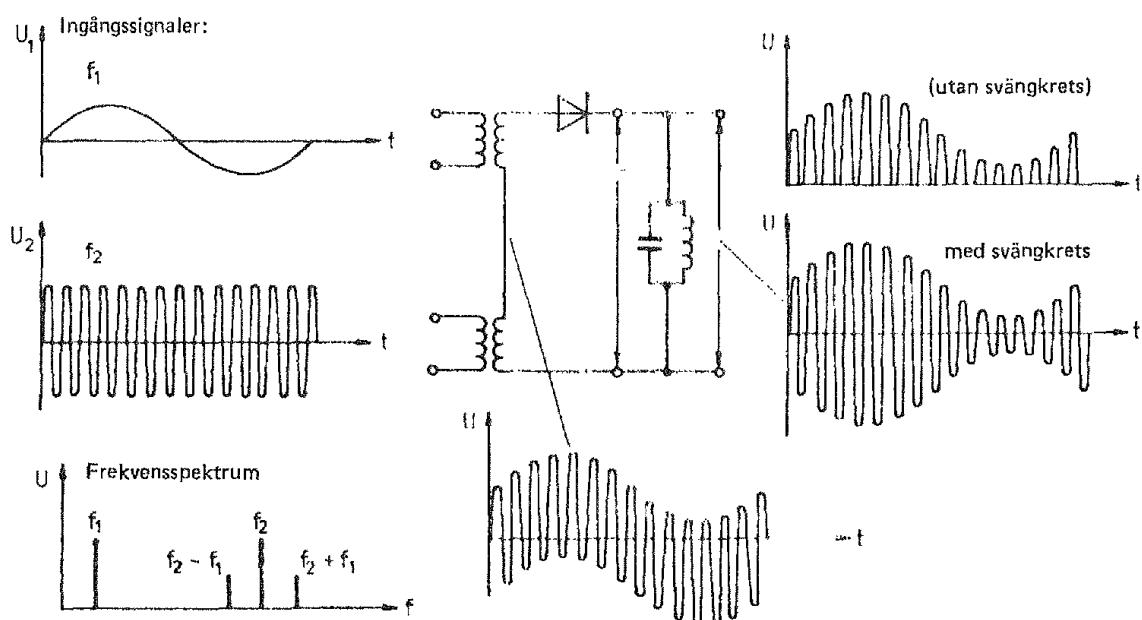
Här utnyttjas båda halvperioderna av F . Strömmarna i lindningshalvorna blir olika stora. På utgången uppträder då en signal. Efter blandaren följer ett filter som släpper igenom de önskade blandningsprodukterna.

3.8.3 Jämförelse av blandare

Bild 3.86 visar de tre beskrivna grundkopplingarna och de jämförs med avseende på frekvensspektrum på utgången.

För den obalanserade blandaren uppträder summafrekvensen $F + f$ och skillnadsfrekvensen $F - f$, vidare ingångsfrekvenserna f och F , deras övertoner $2f, 3f, 4f, \dots$ respektive $2F, 3F, 4F, \dots$ liksom deras blandningsprodukter $F \pm 2f, F \pm 3f, \dots$ och $2F \pm f, 2F \pm 2f, 2F \pm 3f$ och så vidare.

För den balanserade blandaren saknas frekvensen F och dess övertoner. Vidare bortfaller de jämna övertonerna av frekvensen f .



Framtagning av frekvenserna f_2 , $f_1 + f_2$, $f_2 - f_1$

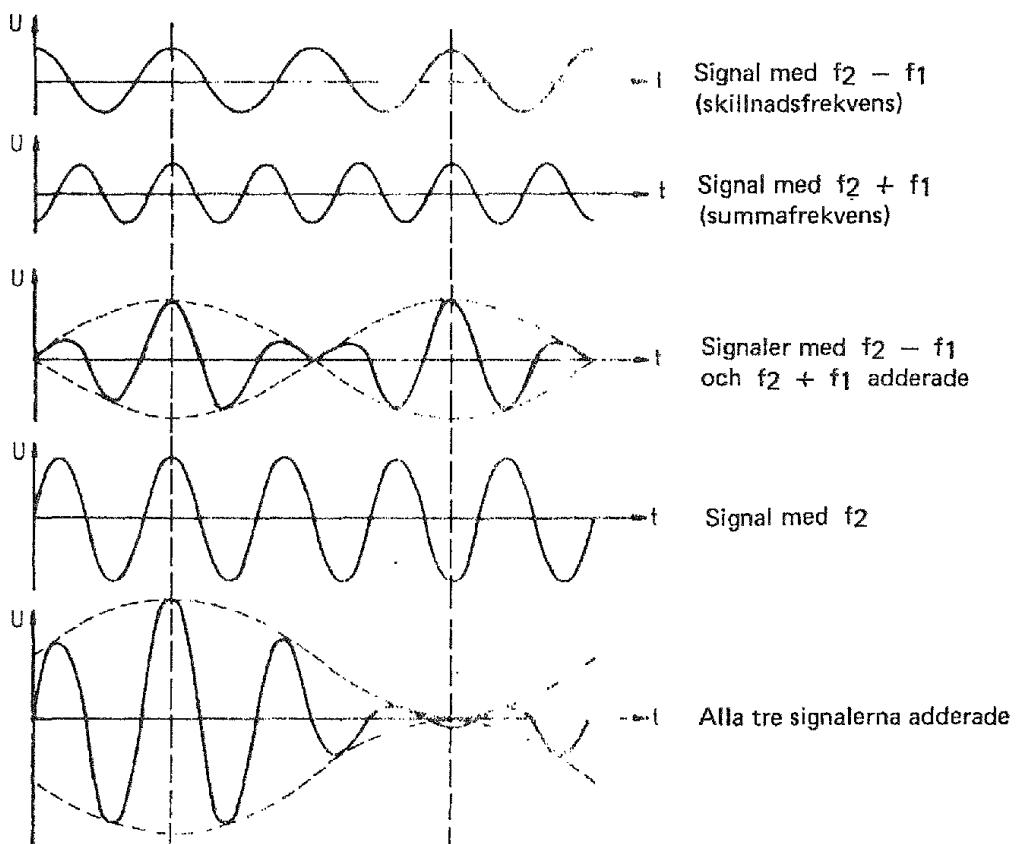
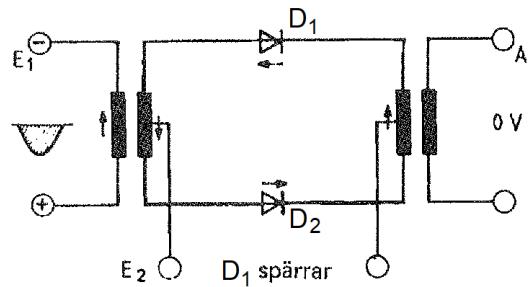
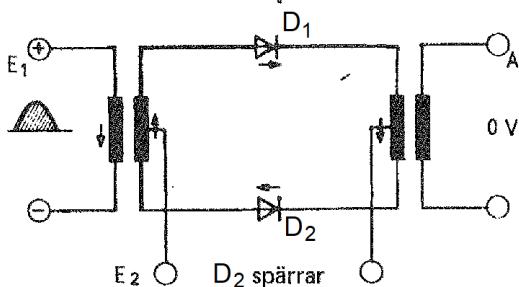
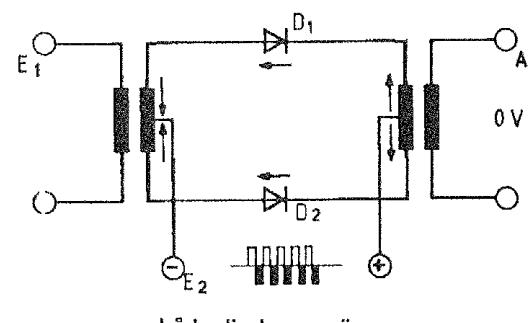
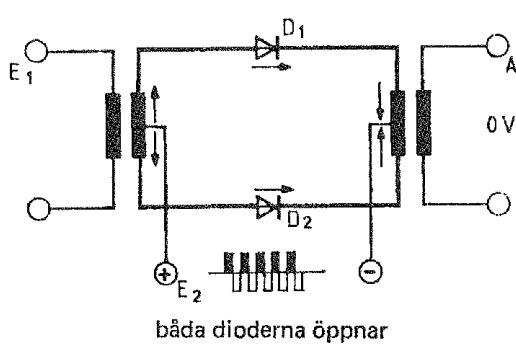


Bild 3.83: Obalanserad blandare med resonator

Bara signalen E_1 med frekvensen f ligger på



Bara signalen E_2 med frekvensen f ligger på



Båda signalerna ligger på

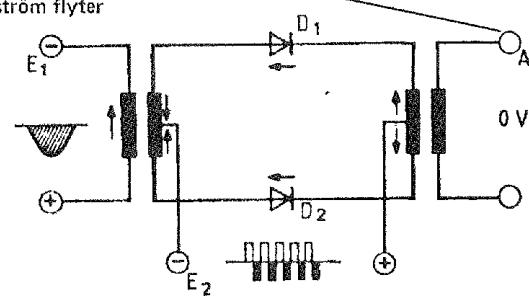
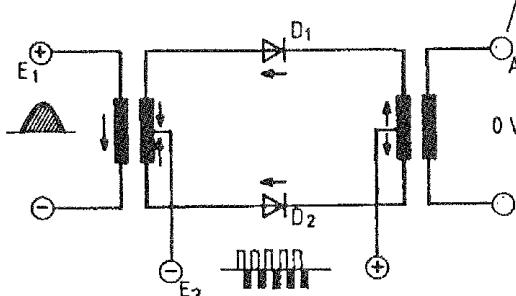
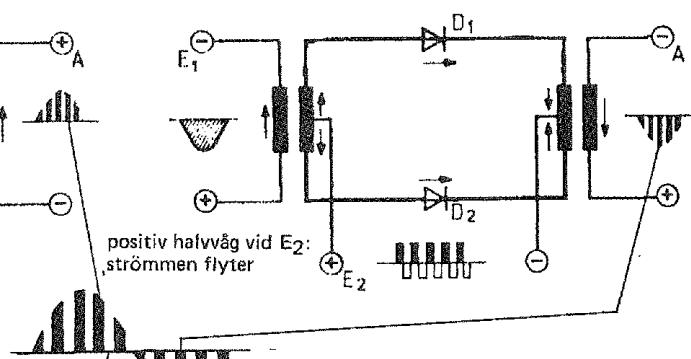
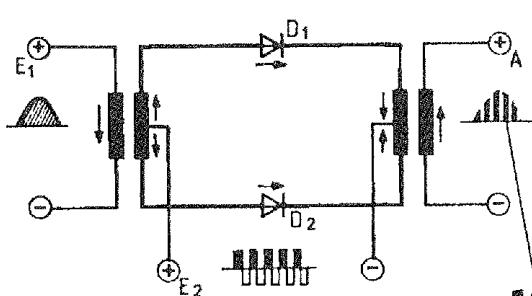
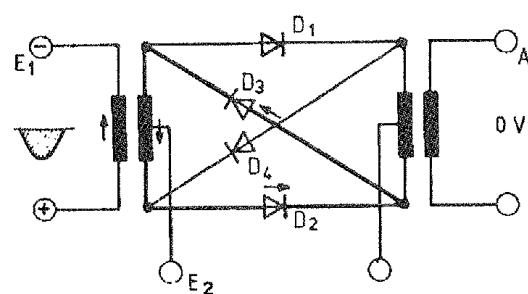
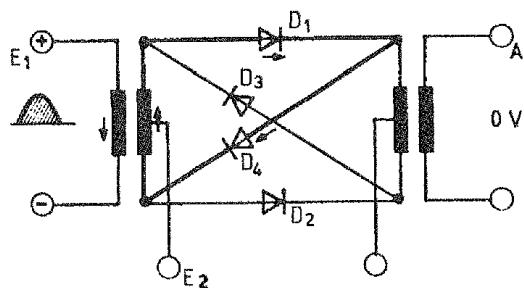
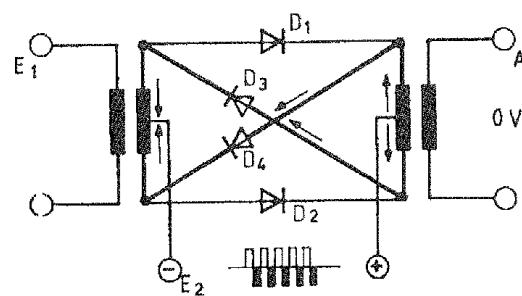
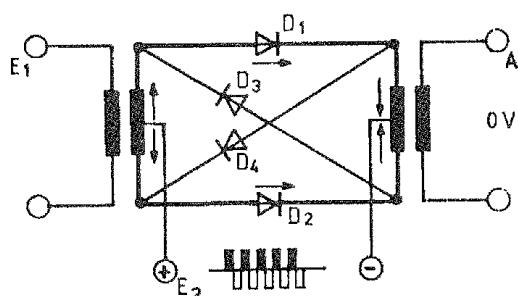


Bild 3.84: Balanserad blandare

Bara signalen E_1 med frekvensen f ligger på



Bara signalen E_2 med frekvensen f ligger på



Båda signalerna ligger på

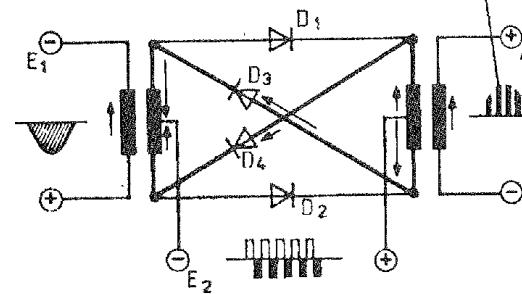
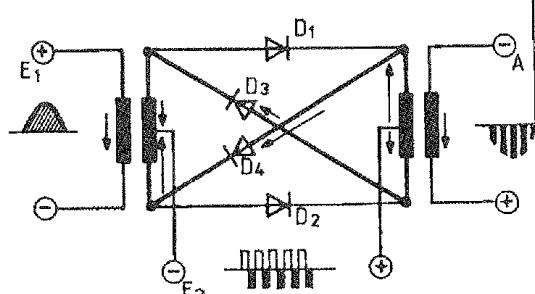
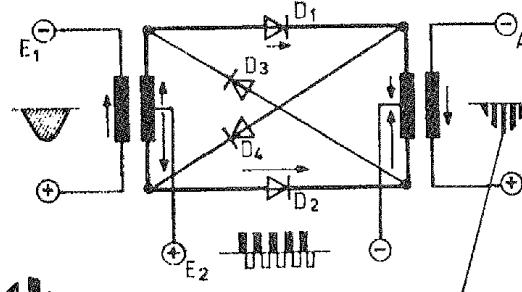
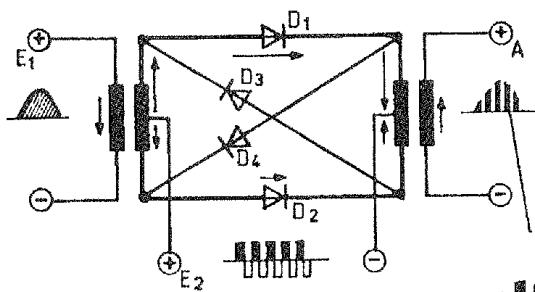


Bild 3.85: Dubbelbalanserad blandare

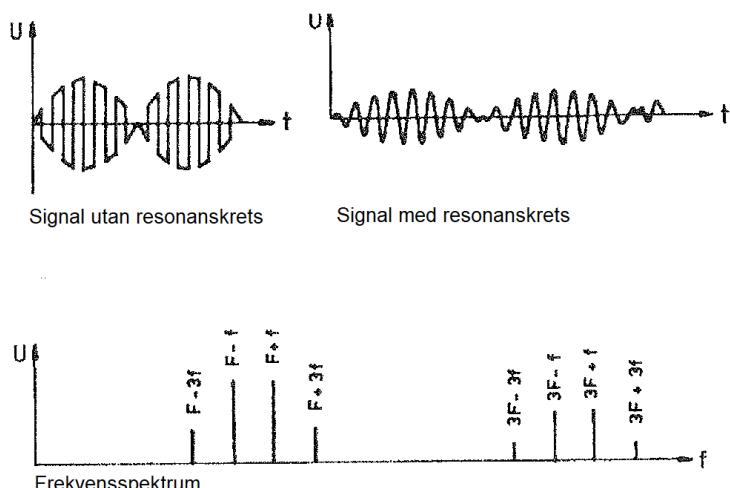
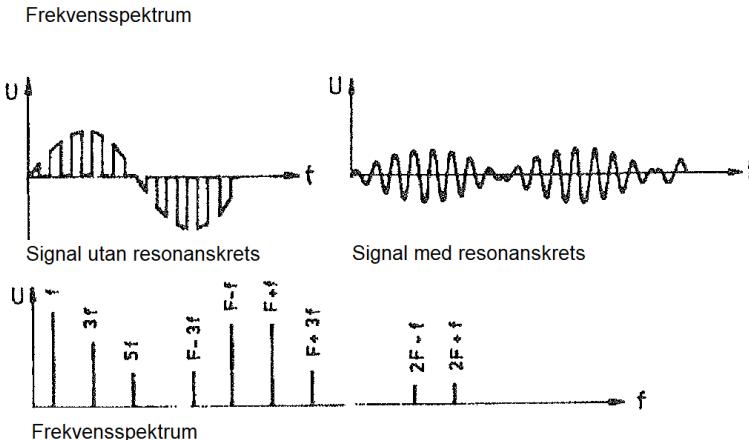
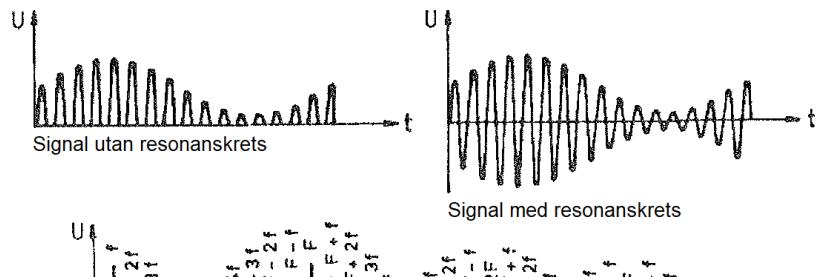
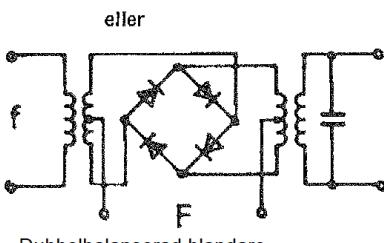
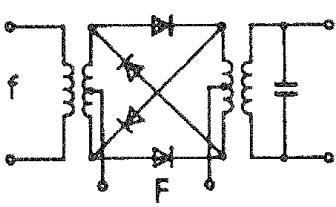
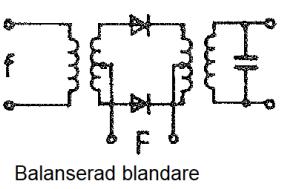
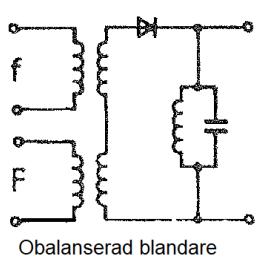


Bild 3.86: Jämförelse mellan olika blandare

För den dubbelbalanserade blandaren bortfaller ännu fler icke önskvärda signaler, nämligen ingångssignalerna f och F och alla deras övertoner. Endast blandningsprodukter av udda övertoner uppträder.

För en obalanserad blandare filtrerar resonanskretsen ut frekvenserna $F + f$, $F - f$, och F . De balanserade blandarna saknar däremot frekvensen F , den filtrerade signalen innehåller endast blandningsprodukterna $F + f$ och $F - f$. Om dessa båda blandningsprodukter är väl åtskilda eller resonanskretsen har en bättre selektionsförmåga, då blir enbart summafrekvensen $F + f$ eller skillnadsfrekvensen $F - f$ framfiltrerad.

Vi har visat tre typer av blandare med passiva komponenter. Sådana innehåller olinjära dioder (germanium- eller kiseldioder). Det finns även blandare med aktiva komponenter, det vill säga elektronrör eller transistorer (bipolära, FET, MOSFET), men det skulle leda för långt att gå in på alla olika lösningar. Mer om hur frekvensblandning används för demodulering och modulering finns att läsa i kapitel 5.1 om mottagare och i kapitel 6.1 om sändare.

3.8.4 Icke önskade övertoner och blandningsprodukter

Varje olinjärt arbetande funktionssteg alstrar förutom nyttofrekvenser även icke önskade signaler med andra frekvenser. Både önskade och icke önskade signaler kan bestå av övertoner eller blandningsprodukter (skillnads- och summatorer) eller bådadera.

Vissa av signalerna filtreras fram för att utgöra nytto signaler. Andra signaler filtreras bort, så att till exempel utsändning inte sker på fel frekvenser.

Bild 3.87 visar ett frekvensspektrum från en super-VFO, som vi beskrivit i avsnitt 3.7.3. Vi ska nu undersöka vilka blandningsprodukter som uppstår i en sådan. De två mest uppenbara frekvenserna är blandningsprodukterna (summan) i området 144–146 MHz och (skillnaden) i området 128–126 MHz.

Ut från blandaren finner vi ingångsfrekvensen 136 MHz och dess övertoner 272 MHz, 408 MHz och så vidare såväl som VFO-signalen och dess övertoner. På bilden är VFO-frekvensen 8 MHz och dess övertoner inritade, det vill säga 16 MHz, 24 MHz, 32 MHz och så vidare.

Tyvärr bildar också de båda ingångssignalernas övertoner blandningsprodukter vilket bilden visar.

Bandpassfiltret släpper igenom nyttofrekvensen, men dämpar alla övertoner och blandningsprodukter. Detta är enklare ju längre ifrån nytto signalen de icke önskade signalerna ligger. I vårt exempel faller VFO-signalenns övertoner inom bandpassfiltrets passband på följande sätt:

$$\begin{array}{lll} 15 \cdot 9,6 & = 144 \text{MHz} & \text{till } 15 \cdot 9,733 = 146 \text{MHz} \\ 16 \cdot 9,0 & = 144 \text{MHz} & \text{till } 16 \cdot 9,125 = 146 \text{MHz} \\ 17 \cdot 8,471 & = 144 \text{MHz} & \text{till } 17 \cdot 8,588 = 146 \text{MHz} \\ 18 \cdot 8,0 & = 144 \text{MHz} & \text{till } 18 \cdot 8,111 = 146 \text{MHz} \end{array}$$

Eftersom det här handlar om 15:e – 18:e övertonerna, blir amplituderna så små att vi kan bortse från dem.

Det är viktigt med goda filter i signalbehandlade funktionssteg. En god regel är att på ett tidigt stadium filtrera bort oönskade övertoner och blandningsprodukter – helst i varje steg – så att onödigt komplexa signaler undviks. Det är också viktigt med frekvensvalet, så att oönskade blandningsprodukter kommer så långt bort från nyttofrekvensen som möjligt, liksom att endast mycket höga övertoner med motsvarande små amplituder faller inom det nyttiga frekvensområdet.

3.9 Modulatorer

3.9.1 Allmänt

När en signal (bärväg) påverkas så att den överför informationen i en annan signal, sägs bärvägen bli modulerad. Detta förlopp kallas modulation. Vad som då händer behandlas främst i avsnitt 1.8, med tillämpningar i kapitel 6.1 och delvis i kapitel 5.1.

En anordning för modulation kallas för modulator. En modulator kan ingå som en funktion i sändare, mottagare med flera system. Beroende på modulationsmetoden används olika kombinationer av delkretsar som tillsammans utgör modulatorn.

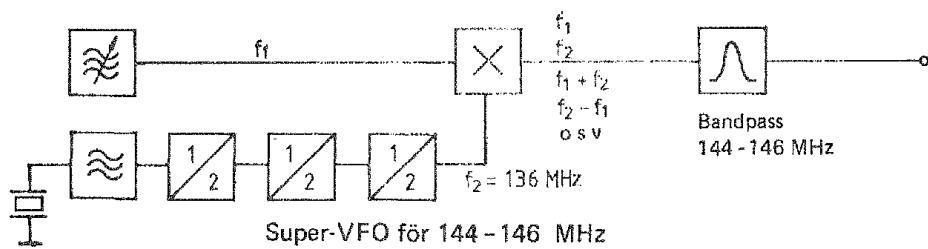
I detta avsnitt ges exempel på några vanliga modulatorer för sändare.

3.9.2 Amplitudmodulatorer

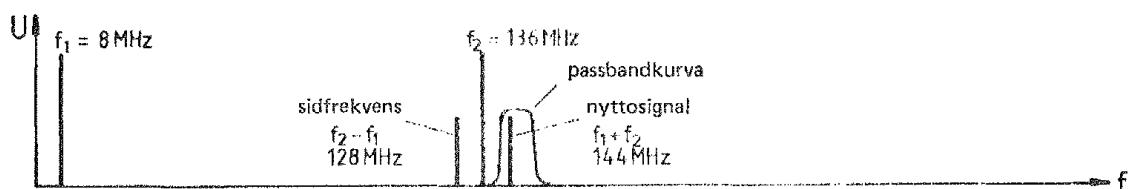
Med en amplitudmodulator påverkas bärvägens amplitud proportionellt mot den modulerande signalens amplitud.

Vid sändningsslaget A1A är amplituden på den modulerande signalen antingen maximal eller ingen. Då består modulatoren av en nycklingskrets, som påverkar till exempel ett drivsteg i sändaren så att bärvägen släpps fram helt eller inte alls.

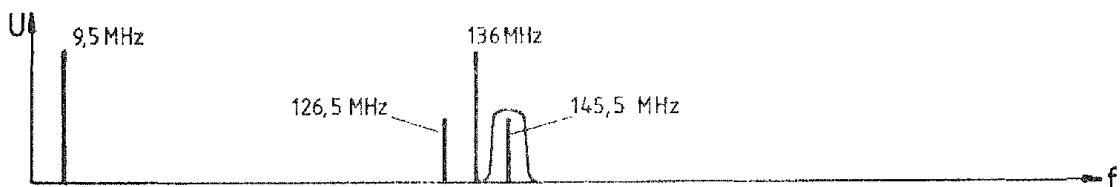
Vid sändningsslaget A3E har den modulerande signalens amplitud ett analogt förlopp, till exempel tal, med vilket bärvägens amplitud moduleras. Här beskrivs amplitudmodulation i en förstärkare med ett katodkopplat elektronrör. En emitterkopplad transistorförstärkare kan moduleras på ett liknande sätt. I båda fallen moduleras förstärkarens arbetspänning (anodspänning respektive kollektorspänning) med den modulerande signalen. Det som då händer är att två signaler blandas på ett sätt som beskrivs i avsnitt 1.8



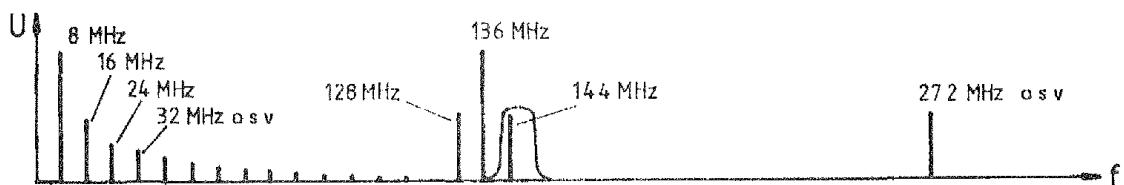
BLANDARUTGÅNGENS FREKVENSSPEKTRUM



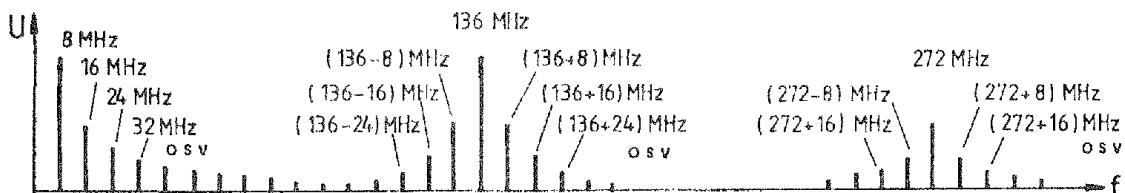
a) Förenklad framställning med VFO:n avstämmd till 8 MHz



b) Förenklad framställning med VFO:n avstämmd på 9,5 MHz



c) Ingångssignalens övertoner med VFO:n avstämmd på 8 MHz



d) Blandningsprodukter från blandning av övertoner

Bild 3.87: Frekvensspektrum från en super-VFO

med tillämpning på A3E. I vila är då bärvägsamplituden halva den möjliga inom arbetskurvans linjära del. Vid modulation kommer bärvägens amplitud att variera mellan noll och den möjliga amplituden.

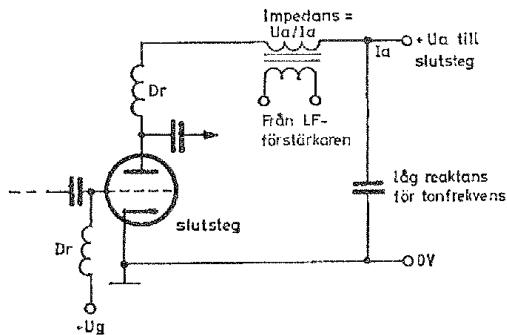


Bild 3.88: A3E-modulator

Bild 3.88 visar ett sändarslutsteg med en triod. I serie med tilledningen för anodspänningen finns sekundärlindningen av en modulationstransformator för LF-signalen.

Den LF-förstärkare som driver transformatorn måste för 100 % modulationsgrad kunna avge bärvägens halva effekt. Eftersom uteffekten från en fullt utmodulerad A3E-sändare är 150 % av den i vila, måste slutsteget dimensioneras därefter. Utöver den egna signalspänningen måste modulationstransformatorn även klara slutstegets arbetsspänning.

Om som på bilden anodspänningen i ett förstärkarsteg amplitudmoduleras, kan förstärkarsteget arbeta olinjärt, till exempel i klass C. Varje följande förstärkarsteg måste däremot arbeta linjärt, till exempel i klass A.

På grund av den låga verkningsgraden och det stora bandbreddsbehovet används i dagens amatörradiosändare knappast ”äkta” amplitudmodulering, det vill säga A3E. I stället används i läget ”AM” nästan alltid H3E, det vill säga enkelt sidband med full eller reducerad bärväg (se nästa stycke). Trots det lägre effektbehovet på grund av endast ett sidband och eventuellt reducerad bärvägsamplitud kan av dimensioneringsskäl ändå inte de flesta H3E-sändare avge sin fulla effekt kontinuerligt!

Som redan sagts i avsnitt 1.8, är det onödigt sända ut två sidband, eftersom båda innehåller samma information. Det räcker med ett sidband. Bärvägen innehåller inte någon information. Den kan därför undertryckas redan i sändaren för att ersättas i mottagaren. Därmed uppstår sändningsslaget J3E.

3.9.3 Sändningsslaget J3E (SSB)

Vid sändningsslaget J3E (SSB) sänds således endast ett sidband. Det andra sidbandet och bärvägen undertrycks, vilket kan göras på flera sätt. Numera är den så kallade filtermetoden allra vanligast och den enda som behandlas här.

Bild 3.89 visar alstring av J3E (SSB). Med filtermetoden blandas HF- och LF-signalerna i en

balanserad blandare där de undertrycks medan blandningsprodukterna med deras summa- och skillnadsfrekvenser blir kvar, det vill säga det övre och undre sidbandet.

För att undertrycka det ena sidbandet före sändningen följs blandaren av ett bandpassfilter med bandbredd och frekvensläge för avsett sidband. Den signal som sänds ut innehåller på så sätt endast ett sidband (Single Side Band).

Välet mellan USB och LSB kan göras på två sätt. Antingen genom att välja mellan ett separat passbandfilter för respektive sidband eller genom att använda ett enda filter och flytta HF-signalen från ena sidan till den andra av det filtret (se bild 1.32 i avsnitt 1.8).

En J3E-modulator enligt filtermetoden består således av en balanserad blandare ofta en så kallad ringblandare (se bild 3.86 i avsnitt 3.8) samt ett bandpassfilter. För att SSB-signalen ska få avsedd sändarfrekvens kan ytterligare frekvensblandning behövas (se kapitel 6.1).

3.9.4 Vinkelmodulation

Vinkelmodulation är samlingsnamnet för frekvensmodulation (FM) och fasmodulation (PM).

3.9.5 Frekvensmodulation

Vid sändningsslaget F3E (även kallat FM) varierar bärvägens frekvens i takt med den modulerande signalens amplitud. Bärvägen kommer på så sätt att pendla omkring en nominell frekvens, det vill säga vara frekvensmodulerad. Bärvägsamplituden ändras däremot inte vid frekvensmodulation.

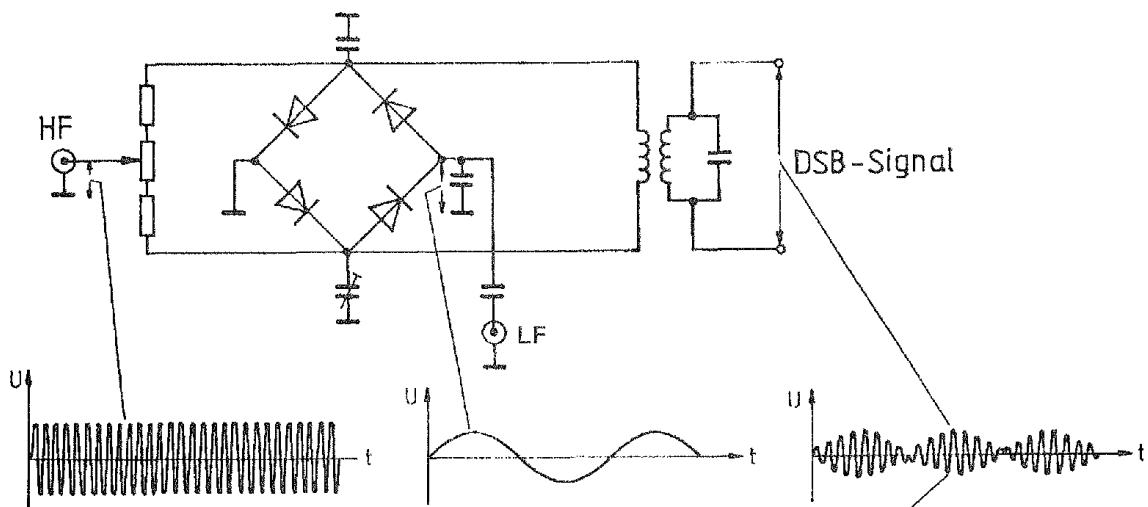
Likspänningsnivåer kan således överföras eftersom en frekvensavvikelse (deviation) i bärvägen endast påverkas av den modulerande signalens amplitud.

Vid F3E påverkas resonansfrekvensen i den resonanskrets i oscillatorn som bestämmer dess arbetsfrekvens. Det görs enklast genom att tillföra en kondensator med variabelt kapacitansvärde, en kapacitansdiod (se avsnitt 2.5.3.2).

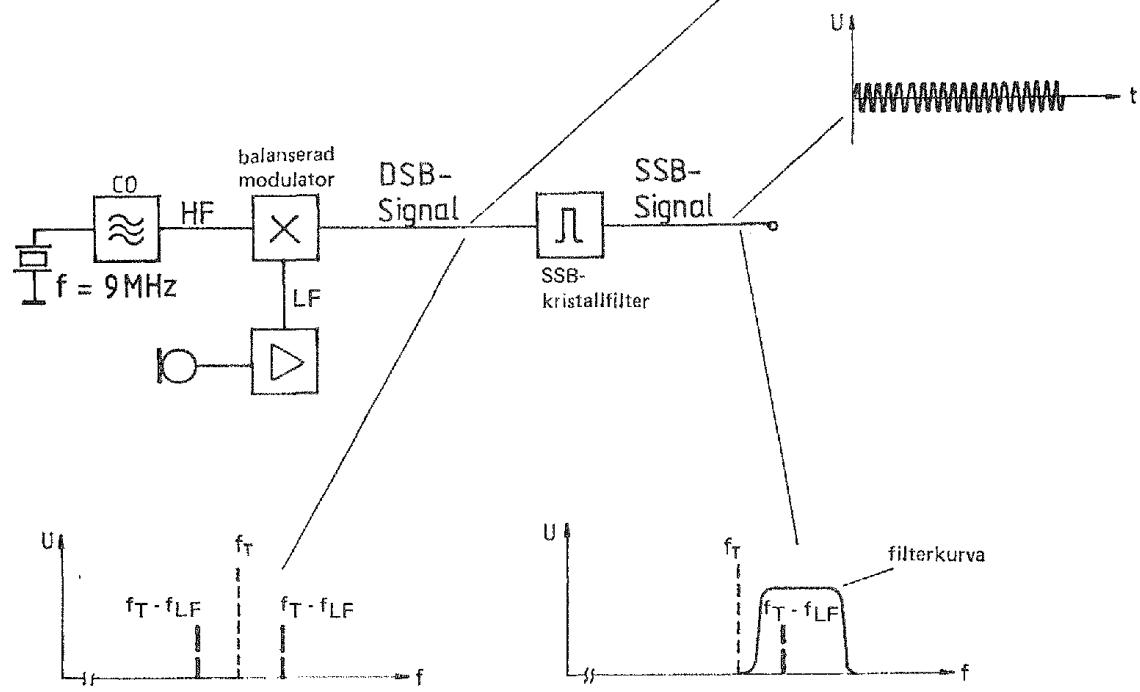
Bild 3.90 visar en LC-resonanskrets där det ingår en kapacitansdiod som styrs av en likspänning med en överlagrad modulerande LF-signal. En likspänning tjänar som en ställbar förspänning till kapacitansdioden. På så sätt kan man påverka arbetsfrekvensen. Med den överlagrade LF-signalen påverkas arbetsfrekvensen i takt med signalamplituden.

3.9.6 Fasmodulation

Vid sändningsslaget G3E (även kallat PM) varierar bärvägens fasläge i förhållande till en omodulerad referens. Bärvägens amplitud ändras däremot inte. Fasändringen – deviationen – är direkt proportionell mot hur snabbt fasläget ändras och till den totala fasändringen. Hastigheten på fasändringen är direkt proportionell mot frekvensen på den modulerande signalen och till dess amplitud.



Alstring av en DSB-signal (amplitudmodulering, dubbelt sidband med undertryckt bärvåg i en ringblandare (balanserad modulator)



Framfiltrering av övre sidbandet

Bild 3.89: Alstring av J3E (SSB)

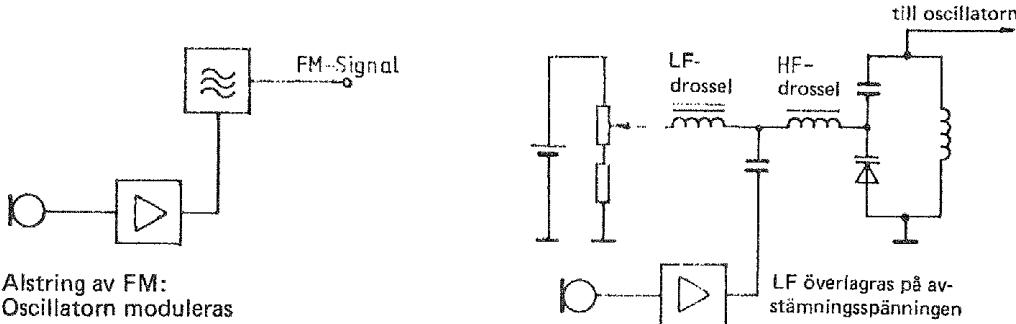


Bild 3.90: Alstring av F3E (FM)

Det betyder att deviationen vid fasmodulation ökar både med amplituden och frekvensen på den modulerande signalen. Ändringar i likspänningssnivåer kan därför överföras endast om en fasreferens används.

Fasmodulation kan alstras till exempel genom att påverka resonansfrekvensen i en resonanskrets någonstans efter oscillatorn, det vill säga där oscillatorfrekvensen inte påverkas. Denna resonanskrets har i viloläge samma resonansfrekvens som oscillatorn. När kretsen bringas ur resonans genom modulation – samtidigt som kretsen påtrycks oscillatorsignalen – uppstår i kretsen omväxlande en induktiv och kapacitativ reaktans – detta inom tiden för varje halv period. Reaktansen skapar därvid den fasförskjutning som innebär fasmodulation. Se även avsnitt 3.1.17.1 och 3.1.17.2, bilderna 3.18 och 3.19

Bild 3.91 visar alstring av G3E (PM). Liksom vid frekvensmodulation kan till exempel en kapacitansdiod användas för att med en modulerande signal påverka resonansfrekvensen i en krets.

3.10 Digital signalbehandling

HAREC a.3.8

I takt med att utvecklingen gjort avancerade kretssar allt billigare har det blivit allt vanligare med olika former av digital signalbehandling, och dessa används i varierande grad även i radiodesign.

Ofta sammanfattas det med termen *digital signalbehandling* (eng. *Digital Signal Processing (DSP)*).

Ofta förväxlas det begreppet med Digital Signal Processor (DSP), som kommit att representera en typ av processorer anpassade för signalbearbetning. Dock är begreppet vidare än så, och vilken annan form av digital processing är också en digital signalprocessing.

3.10.1 Digitala filter

HAREC a.3.8.1

Eftersom en signal så som den representeras för digitala kretssar måste vara samplad och kvantiserad, så kommer signalen att ofrånkomligen bestå av ett antal sampel med ett visst antal bitar för dess PCM-värde.

Att ändra nivån på en sådan signal görs genom att multiplicera den med något värde, det vill säga låta varje enskilt sampel i tur och ordning multipliceras med samma värde, men det ändrar inga egenskaper i frekvensen. För att få en påverkan med avseende på frekvens behöver man kombinera värdena från flera olika tidpunkter i signalen, och ofta väljer man att låta de vägas samman med olika vikt. Detta görs genom att helt enkelt fördröja sammanslagningen i flera steg, multiplicera varje fördräjning med sin vikt-konstant och sedan summa resultaten.

Det filter som man då skapat kallas för ett Finite Impulse Response (FIR) filter, för skickar man in en puls på ingången så kommer den att fördräjas stegvis och ge svaret från var och en av multiplikatorerna, i var sitt sampel, till dess att fördräjningskedjan är slut, varvid den impulsen inte ger något mer bidrag till utgången. Den räcka med sampel som kom från impulsen kallas för impulsresponsen, och eftersom den tar slut är den finit, därav namnet.

Man kan göra en variant av det här där man helt enkelt låter en annan uppsättning med multiplikatorer väga samma fördräjda sampel, men där det summerade svaret återmatas till ingången och adderas där innan fördräjningskedjan. Detta kallas för Infinite Impulse Response (IIR) filter, för att det i likhet med FIR-filter har en impulsrespons, men eftersom den återtar så kan denna rent teoretiskt pågå i all oändlighet, det vill säga engelskans infinite. I praktiken designas filter så att de inte pågår i evinnerlig tid utan, så att säga ringer ut. Själva arkitekturen är dock väldigt lämplig att använda för många ändamål.

Utöver själva filterstrukturen, det vill säga IIR och FIR, så karakteriseras de av hur många fördräjningssteg man har, då det representerar hur komplext filtret är, samt av koefficienterna som ger responsen hos filtret. Design av filterkoefficienter skiljer markant för IIR och FIR, och det finns både enkla och avancerade verktyg för det.

Ett specialfall på FIR-filter är när koefficienterna är speglade runt mitten. Då kan man matematiskt visa att de har egenskapen av linjär fas (eng. linear phase filter), och de har enbart påverkan på amplituden. En fördel med sådana filter, som är fas-linjära, är att olika frekvensers signal upplever samma grupp-

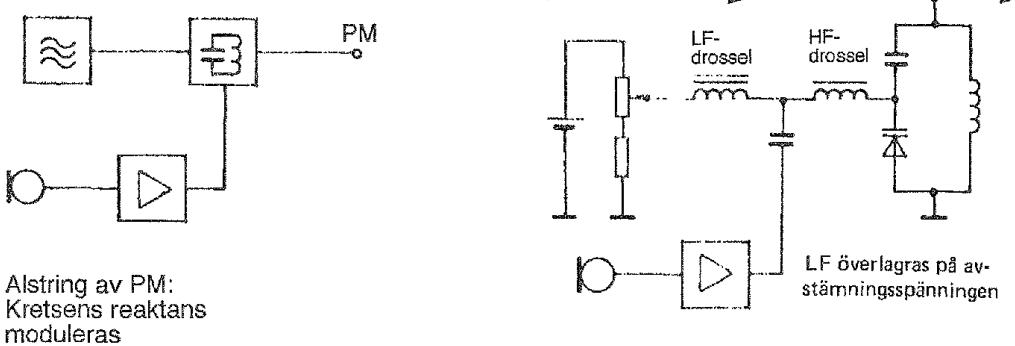


Bild 3.91: Alstring av G3E (PM)

fördräjning och därmed inte förskjuts i förhållande till varandra. Detta brukar bland annat öka taltydigheten.

3.10.2 Fouriertransform (FFT)

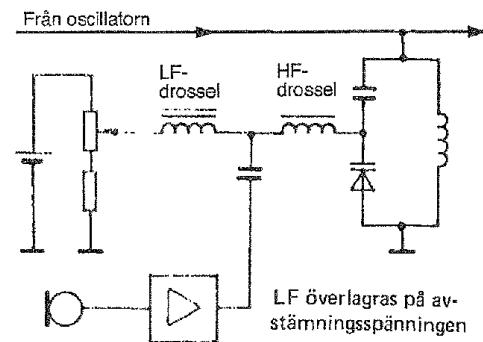
HAREC a.3.8.2

En specifik form av processing som blivit tillgänglig är fouriertransform, det vill säga förmågan att omvandla från signalstyrka över tid till signalstyrka över frekvens. Eftersom processingen sker i diskret tid, det vill säga värden med en viss tid emellan, så som ofrånkomligt med samplade värden, så är det ett specialfall av fouriertransform, som därför heter *diskret fouriertransform* (eng. *Discrete Fourier Transform (DFT)*).

DFT kan göras på alla möjliga längder av sekvenser, men är beräkningstungt om man vill ha alla möjliga frekvenser. För att reducera beräkningsmängden kan man givetvis beräkna DFT bara för ett fåtal frekvenser, men när det inte är applicerbart behöver man agera lite smartare. Så som DFT är formulerat, så ger matematiken flera genvägar, som gör att man på flera olika sätt kan slå samman beräkningarna och göra delberäkningar som kan användas av flera andra steg, och på så sätt minska beräkningsbördan. Detta kan sedan göras hierarkiskt, så att en rekursiv form kan göras. Det finns flera metoder att göra detta på, men de sammanfattas med som en snabb DFT, det vill säga *Fast Fourier Transform (FFT)*, som även den är diskret. En nackdel med FFT är man ofta hamnar på jämma tvåpotenser i antalet sampel, till exempel 512, 1024, 2048, 4096 sampel och frekvenser. Man har därmed offrat lite av DFT:ns generalitet.

Det finns mer avancerade formuleringar av FFT som utnyttjar ett eller annat trick för att jämma ut till fler storlekar, genom att inte bara göra kombination om 2 sampel, utan även 3, 5 och så vidare, som sedan kan kombineras till flera storlekar. Ett annat trick är att helt enkelt fylla på med bara nollor efter, och köra med en stor FFT.

Oavsett hur fourieranlysen görs, medger den att man fort kan få upp ett spektrum. Detta används nu mer allt oftare för att få en spektrumplot och genom att lägga flera av dessa efter varandra kan man få de



nu mer allt vanligare spektrumhistogrammen även kända som vattenfallsplottar då de påminner om ett vattenfall med sina vertikala streck.

3.10.3 Direct Digital Synthesis (DDS)

HAREC a.3.8.3

En term som kommit starkt på senare år är *Direct Digital Synthesis (DDS)*. Detta syftar på att man kan istället för som med en PLL indirekt styra en oscillator direkt syntetisera en vågform, och man kan göra det med väldigt hög upplösning och ändra den väldigt fort. Medan det kan göras på många sätt, så är den dominerande principen den att man gör en oscillator med en så kallad *fasackumulator* (eng. *phase accumulator (PA)*). En fasackumulator är inget annat än ett adderingssteg följt av en delay-steg. Det är ett extremfall av ett IIR filter, med enbart en pol, som integrerar, det vill säga ackumulerande effekt. Värdet ut från denna representerar oscillators fas, där av phase accumulator. Frekvensen styrs helt enkelt med ett värde som anger hur mycket fasen ska ökas för varje sampel. Frekvensen blir därför helt linjär, så när som på steg-upplösningen, och kan varieras fort och fritt. Upplösningen avgörs därför av hur många bitar bred som hela ackumulatorn har. Högsta frekvensen blir *Nyquistfrekvensen*, det vill säga halva samplingsfrekvensen och lägsta blir den som minst signifika biten ger.

Den utgående fasen ur själva fasackumulatorn vågformas sedan om till sinus, cosinus eller vad man nu önskar. Det går även att använda en uppslagstabell för att kunna syntetisera godtyckliga vågformer.

Idag finns det färdiga kretsar som ger väldigt stort frekvensområde med 32, 48, eller fler bitars upplösning. Inte helt sällan används DDS i kombination med mer klassiska PLL lösningar för att få bra egenskaper.

DDS har skapat en enorm frihet i hur radioapparater kan designas, och det har bidragit enormt till både prestanda och miniaturisering.

4 Isolation och jordning

Isolation och jordning är samlingsbegrepp för ett antal viktiga koncept för att reducera störningar, som även berör EMC och elsäkerhet. Detta är viktiga koncept både när man bygger en installation och när man designar utrustning. Det skapar också förståelse för hur utrustning är designad, vilket gör det enklare att använda den på ett korrekt sätt.

4.1 Isolation

Isolation (eng. *isolation*) är ett samlingsbegrepp för att separera olika signaler. Den första enkla separationsen är den hos en *isolator*, det vill säga ett material som inte leder ström så bra. Det är den mest grundläggande formen av isolation som förhindrar elektrisk ledning mellan ledningar.

Man brukar prata om *galvanisk isolation* (eng. *galvanic isolation*) för en isolation som inte kan leda likström. Transformatorer används ofta för att åstadkomma galvanisk isolation.

Nu är isolation inte begränsat till enbart likström, utan även växelpänning kan behöva isoleras. Hur god isolationen är beror kraftigt på frekvensen, och de åtgärder man gör bör anpassas för hur god isolation man behöver eller vill ha för olika frekvenser. Man kan till exempel vilja ha god isolation vid sändar- och mottagarfrekvensen 14 MHz, men vill inte ha galvanisk isolation för det gemensamma 12 V kraftaggregatet.

4.2 Jordning

Jordning (eng. *bonding*) eller dagligt tal *jord* (eng. *ground, earth*) är en kopplingsstrategi för att få samma referenspotential i olika delar av en elektrisk koppling. Man bygger ett *jordnät* (eng. *bonding network (BN)* [22, kap 3.2.1] och *earthing network*) [22, kap 3.1.3] för att koppla samman de olika jordpunkterna.

Den engelska termen *bonding* och även *bonding network* ger en indikation på vad det handlar om, nämligen en metod att knyta samman flera olika delar av en design eller installation för att få en gemensam referenspänning. Det är helt enkelt en galvanisk sammankoppling.

Många gånger kallas den referenspotentialen för *jordpotential* för att det är väldigt behändigt att använda jorden som referens, helt enkelt gräva ned en ledare i marken, till exempel jordspett (eng. *earth electrode*) [22, kap 3.1.2], för att den vägen få tillgång till jordpotentialen.

Begreppen *jord* och *jordning* är dock ofta missförstådda då det finns en övertro på att man kan ta ned störningar med enbart *jordning*. Det förekommer

också att man upplever att man har problem där jorden upplevs skapa störningar, varvid en del felaktigt bryter jorden, och därmed *skyddsjorden*, något man inte får göra av elsäkerhetsskäl.

På samma sätt tror många att man kan göra sig av med en stor växelström i jorden. Detta kallas ibland lite skämtsamt för *blomjordning*, för att man inte tagit hänsyn till jordledarens resistans och induktans, vilket gör att en växelström inte kan ta sig så långt då ledaren motarbetar den. Man hade lika gärna kunnat lägga ned sin jordanslutning i en blomkruka för där gör den lika god nytta.

Inom elkraft förekommer även termen *nolla* (eng. *neutral*), den kan lätt förväxlas med jorden, men ska hanteras separat från skyddsjord utom där elsäkerhetsföreskrifter föreskriver att de ska vara sammankopplade. Nollan är den ledare som är returledare för strömmen. I det vanligaste elsystemet *TN-C*, är nollan sammankopplad med skyddsjorden i elcentralen, men ut från elcentralen hanteras den som en separat ledare. Man får inte koppla ihop dem för att spara ledare! Skyddsjorden ska ha väldigt lite ström på sig, och därmed även ha väldigt låg spänningsskillnad från jordpotentialen, men i praktiken kommer det ändå finnas skillnader.

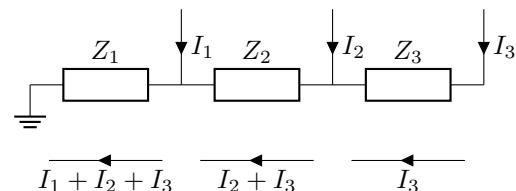


Bild 4.1: Seriekopplat jordsystem

4.2.1 Seriekoppling av jord

Den enklaste uppkopplingen av jordförbindelse är att seriekoppla jorden [26, kap 3] mellan ett antal strömförbrukare. Detta förekommer till exempel i en serie av eluttag matade från samma säkring eller flera eluttag i en skarvdosa.

I bild 4.1 att vi har tre strömförbrukare som var och en bidrar med en ström I_1 , I_2 och I_3 , och att dessa är seriekopplade till en jordanslutning. Från jordanslutningen till strömbidraget I_1 har vi impedansen Z_1 , och från den punkten har vi impedansen Z_2 fram till strömbidragen I_2 och slutligen impedansen Z_3 fram till I_3 .

En naiv tolkning är att spänningen U_1 för strömbidraget I_1 blir $U_1 = Z_1 I_1$, vidare $U_2 = (Z_1 + Z_2) I_2$ och $U_3 = (Z_1 + Z_2 + Z_3) I_3$ för det blir det ju om varje ström ansluts var och en för sig, det vill säga normal seriekoppling av impedanserna. Denna analys är dock

för enkel för att ta hänsyn till fallet när strömmarna ansluts samtidigt, eftersom strömmar och spänningar kommer samverka.

Den totala strömmen genom första impedansen Z_1 blir ju summan av de tre strömmarna, därför måste också spänningen höjas med det bidraget. Den första spänningen blir därför $U_1 = Z_1(I_1 + I_2 + I_3)$. På liknande sätt beräknas den andra spänningen med de bågge strömmarna I_2 och I_3 plus spänningen U_1 och därför blir $U_2 = U_1 + Z_2(I_2 + I_3)$. Slutligen blir den sista spänningen $U_3 = U_2 + Z_3I_3$. Med förenkling får vi

$$\begin{aligned} U_1 &= Z_1I_1 + Z_1I_2 + Z_1I_3 \\ U_2 &= Z_1I_1 + (Z_1 + Z_2)I_2 + (Z_1 + Z_2)I_3 \\ U_3 &= Z_1I_1 + (Z_1 + Z_2)I_2 + (Z_1 + Z_2 + Z_3)I_3 \end{aligned}$$

Vi ser då att störningen blir

$$\begin{aligned} \Delta U_1 &= Z_1I_2 + Z_1I_3 \\ \Delta U_2 &= Z_1I_1 + (Z_1 + Z_2)I_3 \\ \Delta U_3 &= Z_1I_1 + (Z_1 + Z_2)I_2 \end{aligned}$$

Vilket är ett tydligt exempel på hur strömmarna stör varandras spänningar och därmed har avsaknad av isolation.

Fördelen med seriekopplad jord är förstås att man får flera korta anslutningar men däremot kommer summeringen av de olika strömmarna göra att man får dålig isolation mellan de olika jordströmmarna och hur nollpotentialen upplevs.

4.2.2 Parallelkoppling av jord

Om vi istället ansluter våra tre laster med individuella ledare till jord kommer de olika strömmarna inte att samverka, detta är en parallelkoppling av jord [26, kap 3]. Vi har därmed åstadkommit en isolation mellan strömmarna med avseende på jordanslutningen en.

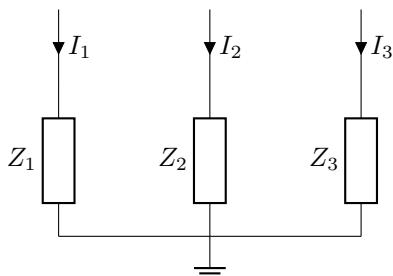


Bild 4.2: Parallelkopplat jordsystem

Dock kommer varje strömkälla uppleva en förskjutning i spänningen av sin jord som beror på dess egen ström och impedansen den har till jord. För att minska denna effekt kan en minskad strömförbrukning användas eller oftare en förbättrad jordanslutning.

Givetvis kan även varje strömförbrukare ha två jordan, parallellt. Elkraftsystemens användning av både *skyddsjord* och *nolla* är just ett sådant system, där nollan är den som har strömmen och tillåts få åka runt i spänning, medan skyddsjorden i allmänhet enbart har små strömmar. Skyddsjordens funktion

är också att kunna hantera stora strömmar vid fel, för att kunna bryta tillförseln. Skyddsjorden har egentligen det som sitt huvudsyfte, men ger ofta en bra jordreferens.

I apparater och även inne på kretskort kan man ha parallelkoppling. Det är även känt som *stjärnjordning* (eng. *star grounding*) eftersom kopplingsschemat ser ut att ha en stjärna från en gemensam punkt. Det kan vara nyttigt att isolera jord för analoga signaler från digitala eller rent av reläer, PA med mera. Man försöker sätta stjärnan direkt vid anslutningen till kraftaggregatet för att hålla dem så gemensamt som möjligt men med så lite påverkan av seriejordning som möjligt. Samma teknik används ofta för själva kraftdistributionen av samma skäl.

4.2.3 Sammankoppling av apparater

I ett system där man har gjort parallella jordan i matningen, vill man nu koppla samman två apparater för att överföra en signal. En första naiv lösning är ju att helt enkelt bara dra en tråd Z_{signal} från den ena apparaten över till den andra. Eftersom de har jordanslutning så har de ju en gemensam jordreferens.

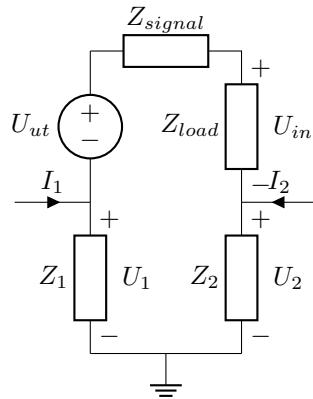


Bild 4.3: Sammankopplat system

Problemet är att när strömmen I_1 till den första apparaten går igenom anslutningsimpedansen Z_1 till jord så ger det en spänning $U_1 = Z_1I_1$ på den jordanslutningen. På samma sätt kommer den andra apparaten att uppleva jorden med en förskjutning av jordspänningen på $U_2 = Z_2I_2$. Om den tänka utspänningen är U_{ut} så kommer den egentliga utspänningen vara $U_{ut} + U_1$ i förhållande till jord. Om vi för studien antar att det inte går någon anmärkningsvärd ström i ledaren över till den andra apparaten så kommer den uppleva det som en inspänning U_{in} i förhållande till sin jordpotential U_2 det vill säga $U_{in} = U_{ut} + U_1 - U_2$.

Vi ser här att skillnaden i jordpotential kommer förskjuta den upplevda inspänningen U_{in} från den avsedda spänningen U_{ut} med skillnaden i jordpotential, det vill säga $U_1 - U_2$ som i sin tur beror på anslutningarnas impedans och strömmarna. Överföringen kan därför ha problem med sin isolation av I_1 och I_2 till U_{in} .

Om de bågge strömmarna inte har någon starkt frekvensinnehåll för det frekvensband som man observerar på mottagaren, så fungerar dock detta fint. Inte

helt sällan råkar dock isolationen bli ett bekymmer antingen direkt eller genom att det stör funktionen indirekt.

Ett försök att minska störningen är förstås att försöka minska Z_1 och Z_2 genom att göra motståndet mindre, till exempel genom kortare kablar eller grövre kablar. Detta fungerar givetvis, men enbart till en viss praktisk gräns.

Det här illustrerar grunden i hur *jordbrum* (eng. *hum*) brukar uppstå när man kopplar ihop två apparater. Själva jordbrummet kommer från kraftaggregaten och då deras strömmar delar krets med nyttosignalen så kommer *överhörning* (eng. *crosstalk*) göra att brummet blir märkbart. Det finns givetvis många vägar för brum att störa en signal.

4.2.4 Isolerad jordning

En strategi för att skapa isolation från jordvägen är att helt enkelt isolera signalerna och deras jord från kraftförsörjningens jord, detta kallas för *isolerad jordning* (eng. *isolated bonding* även *isolated bonding network (IBN)*) [22, kap 3.2.4]. Man börjar plötsligt prata om *skyddsjord* skilt från *signaljord* (eng. *signal ground*).

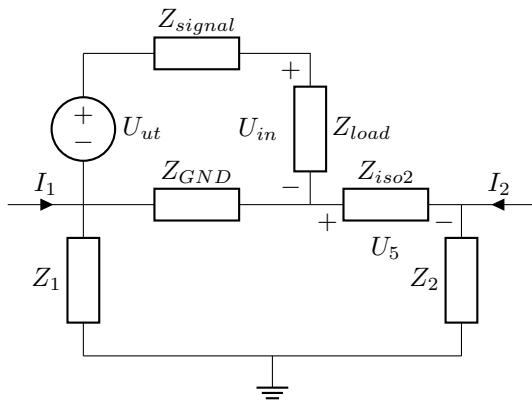


Bild 4.4: Sammankopplat system med utjämningsledare

I apparater med växelströmsmatning har man redan en transformator som tillhandahåller en galvanisk isolation mellan primärsidan (elkraft) och sekundärsidan (elektroniken). Genom att helt enkelt hålla signaljorden *flytande* (eng. *floating*), det vill säga utan någon galvanisk koppling till skyddsjord, så kan man istället koppla samman signaljord på två apparater med separata ledare Z_{GND} . I bild 4.4 är isolationen hos mottagande apparat representerad av Z_{iso2} där spänningen U_5 representerar spänningen mellan primär och sekundärsida. På liknande sätt kan isolationen på den sändande apparatens sida moduleras som Z_{iso1} , men för detta resonemang räcker Z_{iso2} .

Den galvaniska åtskillnaden gör att isolationen för likström kan variera från megaohm till gigaohm, men på grund av den kapacitativa kopplingen mellan primär och sekundär sida i transformatorn sjunker isolationen med stigande frekvens. I praktiken kan transformatorn på grund av sin obalans driva spänningen U_5 och därför så kan man behöva lasta dess

kapacitiva källan med ett motstånd, varvid Z_{iso2} snarare kan vara i kiloohm.

Om vi återgår till de bågge två apparaterna, så kan vi nu istället för att använda oss av elnätets skyddsjord låta apparaternas signaljord vara kopplad med en kabel Z_{GND} parallell med signalledaren Z_{signal} . Har vi en förhållandevis låg ström genom den impedansen som kabeln har så kommer det fungera fint och U_{ut} kommer att representeras hyfsat bra som spänningen U_{in} över Z_{load} .

Eftersom Z_{GND} kan vara några fåtal ohm medan Z_{iso2} för låga frekvenser är i storleksordningen megaohm så kommer kabeln att koppla väl. För högre frekvenser kan vi förvänta oss att induktansen i kabeln ökar impedansen Z_{GND} samtidigt som kapacitansen gör att impedansen Z_{iso2} sjunker varvid för högre frekvenser kommer Z_{load} vara mer kopplad lokalt mot Z_2 snarare än Z_1 .

Det här scenariot liknar till exempel det hos en normal hemmastroeo och ändå kan det uppstå *jordbrum* i denna koppling. Det finns flera skäl. Ett skäl är att transformatorer visserligen erbjuder en galvanisk isolation, men de är även kapacitativa spänningsdelare för den spänning som finns över primärinductansen, med 230 VAC spänning så behövs bara lite läckage över för att man ska uppleva att isolationen brister. Det brukar vara rekommendabelt att helt enkelt lasta denna spänningsdelare med ett motstånd, så att signaljord och skyddsjord sitter ihop med ett någorlunda högt motstånd, ofta med en kondensator parallellt, för att se till att reducera det bidraget utan att få för mycket störningar från den ström som kommer flyta mellan jordarna.

Ett annat scenario som skapar jordbrum är när man i någon ände råkar hårt koppla samman signaljord och skyddsjord, typiskt att det blir oavsiktlig kontakt mot chassi, som ska vara skyddsjordad. Själva chassit brukar man prata om som *chassijordat*, men det är egentligen bara skyddsjord på de flesta system.

För att isolationsjordning ska fungera måste alla kontakter vara isolerade från chassit. Detta gäller även signaljord som inte får ha kontakt med chassi inuti apparaten. Man behöver alltså försäkra sig om bra isolationsavstånd, vilket väldigt lätt kan missas av att man har en skruv som råkar skrapa sig igenom skyddslack till exempel.

En annan nackdel med isolationsjordning är att den gör det svårare att designa för god EMC-täthet. För *ledningsbunden störning* (eng. *conductive emission*) så vill man helst att kontaktens och kabelns skärm sitter i chassijorden med så låg impedans (induktans) som möjligt. Isolationsjordning kräver då att man monterar kondensatorer som kopplar ihop ledarens jord med chassijord och helst runt om för att få lägsta induktans.

Isolationsjordning rekommenderas inte för större system, då den blir svår att upprätthålla.

Det förekommer att man för att minska störningarna i ett isolationsjordat system väljer att koppla bort skyddsjorden, för att på det sättet ha mindre

störningar. Detta är oftast inte tillåtet göra då man normalt inte bryter mot elsäkerhetsregler och anläggningen riskerar bli farlig, då personskyddet sätts ur spel.



Varje gång som skyddsjorden kopplas bort för att lösa ett problem så har man skaffat sig ett större problem, nämligen signifikant sänkt elsäkerhet, vilket indikerar att man valt en felaktig lösning.

4.2.5 Sammankopplad jordning

En annan strategi är *sammankopplad jordning* (eng. *mesh bonding* och *mesh bonding network (mesh-BN)*) [22, kap 3.2.3] där man istället för att isolera satsar på att koppla samman jordarna, hårt. Varje signalkabel sitter ansluten mot *chassijord* och därmed *skyddsjord* och man låter därmed jordarna sammankopplas. Varje apparat har en ordentlig jordanslutning som man ansluter till stativjord eller jordskenor. Kablar läggs på kabelstegar som jordas. I detta system kommer varje extra kabel att koppla samman jordarna hårdare, eftersom man parallellkopplar många impedanser. Denna strategi väljs ofta i telekommunikationssystem.

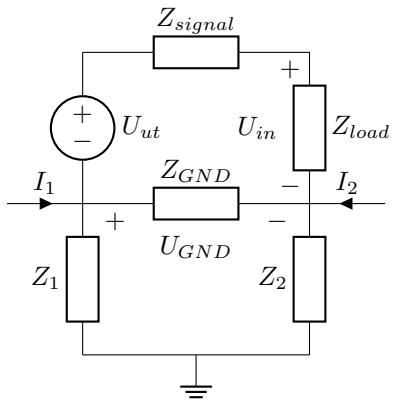


Bild 4.5: Sammankopplat system med utjämningsledare

I ett system som har sammankopplad jord kommer man ofrånkomligen att behöva hantera vad man kallar för *jordloop* (eng. *ground loop*) eller även *vagabonderande jordströmmar*. Många gånger förklaras det som att man får en loop som agerar antenn för ett magnetfält. Det är dock sällan som ett magnetfält är så starkt att det inducerar flera ampere av vanlig 50 Hz ström.

Om vi går tillbaka till sammankoppling av apparater (kapitel 4.2.3) där vi fick en skillnad av spänning U_{GND} mellan jordpunkterna så kommer vi ha den även här, men nu ansluter vi ju en ledning Z_{GND} mellan dessa punkter, och då kommer det gå en ström som försöker utjämna potentialen mellan de bågge jordanslutningarna, som då kommer närmare varandra. Det är impedansen Z_{GND} på kabeln som kommer att avgöra hur stor strömmen blir och hur nära de kommer varandra spänningsmässigt. Denna ström kan bli ansenlig och har man då en kabel som har

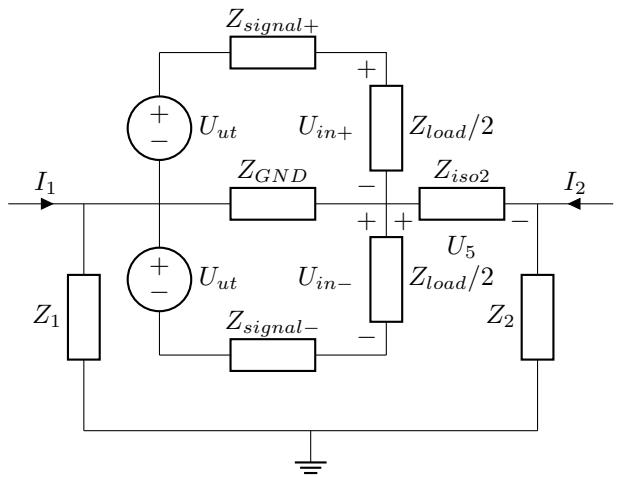


Bild 4.6: Sammankopplat system med utjämningsledare och differentiell signal

till exempel tunn skärm så kommer kabeln helt enkelt bli varm. Det är därför lämpligt att lägga en jordkabel parallellt med signalkabeln, för att låta den med sin större tvärsnittsarea ta merparten av strömmen och därmed undvika att värmes upp i signalkabeln.

Med en större kabel mellan kommer spänningen sjunka och den vägen kommer *jordbrummet* minska.

Fordelen med sammankoppling av jordar är att det blir enklare (och billigare) att designa ur EMC-perspektiv, då man direkt kopplar jordströmmarna i chassit. Man har inte heller problem med att man skulle råka jorda eller att man skulle tappa den enda jordvägen. Istället försöker man koppla ihop jordarna väl.

Ett vanligt problem är om man låter jordströmmarna gå genom kretskort, vilket gör att man skapar lokala problem med seriejordning. Man ska se till att jordströmmarna knyter hårt till chassit, men svagt genom kortet för att på det sättet få bästa möjliga isolation. Denna princip är också lämplig för att kunna hantera till exempel ESD-skador.

En annan fördel är att man bygger en vana att jorda allt, och för varje kompletterande jordning gör man systemet starkare.

En självklar fördel är att man dessutom inte bryter skyddsjord, och därmed inte sänker elsäkerheten på utrustningen och installationen.

4.2.6 Balanserad signal

För att ytterligare få isolation från jordbrum kan man använda en *balanserad signal* (eng. *balanced signal*). Grundprincipen är att man skickar samma signal två gånger, men med omvänt tecken, och sedan ta emot den och bara titta på skillnaden mellan dem. Skulle nu en störning introducera sig på dessa ledare gemensamt så påverkar detta inte skillnaden i spänning mellan dem.

Redan tidigare har vi gjort liknande och försökt efterlikna egenskaperna, för redan när vi skickade en

signal på en enkel ledare så skickar vi en spänning i förhållande till en referensspänning och vi tittar på den inkommende spänningen i förhållande till referensspänningen. Dock har vi haft problem att ha en bra gemensam sådan, och det är uppenbart att vi egentligen observerar skillnaden i spänning.

Med balanserad signal tar vi steget fullt ut och separerar nollreferens från signal och skickar en signal som vars summa är en fix spänning medan skillnaden är nyttosignalen. Det är som om signalen är neutral. Ofta är dock signalen av praktiska skäl förskjuten spänningsmässigt.

Den balanserade signalen har jord, *pluspol* och *minuspol*. *Pluspolen* kallas även +, *positiv polaritet*, *het* (eng. *positive pole*, *positive polarity* och *hot*) medan *minuspolen* kallas även -, *negativ polaritet*, *kall* (eng. *negative pole*, *negative polarity* och *cold*). Utöver dessa har man oftast en *spänningsreferens* som ofta betecknas som *jord* (eng. *ground (GND)*) eller *nolla* (eng. *neutral*).

I bild 4.6 visas hur ut-spänningen U_{ut} är dubblerad och matar på var sin sida om jordpotentialen som I_1 och Z_1 ger. De bågge utspänningarna är kopplade över var sin ledare $Z_{signal+}$ och $Z_{signal-}$ för att över var sin $Z_{load}/2$ resultera i U_{in+} respektive U_{in-} , som i sin tur sitter mot signaljorden på samma sätt som tidigare. Den egentliga in-spänningen är från U_+ till U_- det vill säga $U_{in} = U_+ - U_- = U_{in+} + U_{in-}$

Transformatorer passar väl för att både generera och ta emot balanserade signaler, då de har en *galvanisk isolation* för *gemensam spänning* men transformerar den *differentiella spänningen*. Detta kan även göras med aktiv elektronik så som op-ampar men även färdiga kretsar finns.

Transformatorer har fördelen att man kan få den galvaniska skillnaden genom att helt enkelt bryta jordförbindelsen på ledaren. Dock, transformatorer har inte fulländad isolation men kan ändå ofta hantera ganska stora spänningar, vilket kan krävas i besvärliga sammanhang. För RF är dock transformatorer inte balanserade och ger dålig isolation. Förbättrad isolation hos transformatorer kan uppnås med ett eller två skärmlager mellan lindningarna. Skärmlagren kan anslutas till respektive sidas jord. För RF krävs dock en strömbalun/RF-choke för att undertrycka den gemensamma strömmen.

Aktiv elektronik för balansering har sällan galvanisk isolation, men ändå kan man upprätthålla hög impedans för den gemensamma spänningen, vilket kan vara nog så tillräckligt.

Differentiell signal i RF kan uppnås genom att använda en RF-choke som undertrycker den gemensamma spänningen i RF men inte i likspänning.

4.3 Gemensam och differentiell spänning och ström

När man har ett treledarsystem som vi har med differentiell matning eller även om man bara har

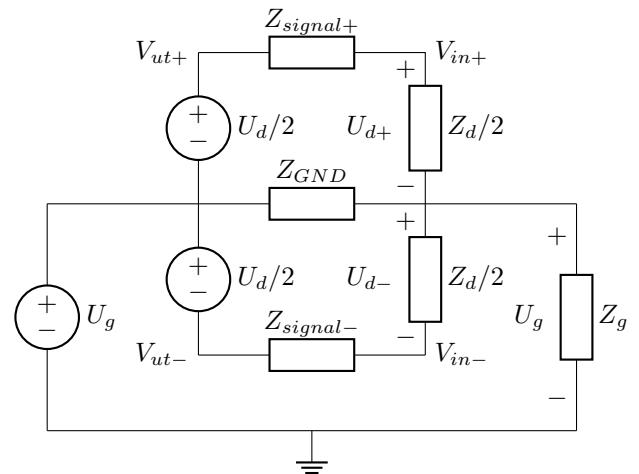


Bild 4.7: Sammankopplat system med utjämningsledare och differentiell signal

två ledare men mellan systemet och jordpotentialen I_1 och Z_1 ger. De bågge utspänningarna är kopplade över var sin ledare $Z_{signal+}$ och $Z_{signal-}$ för att över var sin $Z_{load}/2$ resultera i U_{in+} respektive U_{in-} , som i sin tur sitter mot signaljorden på samma sätt som tidigare. Den egentliga in-spänningen är från U_+ till U_- det vill säga $U_{in} = U_+ - U_- = U_{in+} + U_{in-}$

4.3.1 Gemensam och differentiell spänning

Gemensam spänning och differentiell spänning är ett alternativt sätt att betrakta spänning på de bågge ledarna, där man delar upp spänningen i det som är gemensamt för de bågge spänningarna och det som skiljer dem åt. Man kan alltså betrakta dem på detta alternativa och oberoende (ortogonala) sättet.

I bild 4.7 har man den gemensamma spänningsskället U_g , som från ersatt de förskjutna jordpunkterna i tidigare exempel. Den differentiella spänningen U_d , det vill säga den drivande spänningen mellan V_{ut+} och V_{ut-} är fördelad på två spänningsskällor som levererar halva spänningen var.

$$V_{ut+} = U_g + \frac{U_d}{2}$$

$$V_{ut-} = U_g - \frac{U_d}{2}$$

Omvänt kan man formulera uttrycken för gemensam spänningen U_g samt den differentiella spänningen U_d som V_{ut+} och V_{ut-} :

$$U_g = \frac{V_{ut+} + V_{ut-}}{2}$$

$$U_d = V_{ut+} - V_{ut-}$$

På motsvarande sätt på ingången kan man skriva uttryck för den gemensamma mottagna spänningen $U_{g,in}$ och den mottagna differentiella spänningen $U_{d,in}$ baserat på inspänningarna V_{in+} och V_{in-} , man får då

$$V_{g,in} = \frac{V_{in+} + V_{in-}}{2}$$

$$V_{in+} = V_{in+} - V_{in-}$$

Ett sätt att illustrera skillnaden är till exempel med en transformator. En transformator med 1:1 lindning kopplas in mellan två balanserade signaler. Transformatorns primärlindning kommer att omvandla den differentiella spänningen V_d till en motsvarande spänning på utgången. Däremot kommer den gemensamma spänningen inte att överföras. Transformatorn blir då en isolator för den gemensamma spänningen precis som vi förväntar oss av en galvanisk isolation.

Isolationen för den gemensamma spänningen i en transformator är dock främst ett likströmsbeteende, så ju högre frekvens desto bättre koppling, det vill säga sämre isolation. Detta beror på den kapacitiva kopplingen mellan lindningarna som skapar en ström, som sammankopplar sidorna och resulterar i att den gemensamma spänningen ändå går igenom transformatorn. För högre frekvenser är kopplingen väldigt god och transformatorn gör ingen nytta för att undertrycka den gemensamma spänningen.

Eftersom nyttosignalen är differentiell kan man ibland medvetet använda den gemensamma spänningen för att överföra matningsspänning till till exempel en mikrofon. Denna form av matningsspänning kallas för *fantommatning* (eng. *phantom power*). En vanligt förekommande spänning är 48 V, som då symboliseras med P48. Det förekommer även på modern Ethernet-utrustning och kallas då för *Power over Ethernet* (*PoE*).

4.3.2 Gemensam och differentiell ström

Precis som för spänning kan man beskriva strömmarna i samma ledare som gemensam och differentiell ström. Vi kan därför återanvända formlerna och bara byta ut V mot I genomgående och får då:

$$I_+ = I_g + I_d \quad (4.1)$$

$$I_- = I_g - I_d \quad (4.2)$$

$$I_g = \frac{I_+ + I_-}{2} \quad (4.3)$$

$$I_d = \frac{I_+ - I_-}{2} \quad (4.4)$$

Om vi återgår till transformatorexemplet så kommer det vara den differentiella strömmen på primärlindningen som ger upphov till magnetfältet i transformatorn och som sedan inducerar en differentiell ström i sekundärlindningen.

Isolationen mellan lindningarna förhindrar att det går en ström mellan dem, och därför förhindras den gemensamma strömmen vid låga frekvenser. Vid högre frekvenser kommer dock den kapacitativa kopplingen mellan de två sidorna att ske varvid en gemensam ström kommer uppstå för högre frekvenser, det vill säga för högre frekvenser kommer isolationen att bli sämre.

Ett intressant specialfall är om vi sätter en ringkärna på vår kabel, lindar kabeln flera varv genom den, eller bara lindar den runt luft. Då kommer strömmen i den ena ledaren inducera en ström i den andra

ledaren och vice versa. Denna koppling kan liknas vid att vrida en 1:1 transformator 90 grader fel. Eftersom den inducerade strömmen har motsatt riktning så kommer den motverka den gemensamma strömmen, men inte den differentiella strömmen. Dessutom kommer denna koppling bli starkare för högre frekvenser (i den fina teorin) och därmed skapa en högre isolation för gemensam ström. Detta kallas för bland annat *RF-choke* (eng. *RF-choke*) och *strömbalun* (eng. *current balun*). Den kompletterar isolationen hos en transformator eller löser den nödvändiga isolationen helt på egen hand.

RF-choke är ett oerört användbart verktyg för att undertrycka RF-strålning och det man ofta i EMC sammanhang kallar ledningsbunden strålning, som är en gemensam ström ut på ledarna. Att det är den gemensamma strömmen förstår lätt eftersom den differentiella strömmen från de bågge ledarna kommer att motverka varandra i utstrålats magnetfält medan den gemensamma strömmen samverkar och därför är det enbart den som ger ett utstrålats magnetfält.

Det är därför man ofta hittar klumper som sitter på kablar till till exempel skärmarna. Dessa klumper är helt enkelt en ringkärna som förstärker kopplingen mellan ledarna för att undertrycka den gemensamma strömmen för RF och därmed minska störningen.

4.3.3 Generell gemensam och differentiell analys

Efter att ha studerat gemensam och differentiell spänning (kapitel 4.3.1) och gemensam och differentiell ström (kapitel 4.3.2) kan vi sammanfattningsvis konstatera att den grundläggande metoden att omvandla de individuella spänningarna och strömmarna till *gemensam överföring* (eng. *Common Mode (CM)*) och *differentiell överföring* (eng. *Differential Mode (DM)*) är en kraftfull metod både för att förstå och avhjälpa problem och uppnå isolation. För spänning har vi ekvationerna

$$V_+ = V_{CM} + V_{DM} \quad (4.5)$$

$$V_- = V_{CM} - V_{DM} \quad (4.6)$$

$$V_{CM} = \frac{V_+ + V_-}{2} \quad (4.7)$$

$$V_{DM} = \frac{V_+ - V_-}{2} \quad (4.8)$$

För ström har vi ekvationerna

$$I_+ = I_{CM} + I_{DM} \quad (4.9)$$

$$I_- = I_{CM} - I_{DM} \quad (4.10)$$

$$I_{CM} = \frac{I_+ + I_-}{2} \quad (4.11)$$

$$I_{DM} = \frac{I_+ - I_-}{2} \quad (4.12)$$

4.3.4 Gemensam och differentiell impedans

Precis som man har impedans på ingångar så har man det på ingångar i treledarsystem. Det som är den

normala impedansen för en transmissionsledare till exempel är egentligen den differentiella impedansen, det vill säga förhållande mellan den differentiella spänningen och differentiella strömmen. Den gemensamma impedansen är på samma sätt förhållandet mellan gemensam spänning och gemensam ström

$$Z_{DM} = \frac{U_{DM}}{I_{DM}} \quad (4.13)$$

$$Z_{CM} = \frac{U_{CM}}{I_{CM}} \quad (4.14)$$

Egentligen är det inte så konstigt, om man har en koaxialkabel i ett 50 ohm system så har sändare och mottagare idealt 50 ohm som differentiell impedans. I ett system som har isolerad jordning så kan den gemensamma impedansen vara många megaohm eller högre, eftersom den är isolerad.

4.3.5 Obalans

Så här långt har huvudsakligen antagit att vi har balans, det vill säga att transformatorer, induktorer med mera är ideal och ger lika bra koppling till bågge sidor. Givetvis finns inte detta i verkligheten, och man har en obalans. Vid obalans får man en signal som är gemensam att läcka över till den som är differentiell och omvänt att differentiell läcker över till den gemensamma. Det resulterar dels i minskad isolation och dels i minskad signal. I allmänhet är den minskade isolationen värre än förlusten av signal, som i allmänhet är försumbar.

I en transformator ligger lindningarna ofta så att den kapacitiva kopplingen från ena polen på en spole är starkare än från den andra polen. Det ger därför en obalans i hur de kopplar kapacitivt. Genom att lägga ett skärmlager mellan lindningarna kan den kapacitiva kopplingen jämnas ut, då de kopplar kapacitivt till skärmlagret istället, som kan lågresistivt hindra koppling. En ännu bättre lösning är att ha dubbla lager med isolation, för då kan de kopplas mot respektive sidas jord, och kvar blir bara den kapacitiva kopplingen mellan jordarna, som oftast är ett mindre problem. Med dessa metoder fås bättre isolation än vad en oskärmad transformator kan erbjuda, på grund av just obalans.

Den kapacitiva kopplingen har väldigt hög impedans vid 50 Hz, så man kan använda relativt höga motståndsvärden för att lasta ned den hårt. Fördelen är att man kan undvika direkt koppling, vilket kan skapa andra problem som när man vill ha relativ isolation galvaniskt.

I en strömbalun kan den ena ledaren ha något lite längre varv runt kärnan än den andra. Det ger inte en perfekt 1:1 relation i kopplingen och därmed en obalans.

I en transformator med mitt-tapp kan mitt-tappen sitta lite förskjuten från riktiga mitten, så att anslutningen av mitt-tappen till jord skapar en obalans.

Dessa exempel på brister i konstruktionen ska man vara medveten om, så att man inte tillskriver en transformator eller strömbalun att ha egenskaperna

av en perfekt isolation. Snarare ska man förvänta sig att den inte är perfekt och anpassa sin design efter det. Många gånger kan en kombination av åtgärder ge fullgott resultat utan att vara särdeles dyrt eller klumpigt, men det kräver eftertanke och helhetssyn.

Ett enkelt fall i ljudsammanhang är 50 Hz 230 V men man vill hålla störningen mindre än säg 1 mV. Det kräver mer än 106 dB isolation mellan 230 V differentiellt på primärlindningen och 1 mV gemensamt på sekundärlindningen. Så god balans kan vara svår att finna i enskilda komponenter. Principen återkommer oavsett spänning och frekvens, det är en brist man behöver lära sig att förstå och hantera.

4.3.6 Obalans i antennsystem

Obalans kan även förekomma i antennsystem, där en obalanserad antenn omvandlar den utsända signalen, som är differentiell, till att delvis bli gemensam. Detta gör att som reflex från den obalanserade antennen går en ström i matningsledningen som gör att den strålar.

Detta har traditionellt uttryckts som att strömmen vänder och går på utsidan av skärmen, men det som hänt är att den differentiella strömmen, som ju motverkar utstrålning plötsligt får en pålagd gemensam komponent som då kommer stråla. Man kan uppleva det om man berör ledningen så kan man känna denna som en ström, vilket man upplever går på utsidan. Kabeln har då blivit en strålande del av antennen, något som för vissa antenntyper är en medveten design.

Det är också denna ström som behöver motverkas för att operatören inte ska skada sig. Detta görs med en strömbalun, lämpligtvis en kvartsvåg ned från anslutningen till antennen. Strömbalunen motverkar den gemensamma strömmen utan att nämnvärt påverka den differentiella, så det är ett fint exempel på en bra åtgärd.

De allra flesta antenner har en annan impedans i matningspunkten än vad dess matarledning har. Detta kräver en impedansanpassning för optimal energiöverföring. En annan aspekt är att för en koaxial matning så överförs energin enkelsidigt (single-ended) det vill säga att det är mittledaren i förhållande till skärm/jord som överför energi. När vi ansluter denna ledare till en dipolantenn vill vi se till att strömmen går balanserat ut i de bågge ledarna, så att mittpunkten är nära noll, så att det inte går en ström med gemensam mod ut i matarledningen.

Vi har alltså dels behovet att omvandla obalanserad signal till balanserad samt undertrycka gemensam signal i ledaren, och där till impedanskonvertera den. Detta brukar man låta en balun (balanced-unbalanced) göra, vilket som namnet anger bara ger indikation på konverteringen, men den gör alltså flera saker. Eftersom ingen balun är perfekt designad så kommer den i sig själv ha en obalans, varvid den ändå kommer ge viss gemensam ström. För högre effekter kan därför en separat spärr komma att behövas.

Utöver balun finns även unun (unbalanced-unbalanced) som gör impedanskonvertering enbart.

Även om man har en bra balun riskerar man att få mantelströmmar, ty antennen kan vara av en obalanse-rad typ, till exempel Off-Center-Feed (OCF)/Windom, eller för att den kopplar olika miljön som träd och torn med mera.

Att undvika att det går gemensam ström, även kallad *mantelström* kan krävas av många olika anledningar, och det är viktigt dels för att få ut energin där den ska, det vill säga radierat ut i luften på ett korrekt sätt, men även av säkerhetsskäl så att inte utrustning eller personskada uppstår.

5 Mottagare

5.1 Mottagare

Energin i de elektromagnetiska magnetfältet, som omger oss, alstrar högfrekventa strömmar i alla metallföremål. För att effektivt fånga upp dessa fält används antenner. Fastän energin i fälten kan få en lampa att lysa om sändarantennen är tillräckligt nära, så går det ändå inte att uppfatta den information som fälten också kan innehålla. För det behövs en radiomottagare för att dels förstärka de oftast mycket svaga signalerna och dels uttyda informationen i dem.

Lyssna på amplitudmodulerade rundradiosändningar på mellanvåg kan man enklast göra med hjälp av en detektor mottagare. Speciellt under dygnets mörka timmar vintertid kan man höra utländska sändare med denna enkla mottagare, låt vara att det hörs mycket svagt. I detektor mottagaren omvandlas fältens energi till elektricitet och sedan till ljud. Så länge som ingen förstärkare används, förbrukas ingen annan energi än den som fångas ur fälten – radiovågorna.

5.2 Raka mottagare

HAREC a.4.1.2

5.2.1 Mottagare med kristalldetektor

Detektor mottagaren består av ett mycket litet antal komponenter. Princip och arbetssätt framgår av bild 5.1. Samma princip används även i mer komplicerade mottagare, mätinstrument etc. Antennkretsen består av antenn, jordtag och där mellan en induktor (kopplingsspolen), som överför energin från antennen till en resonanskrets. Resonanskretsen används för att välja ut (selektiera) en bär våg med önskad frekvens. Bär vågen kan naturligtvis inte höras, men av kurvformen på bilden framgår att bär vågen är amplitudmodulerad med en LF-signal.

För att återvinna LF-signalen utför man en så kallad demodulering med hjälp av dioden. Dioden klipper bort antingen de positiva eller negativa halvvågorna i den mottagna signalen, beroende på hur dioden är vänt, polariseras. Kondensatorn, som är kopplad parallellt över hörtelefonen, glättar de högfrekventa spänningstoparna till ett amplitudmedelvärde (jämför med entaktsblandare i Kapitel 3.5). Detta spänningsvärde varierar på ett sätt, som motsvarar den modulerande spänning i sändaren som kommer av tal, musik etc. Vi har nu demodulerat bär vågen, återställt LF-signalen och kan höra den i mottagaren.

Signalspänningen över resonanskretsen är störst när dess resonansfrekvens och antennströmmens frekvens är lika.

Överst i bild 5.2 ser man att mottagaren är inställd på samma frekvens som sändare 2. Även sändare 3 hörs eftersom bandbredden i resonanskretsen är stor. Nederst i bilden är resonanskretsen inställd på sändare 3, men man hör också sändare 2 och 4.

Bandbredden i resonanskretsen blir mindre ju mindre den belastas, det vill säga dämpas. I bild 5.1 består belastningen av antennen (via kopplingsspolen), hörtelefonen och avkopplingskondensatoren (via dioden).

Mindre belastning kan åstadkommas på två sätt; dels med ”lösare” koppling mellan antennkrets och resonanskrets och dels med bättre impedansanpassning mellan resonanskrets och diod. Båda sätten tillämpas i bild 5.3. Hur selektionen då förbättras visas i bild 5.5, vilket ska jämföras med bild 5.2.

5.2.2 Detektor mottagare med förstärkare

Om man vill höra sändningarna över högtalare, behövs högre effekt än vad som kan fångas upp genom antennen. För ändamålet används en LF-förstärkare, som drivs av en annan energikälla, till exempel ett batteri. LF-förstärkaren kan även minska belastningen på resonanskretsen.

I bild 5.3 har ett LF-lågpassfilter satts in efter HF-avkopplingskondensatoren. Det dämpar LF-signaler med högre frekvens än vad som behövs för god mottagning.

5.2.2.1 Mottagare med bättre HF-egenskaper

Ett sätt att minska bandbredden i en detektor mottagare är att koppla flera resonanskretsar med samma frekvens efter varandra, så som illustreras i bild 5.4. Den större dämpningen av fler kretsar kan kompenseras med en HF-förstärkare.

Sådana mottagare används för speciella ändamål, till exempel för övervakning av en enda frekvens. I sådana fall är resonanskretsarna fast avstämnda. Kanske utnyttjas till och med en kvartskristall som filter för den speciella frekvensen. Se bild 5.6 om hög selektion.

5.2.3 Detektor mottagare och sändningsslag

I huvudsak fungerar detektor mottagaren endast vid amplitudmodulering. Det innebär sändningsslagen A3E och A2A, det vill säga amplitudmodulerad telefon respektive tonmodulerad telegrafi, båda med full bär våg.

Däremot fungerar detektor mottagaren inte vid A1A, det vill säga telegrafi med endast bär våg. En

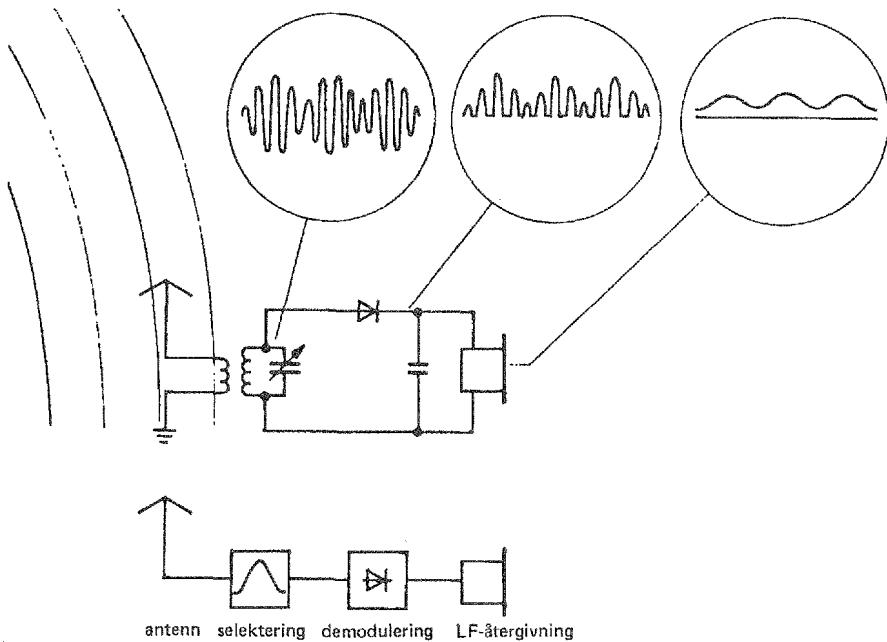


Bild 5.1: Detektormottagare

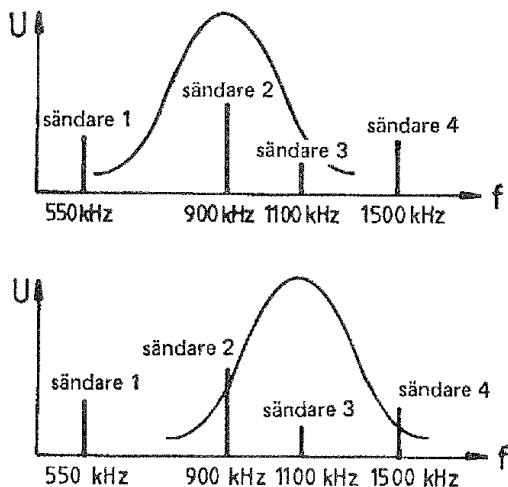


Bild 5.2: Selektion i detektormottagare

omodulerad bärväg alstrar nämligen endast en likström i en detektormottagare. Vid nyckling hörs då endast knäppningar i hörtelefonen vid början och slutet av teckendelarna, så som illustreras i bild 5.7.

Detektormottagaren fungerar inte heller vid J3E, det vill säga SSB och övriga sändningsslag med undertryckt bärväg. Ljud såsom tal förvrängs nämligen kraftigt i en J3E-signal eftersom bärvägskomponenten saknas.

I båda ovannämnda fall kan talet återställas med tillsats av en bärväg. Slutligen kan sändningsslag som innehåller frekvens- och fasmodulering i princip inte demoduleras med detektormottagare.

5.2.4 Mottagare med direkt frekvensblandning

HAREC a.4.2.2 HAREC a.4.3.2 HAREC a.4.3.3 HAREC a.4.3.6
HAREC a.4.3.7

För att demodulera A1A och J3E i en rak mottagare – detektormottagare måste den kompletteras med en oscillator som alstrar en intern bärväg. Denna blandas med den mottagna signalen. Det uppstår då en *svävningston* (eng. *beat frequency*). Därför namnet *Beat Frequency Oscillator (BFO)*.

Förfarandet har givit mottagartypen sitt namn – direktblandad mottagare.

Ett sätt att komplettera den raka mottagaren med BFO framgår av bild 5.8. När BFO kopplas till och ställs in på en frekvens tillräckligt nära mottagningsfrekvensen så uppstår en hörbar ton.

Demodulatordioden tillförs alltså två HF-signaler, dels den från antennen och dels den från BFO. Dessa båda signaler blandas i dioden och skillnadsfrekvensen är den hörbara tonen. Övriga blandningsprodukter dämpas av ett lågpassfilter.

5.2.4.1 Mottagning av telegrafi (CW)

HAREC a.4.2.1

Bild 5.9 illustrerar blandning av CW-signal och BFO-signal för ett antal fall.

Då BFO (VFO) är inställt på frekvensen $f_2 = 1831\text{ kHz}$ och den mottagna signalen f_1 har frekvensen 1830 kHz så hörs en svävningston med frekvensen 1000 Hz . Samma resultat får om BFO ställs in på frekvensen $f_2 = 1829\text{ kHz}$.

Med BFO på frekvensen $f_2 = 1830\text{ kHz}$ hörs ingenhet av signalen $f_1 = 1830\text{ kHz}$ från sändaren. Frekvensskillnaden är noll hertz.

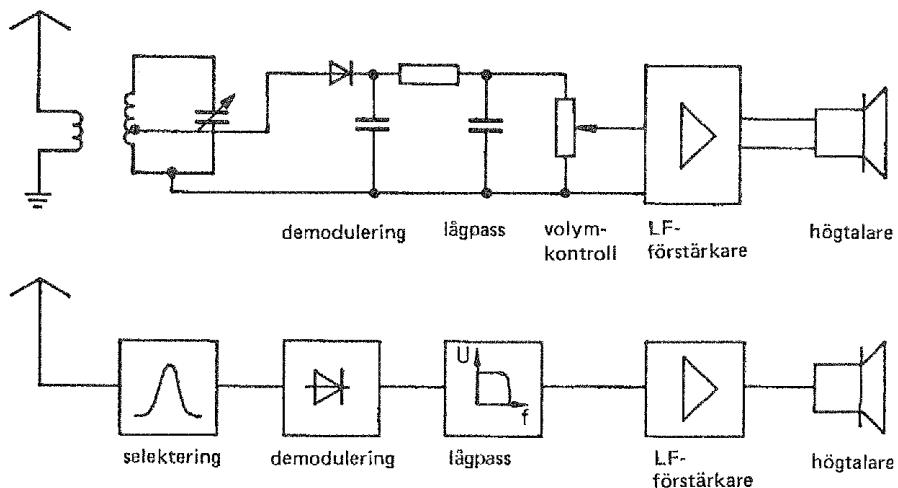


Bild 5.3: Detektor mottagare med LF-förstärkare

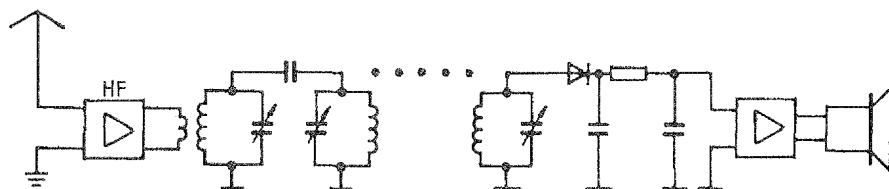


Bild 5.4: Förbättrade HF-egenskaper i detektor mottagare

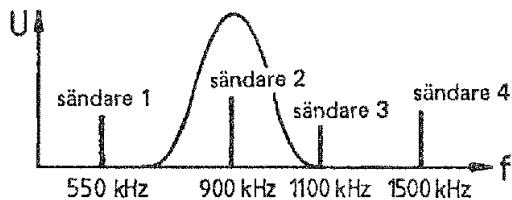


Bild 5.5: Förbättrad selektion

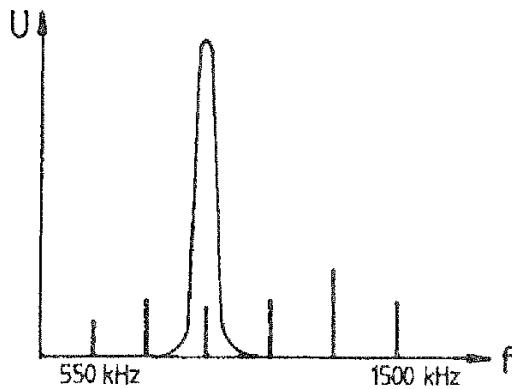
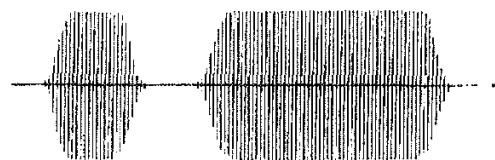


Bild 5.6: Hög HF-selektion

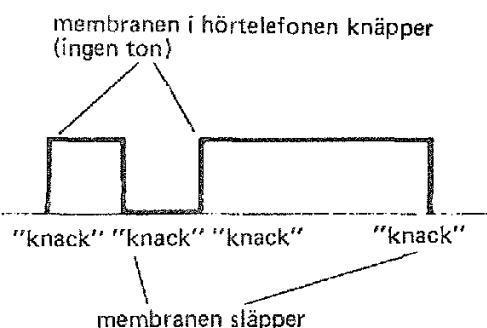


Bild 5.7: CW i detektor mottagare

5.2.4.2 Mottagning av J3E (SSB)

HAREC a.4.2.3

När en SSB-sändare sägs arbeta till exempel på frekvensen 1835 kHz, så innebär det frekvensen på den bärvgång som undertryckts i sändaren redan före utsändningen.

Vad som uppfattas av mottagarens ingångskretsar är alltså det utsända sidbandet. När en SSB-signal demoduleras, så blandas den lokala bärvgången i mottagaren med de mottagna modulationsprodukterna. Vid blandningen uppstår blandningsprodukter som

Med BFO på frekvensen $f_2 = 1849$ kHz hörs nästan ingenting av signalen $f_1 = 1830$ kHz från sändaren, då mixprodukten 19 kHz knappt är hörbar.

De flesta föredrar en ton med frekvensen cirka 800 Hz för mottagning av telegrafi. BFO-frekvensen skulle i så fall ställas in på 1830,8 eller 1829,2 kHz om f_1 vore en telegrafisändning.

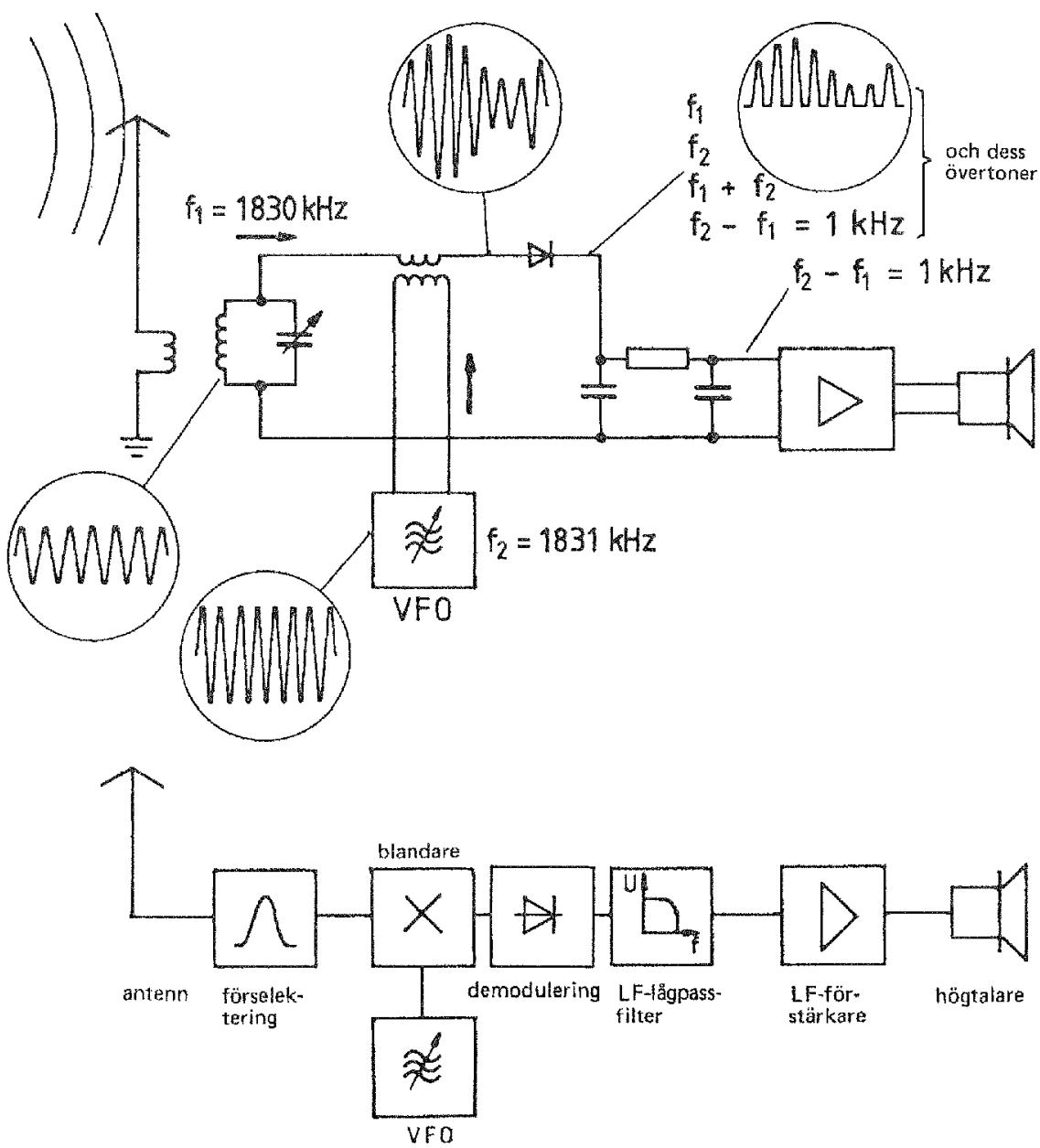


Bild 5.8: Mottagare med direkt frekvensblandning

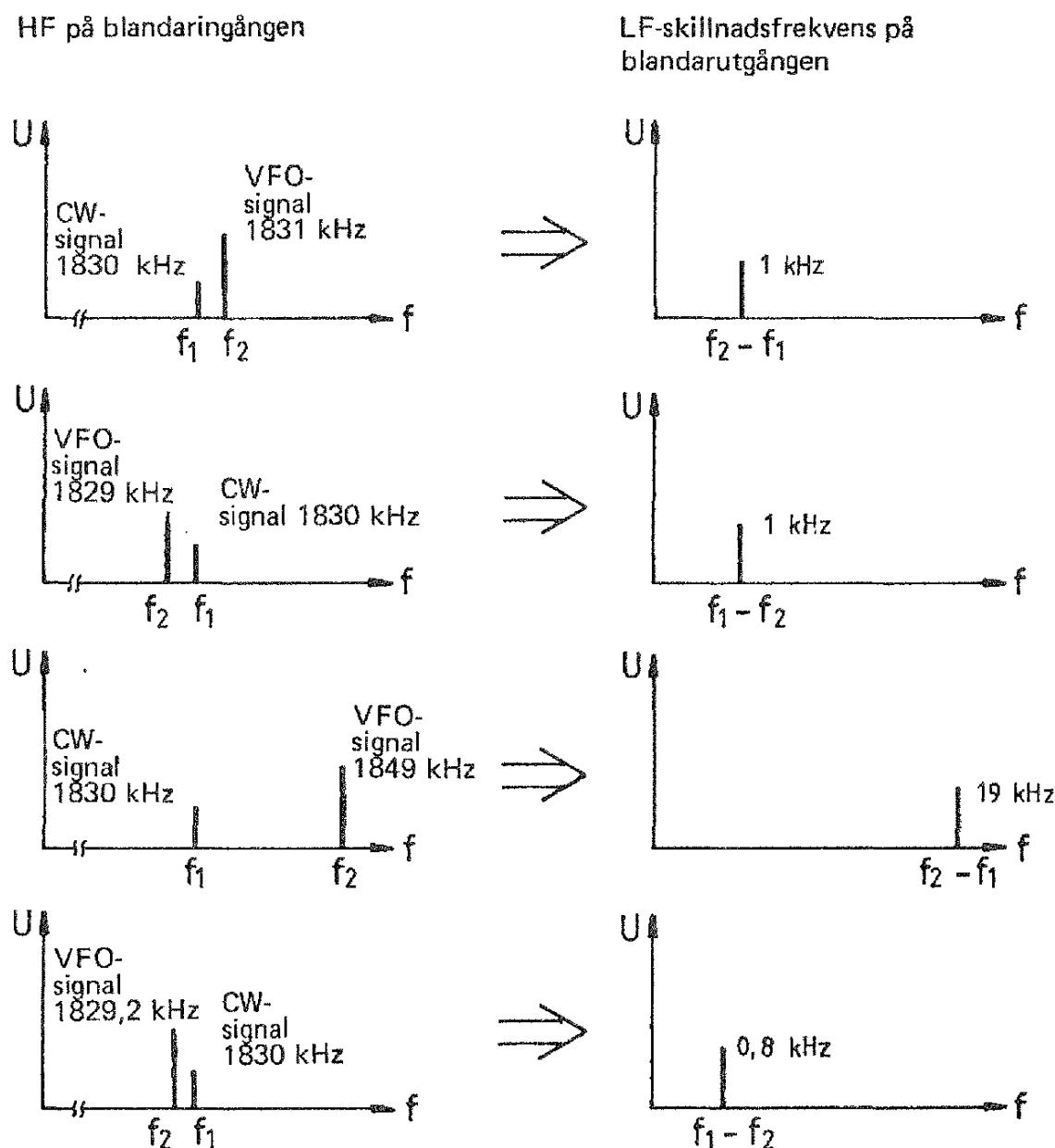


Bild 5.9: Demodulering i mottagare med direkt frekvensomvandling – CW-signaler

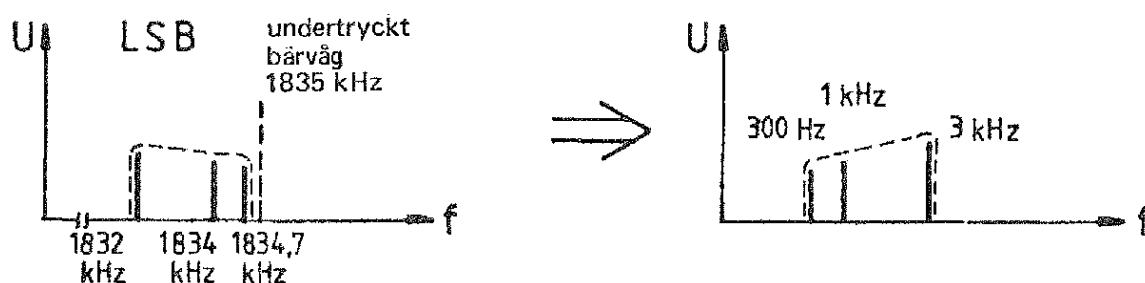
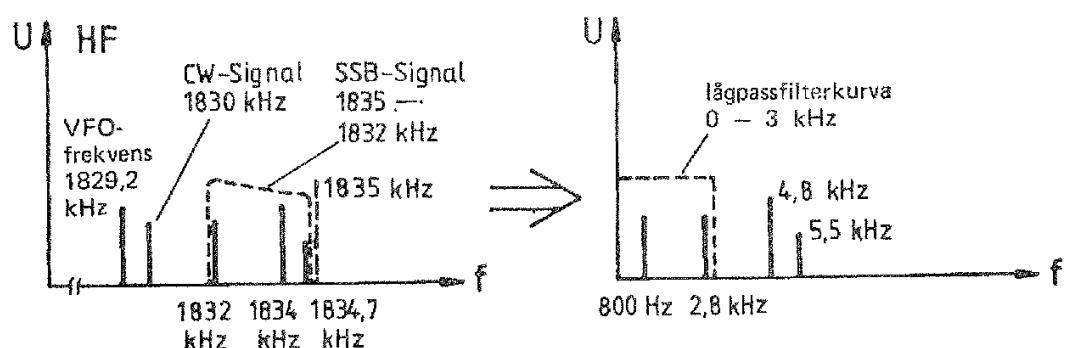
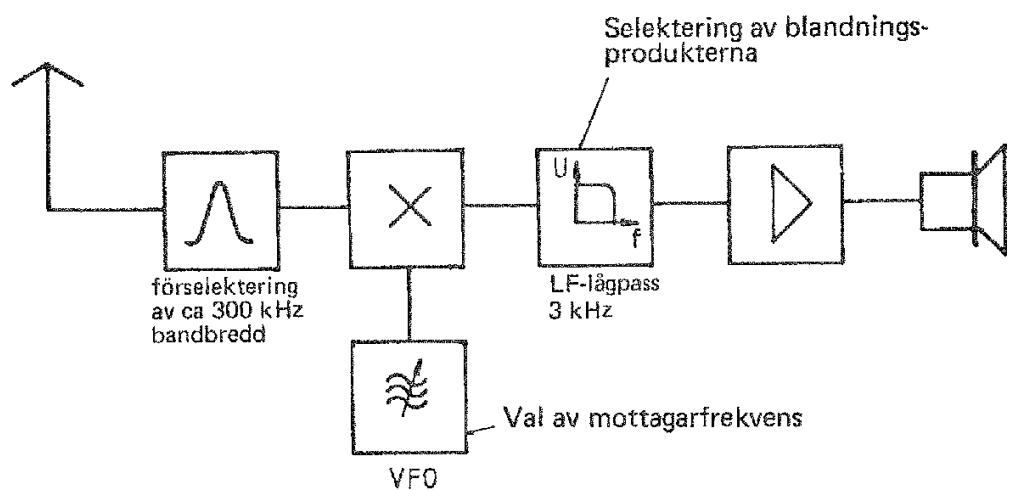
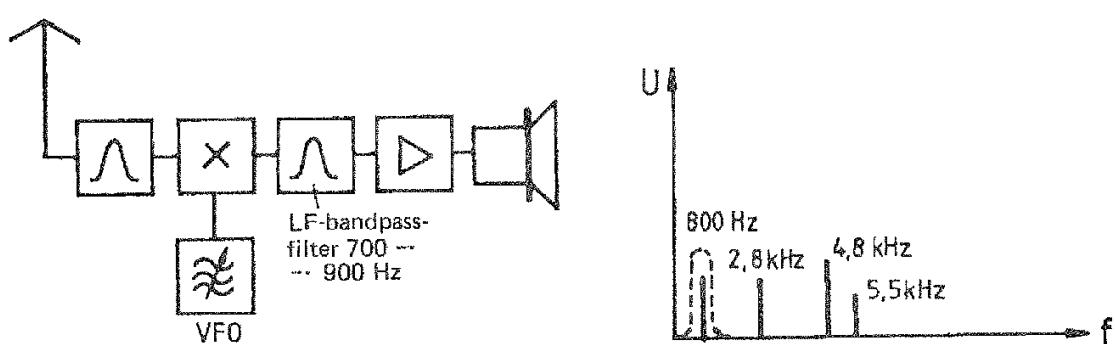


Bild 5.10: Demodulering i mottagare med direkt frekvensomvandling – SSB-signaler



Vid mottagning av en CW-signal tillsammans med en SSB-signal hörs båda samtidigt



Förbättring av selekteringen med ett LF-CW-filter

Bild 5.11: Selektionen i direktblandade mottagare

består dels av LF, dels av andra högre frekvenser som dämpas i ett lågpassfilter.

Bild 5.10 illustrerar en undertryckt bärväg på 1835 kHz och dess lägre sidband LSB som sträcker sig från 1832 kHz till 1834,7 kHz. Det demodulerade sidbandet sträcker sig från 300 Hz till 3 kHz.

Inom amatörradio används för SSB det lägre sidbandet vid frekvenser under 10 MHz. Med en frekvens av till exempel 1835 kHz och ett talspektrum av 300–3000 Hz kommer det lägre sidbandet att finnas mellan 1834,7 och 1832,0 kHz. Tre modulerande frekvenser 300, 1000 och 3000 Hz visas på bilden.

Med en bärvägsfrekvens av 1835 kHz motsvaras dessa modulerande frekvenser av utfrekvenserna 1834,7; 1834 och 1832 kHz. VFO ersätter SSB-sändarens bärväg och ska ha samma frekvens – 1835 kHz – för att kunna återge 300, 1000 och 3000 Hz.

5.2.5 Selektionen i direktblandade mottagare

Direktblandade mottagare kan ses som en typ av detektormottagare, även kallad ”rak” mottagare. Begreppet ”rak” kommer av att HF-signalen från antennen passerar genom en selektiv krets och en eventuell HF-förstärkare rakt fram till detektorn, utan att frekvensen omvandlas.

I en detektormottagare är bandbredden oftast rätt stor. Flera sändare hörs därför samtidigt.

På grund av att blandningsdioden i en direktblandad mottagare även fungerar som AM-demodulator, så hörs faktiskt alla sändare inom förkretsens bandbredd. Detta kan undvikas till en del genom att dioden, som fungerar som entaktsblandare, byts till en mottaktsblandare eller ännu hellre till en ringblandare. Sådana blandare undertrycker ingångsfrekvenserna och släpper endast igenom blandningsprodukter. Bara den sändarsignal hörs då, vars frekvens tillsammans med VFO-frekvensen ger blandningsprodukter, som faller inom LF-filtrets passband. Mottagningsfrekvensen är VFO-frekvensen. Resonanskretsen fungerar som en ställbar förselektor och LF-lågpassfiltret ger den egentliga frekvensselektionen.

Vilka HF-signaler bildar blandningsprodukter med VFO-frekvensen och vilka av dessa passerar sedan genom lågpassfiltret efter blandning ner till LF-nivå?

Exempel: En CW-sändare med frekvensen 1830 kHz tas emot genom att mottagarens VFO ställs in på frekvensen 1829,2 kHz. Från blandarutgången kommer då en ton med frekvensen 800 Hz.

Men sändaren är inte ensam på bandet. Kommer till exempel SSB-sändaren på 1835, som moduleras med 300, 1000 och 3000 Hz, att störa mottagningen? (Se bild 5.11).

Förkretsen i mottagaren är så bred att denna sändning passerar. SSB-sändarens signalfrekvenser i det utsända sidbandet är 1834,7; 1834,0 och 1832 kHz. Dessa frekvenser blandas med mottagarens VFO-frekvens 1829,2 kHz och alstrar blandningsprodukterna 5,5; 4,8 och 2,8 kHz. Eftersom lågpassfiltret i mottagarens LF-förstärkare har bandbredden 0–3000 Hz,

så kommer endast blandningsprodukten 2,8 kHz att vara störande. För att förbättra CW-mottagningen, så kan lågpassfiltret bytas ut mot ett bandpassfilter, som endast släpper igenom ett smalt frekvensområde omkring mittfrekvensen 800 Hz.

5.2.6 Passband och spegelfrekvenser i direktblandare

I exemplet i förra stycket blev problemet med en störande ton löst med ett bandpassfilter med annan frekvensgång. Men vilka frekvenser kan tas emot genom ett lågpassfilter, 0–3000 Hz, om VFO-frekvensen är till exempel 1829,2 kHz?

Experiment: Ändra frekvensen på en CW-sändare långsamt från 1820 till 1840 kHz. Se bild 5.12

Sändarfrekvensen 1820 kHz hörs knappast eftersom blandningsprodukten har frekvensen 9,2 kHz och den dämpas kraftigt av lågpassfiltret. Först när sändarfrekvensen är 1826,2 kHz hörs en tydlig ton med frekvensen 3000 Hz. Fortsätter man att ändra sändarfrekvensen, så sjunker tonens frekvens för att bli noll (svävningsnoll), när sändarfrekvensen är lika med mottagarens VFO-frekvens 1829,2 kHz. Om man nu fortsätter med att höja frekvensen, så blir blandningsproduktens frekvens åter högre. Vid sändarfrekvensen 1832,2 är den 3000 Hz. Vid ännu högre sändarfrekvens dämpas blandningsprodukten igen av lågpassfiltret.

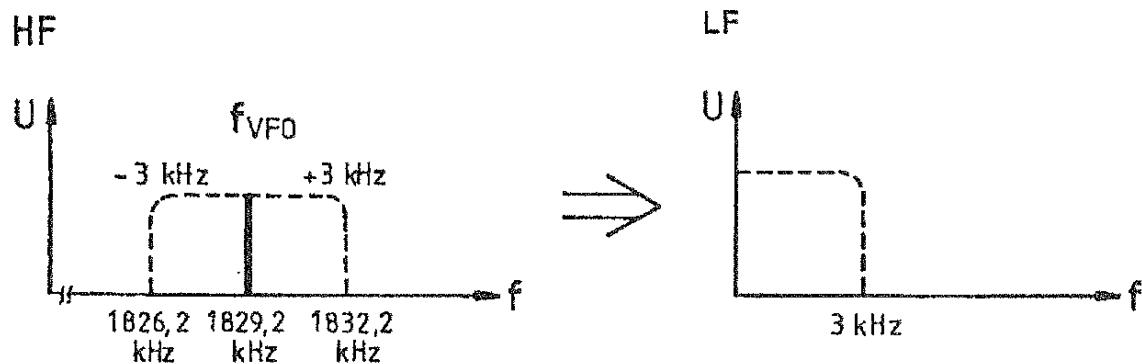
Slutsatsen av experimentet blir följande: Vid en direktblandande mottagare med VFO-frekvensen 1829,2 kHz och ett 3 kHz lågpassfilter blir varje sändare hörbar, som har en sändningsfrekvens mellan 1826,2 och 1832,2 kHz, varvid blandningsprodukten har frekvenser från 3000 Hz, ner genom noll och upp till 3000 Hz igen.

Vår mottagare har bandbredden 6 kHz. Varje annan sändare inom denna *passbandsbredd* kommer att höras eller – om man så tycker – störa mottagningen.

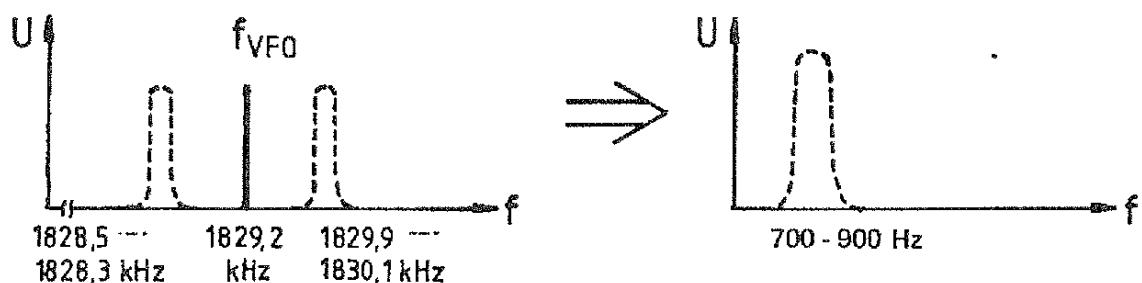
Tillbaka till exemplet med bandpassfiltret. Vilka frekvenser kan tas emot med ett bandpassfilter 700–900 Hz (mittfrekvens 800 Hz), om VFO-frekvensen är 1829,2 kHz? Jo, vi kan lyssna rätt ostört till vår CW-sändares 800 Hz-ton på frekvensen 1830 kHz. Ändå kan en annan sändare med frekvensen 1828,4 kHz störa mottagningen därför att denna är *spegelfrekvens* (eng. *mirror frequency*) till mottagningsfrekvensen 1830 kHz. Vid VFO-frekvensen 1829,2 kHz uppstår en blandningsprodukt, inte bara vid sändarfrekvensen 1830 kHz utan också vid 1828,2 kHz. Även denna andra sändarfrekvens, liksom nyttofrekvensen, släpps igenom bandpassfiltret.

Spegelfrekvensmottagning är en principiell nackdel i mottagare med direktblandning. Nyttofrekvens och spegelfrekvens i det senaste exemplet ligger 1,6 kHz ($2 \cdot 800$ Hz) ifrån varandra, alltså dubbla värdet av bandpassfiltrets mittfrekvens.

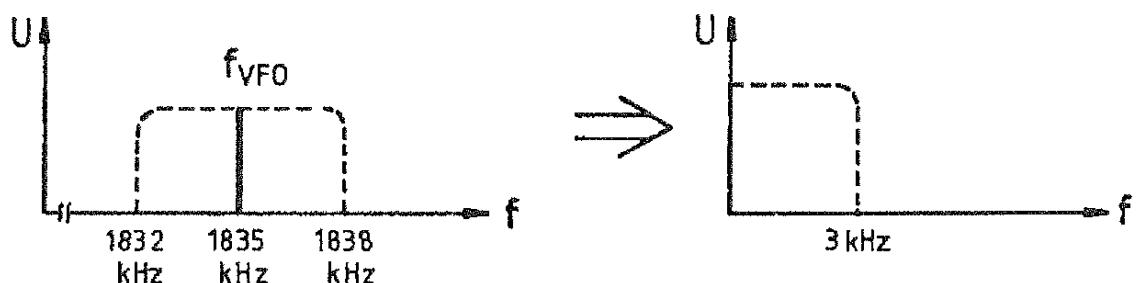
Vid SSB-mottagning måste naturligtvis hela LF-området upp till 3000 Hz kunna släppas igenom. Utöver det önskade frekvensområdet 1832–1835 kHz, kommer även spegelfrekvenser i området 1835–1838 kHz att kunna tas emot.



6 kHz HF-bandbredd vid 3 kHz LF-bandbredd



Mottagningsfrekvens och spegelfrekvens
med ett LF-CW-filter



Mottagningsfrekvens och spegelfrekvens
med ett LF-lågpassfilter

Bild 5.12: Passbandbredd och spegelfrekvenser i direktblandade mottagare

Vid en LF-bandbredd av 3 kHz har således den direktblandade mottagaren en bandbredd av 6 kHz, vilket är en god avstämningsskärpa i jämförelse med den 300 kHz breda förkretsen.

5.2.7 För- och nackdelar med direktblandare

Enkel uppbyggnad, men trots det en god känslighet och hygglig avstämningsskärpa. VFO kan även användas till att styra en sändare.

Spegelfrekvensmottagning är tyvärr oundviklig. Vidare kan signaler från starka sändare stråla in i den känsliga LF-förstärkaren och orsaka LF-detektering, om mottagaren är otillräckligt skärmad. Förbättrad isolering mellan antenn och VFO kan dock fås med en HF-förstärkare.

Entakts diodblandare är olämplig i en direktblandad mottagare. Den tar emot alla sändare inom förkretsens passband och en del av VFO-signalen kommer att strålas ut i antennen. Ingen av dessa nackdelar finns i en mottakts- eller ringblandare.

5.3 Superheterodyn mottagare

HAREC a.4.1.1a HAREC a.4.3.1 HAREC a.4.3.4

Superheterodynprincipen ger mycket större möjligheter, när önskemålet är en högselektiv mottagare för flera olika frekvenser.

Skillnaden mellan en direktblandad mottagare och en *superheterodyn mottagare*, ofta bara kallad "super" eller "superhetero", är att blandningsprodukterna i direktblandaren blir till LF direkt, medan de i supern först bildar en mellanfrekvenssignal MF, vilken sedan demoduleras och LF-detekteras.

I det följande kallas superheterodyn mottagaren enbart *super*. I supern blandas de mottagna signallerna med signalen från en VFO. Före blandningen har HF-signallerna passerat ett selektivt försteg, som dämpar spegelfrekvenser. För att inte störa mottagningen placeras VFO-frekvensen alltid utanför det frekvensband, där man vill ta emot signaler.

Alla mottagna signaler blandas med VFO-signalen. Mottagningsfrekvensen är vanligen skillnaden mellan en fast så kallad mellanfrekvens MF och VFO-frekvensen. Mellanfrekvensen är egentligen mittfrekvensen i ett fast passband skapat av ett antal filter.

Bild 5.13 visar en mottagare med mellanfrekvensen 455 kHz, som är vanlig i äldre mottagare. MF-filtret kan i enklaste fall bestå av ömsesidigt magnetiskt kopplade LC-resonanskretsar. Bättre avstämningsskärpa fås med resonatorer av keramik eller kvarts eller med hjälp av elektromekaniska resonatorer.

Exempel: En sändning på frekvensen 3600 kHz ska tas emot. Vi ställer då in VFO-frekvensen till 4055 kHz, eftersom mellanfrekvensen är $4055 - 3600 = 455$ kHz. Den mottagna signalen hamnar då mitt i MF-filtrets passband.

Signaler på angränsande frekvenser tas också emot och alstrar blandningsprodukter. Med ett mellanfrekvensfilter med till exempel 3 kHz bandbredd (453,5–456,5 kHz), kan signalfrekvenser mellan 3598,5 och 3601,5 kHz passera genom filtret. En signal med en närliggande frekvens till exempel 3603 kHz, och blandad med den inställda VFO-frekvensen 4055 kHz, kommer att alstra en skillnadsfrekvens av 452 kHz. Denna signal ligger utanför filtrets passband och kommer att dämpas och når inte detektorn.

VFO-signalen kan givetvis läggas under i stället för över mellanfrekvensen.

Exempel: VFO-frekvensen 3145 kHz kan också användas för mottagning av frekvensen 3600 kHz, om mellanfrekvensen är 455 kHz ($3600 - 455 = 3145$ kHz). Men för att undvika att eventuella övertoner från VFO-signalen blandas med mottagna signaler är det lämpligt att placera VFO-frekvensen över mottagningsfrekvensen.

Efter MF-filtren följer bland annat detektorer för olika sändningsslag samt LF-förstärkare. Jämför med bild 5.4 och 5.6.

5.3.1 Dubbelsuperheterodyn mottagare

HAREC a.4.1.1b

Det är svårt att bygga enkla mellanfrekvensfilter för höga frekvenser, med liten bandbredd och branta flanker. Det är fallet för en enkelsuper för kortvåg med en enda mellanfrekvens, till exempel 9 MHz.

En god närselktion på höga frekvenser är endast möjlig med relativt dyrbara kristallfilter. Däremot går det att få god närselktion med enklare medel på lägre frekvenser.

En dubbelsuper, det vill säga en super med dubbel frekvensomvandling, möjliggör god både närselktion och förselektion, illustreras i bild 5.14. I 1:a blandaren blandas den mottagna signalen med signalen från en 1:a oscillator (VFO) till en hög mellanfrekvens, till exempel 9 eller 10,7 MHz.

Därmed kan en god spegelfrekvensdämpning erhållas. Första MF-filtret kan göras enklare och utan den höga selektiviteten som hade behövts i en enkelsuper. 1:a MF blir sedan blandad ytterligare en gång i 2:a blandaren till en 2:a MF, till exempel 455 kHz. För den andra blandningen används en fast oscillator. Filtret i 2:a MF kan lättare utföras med en hög selektivitet, på grund av den låga frekvensen.

Exempel: Trots att MF-filtret inte är en enkel resonanskrets, kan ett "Q-värde" beräknas. Vid en passbandbredd av 6 kHz och en centerfrekvens av 455 kHz kan Q-värdet anses vara

$$Q = \frac{f_{res}}{b} = \frac{455}{6} = 76$$

I ett MF-filter med centerfrekvensen 9 MHz skulle det behövas ett nära 20 gånger högre Q-värde för samma bandbredd 6 kHz

$$Q = \frac{f_{res}}{b} = \frac{9000}{6} = 1500$$

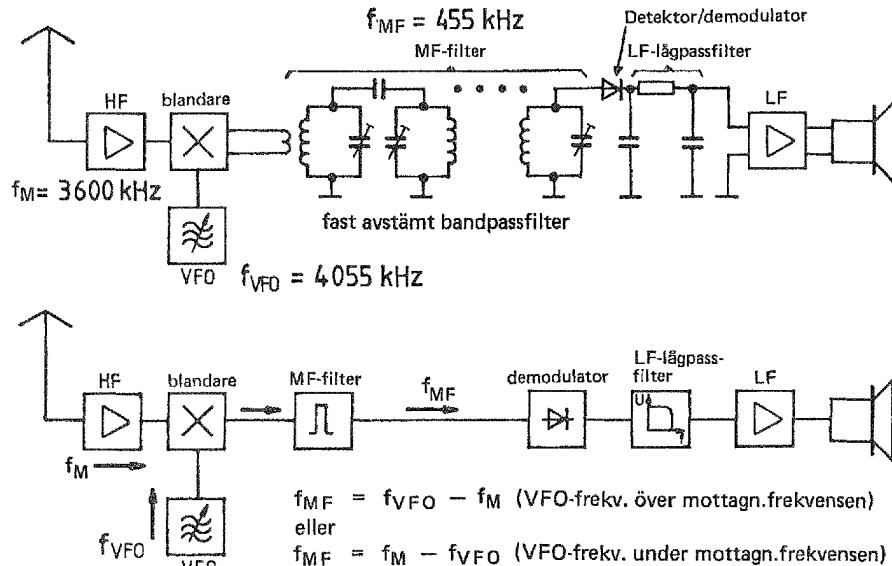


Bild 5.13: Superheterodyn-mottagaren i princip

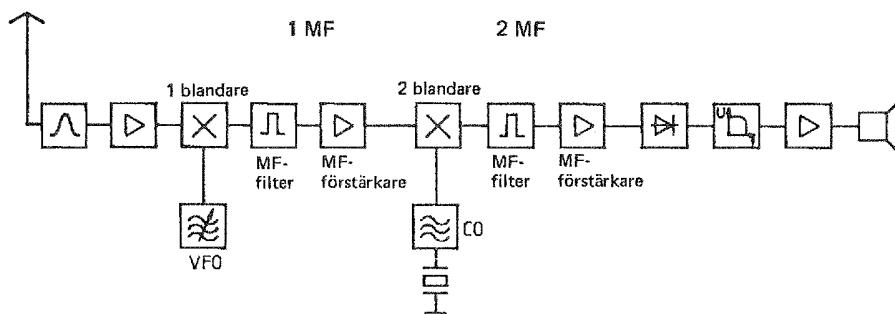


Bild 5.14: Dubbelsuperheterodyn i princip

Ett så högt Q-värde kan endast erhållas med kristallfilter. För högre mottagningsfrekvenser räcker det, på grund av filterproblematiken, oftast inte med en dubbel frekvensomvandling. Om man antar en dubbelsupermottagare för VHF-området 144–146 MHz enligt bilden, så skulle en 1:a MF med frekvensen 10,7 MHz inte vara tillräckligt hög. Vid en mottagningsfrekvens av 146 MHz är nämligen spegelfrekvensen $146 + (2 \cdot 10,7) = 167,4$ MHz, alltså endast 1,15 gånger mottagningsfrekvensen. Det hade alltså varit lämpligt med en trippelsuper, det vill säga en trefaldig frekvensomvandling, med en 1:a MF i frekvensområdet 70 MHz.

5.4 Jämförelse mellan superheterodyn och detektormottagaren

Principen för detektormottagaren är enkel. I en sådan sker allt från antenn till demodulering på samma frekvens, det vill säga mottagningsfrekvensen. Signalen

går utan frekvensomvandling rakt igenom mottagaren. Nackdelen är att det kan uppstå oönskade självsvängningar på grund av den höga förstärkningen i LF-forstärkaren. Vidare är det obekvämt att ställa mottagningsfrekvensen om det finns flera förselektionskretsar. Med ett kristallfilter som är en bättre selekteringskrets kan å andra sidan mottagning endast ske på en fast frekvens. Detektormottagare byggs inte annat än för specialändamål eller i enkla utföranden för till exempel radiopejlorientering och byggsatser.

En utveckling av detektormottagaren är den direktblandade mottagaren, vilken fyller en uppgift i vissa enklare sammanhang. Denna mottagartyp är liksom supern avstämbar med en VFO.

Selektionen i den direktblandade mottagaren sker, i motsats till detektormottagaren inte i förketten utan i ett LF-filter. En nackdel är fortfarande den oundvikliga spegelfrekvensmottagningen. Vidare kan HF utstrålas från VFO vid ett olämpligt val av blandarprincip. Principen med direktblandning används emellertid som demoduleringsmetod till exempel i SSB-mottagare.

Superheterodyn mottagaren är avstämningsbar på ett enkelt sätt med en VFO. Selektionen görs i den fast avstämnda MF-delen. Spiegelfrekvensdämpning görs med förselektion i kombination med en lämpligt vald mellanfrekvens.

En nackdel med en superheterodyn är att den är mer komplicerad. Vidare kan även i supern HF utstrålas från VFO om olämplig blandarprincip väljs.

Men med en dubbelsuper kan spiegelfrekvensmottagning lättare undvikas på grund av en hög 1:a MF samtidigt som en låg 2:a MF medger en bättre närlselektivitet.

Fortfarande är risken för oönskade blandningsprodukter stor vid olämpligt valda oscillatorfrekvenser.

Fastän komplexiteten är relativt stor redan i en dubbelsuper så är den ännu större i en trippelsuper.

5.5 Panoramamottagare

I en *panoramamottagare* (eng. *panorama receiver*) eller *spektrumanalysator* (eng. *spectrum analyzer*) visas på en oscilloskopskärm var det finns signaler inom ett frekvensband, som illustreras i bild 5.15. En panoramamottagare är en superheterodyn. Ofta implementeras de så att de sveper över mellanfrekvensen på en mottagare, och hjälper därmed till att se vad som finns i angränsande del av bandet innan det filtrerats för smalt. Detta hjälper till att identifiera närliggande störkällor så väl som andra potentiella stationer att köra QSO med.

Bild 5.16 illustrerar frekvenssvepet över spektrat. Mottagaroscillatorn är en VCO (spänningsstyrd oscillator). Dennas frekvens styrs av en sågtandformad likspänning, som stiger linjärt för att snabbt falla tillbaka och återupprepas. VCO sveper då över det önskade frekvensbandet med ett antal gånger per sekund. Med samma sågtandspänning avlänkas strålen på skärmen utmed x-axeln.

Den mottagna signalen demoduleras och översätts till en likspänning som skildrar de mottagna signalerenas styrka. Med denna likspänning avlänkas strålen på bildskärmen utmed y-axeln. Strålens avstånd från x-axeln anger alltså den mottagna stationens styrka och strålens läge utmed x-axeln anger var stationen ligger i det frekvensområdet som avsöks. Beroende på hur stort frekvenssving som ges VCO, så kommer ett större eller mindre frekvensområde att avsökas och visas på skärmen. Området kan vara så brett som ett amatörband eller mer och ner till några få kHz.

Utöver övervakning av ett frekvensband kan en panoramamottagare användas för studium till exempel av signaler och sidofrekvenser som alstras i den egna stationen. För noggranna mätningar behövs emellertid ett hjälpmedel av högre kvalitet, kallat *spektrumanalysator*. En sådan arbetar i grunden på samma sätt som en panoramamottagare.

En panoramamottagare kan anslutas till en mottagare för att studera signalerina inom MF-passbandet, så som visas i bild 5.17. Då är mottagningsfrekvensen i bildskärmens mitt. Stationerna under och över i

frekvensen visas till vänster respektive höger om den egna frekvensen.

Vid ändrad mottagningsfrekvens blir denna fortfarande kvar mitt på skärmen.

5.6 Mottagningskonvertern

Konverter betyder i detta sammanhang frekvensomvandlare. När det är önskvärt att flytta över alla signalerina inom ett helt frekvensområde till ett annat, så används en mottagningskonverter där frekvensblandning och frekvensfilter används, så som illustreras i bild 5.18.

Konvertern fungerar som tillsats före en mottagare för att denna även ska kunna användas inom ett annat frekvensområde. I en konverter är oscillatorfrekvensen fast, medan avsökningen av frekvensområdet görs med VFO i mottagaren. Mellanfrekvensfiltret i mottagaren är så brett som hela det frekvensområdet som tas emot av konvertern och avsöks med mottagaren.

Exempel: I en KV-mottagare för området 28–30 MHz vill man även kunna lyssna i området 432–434 MHz (UHF). Den i konvertern mottagna UHF-signalen förstärks för att sedan blandas med 404 MHz, en frekvens som multipliceras upp från en kristaloscillator (CO) i konvertern. De blandningsprodukter som filtreras fram kommer att ligga inom området 28–30 MHz och kan alltså avlyssnas i KV-mottagaren. Övriga blandningsprodukter blir undertryckta i KV-mottagarens ingångskretsar. Blandningsfrekvensen 404 MHz i konvertern är beräknad på följande sätt: Mittfrekvensen i UHF-bandet är

$$\frac{432 + 434}{2} = 433 \text{ MHz} = f_1$$

Mittfrekvensen i KV-mottagarens frekvensband är

$$\frac{28 + 30}{2} = 29 \text{ MHz}$$

Med vilken frekvens f_2 måste 433 MHz blandas för att erhålla en blandningsprodukt av 29 MHz? 29 MHz är mindre än f_1 , alltså kan endast skillnadsfrekvensen komma i fråga (vid summafrekvens skulle blandningsfrekvensen bli högre än 433 MHz). Vid användning av skillnadsfrekvensen ges två möjligheter:

$$\begin{aligned} \text{för } f_2 - f_1 &= f_2 - 433 = 29 \text{ MHz är } f_2 = 462 \text{ MHz} \\ \text{för } f_1 - f_2 &= 433 - f_2 = 29 \text{ MHz är } f_2 = 404 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Vi bestämmer oss för alternativet 404 MHz av ett speciellt skäl. Här motsvaras den högsta UHF-frekvensen 434 MHz av $434 - 404 = 30$ MHz och den lägsta UHF-frekvensen 432 MHz av $432 - 404 = 28$ MHz. På så sätt kan kHz-graderingen på KV-mottagarens skala användas direkt utan omräkning.

Fördelen med en konverter är att kostnaden för en sådan är låg jämfört med den för en komplett mottagare för ett tillkommande band. Förutsättningen är att en mottagare redan finns. Nackdelen är att mottagaren inte samtidigt kan användas för sin ordinarie funktion.

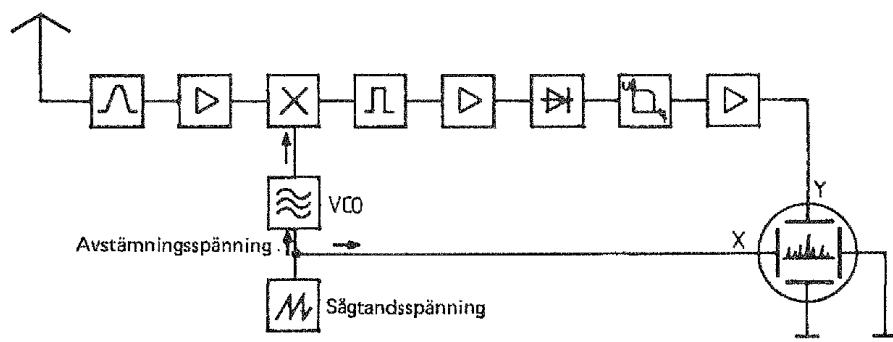
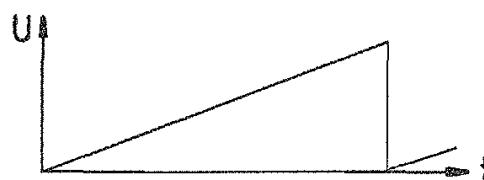
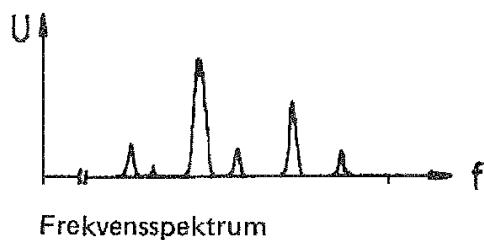


Bild 5.15: Panoramamottagare



Sågtandsformad avstämningsspänning

Bild 5.16: Signal- och svevspanningar

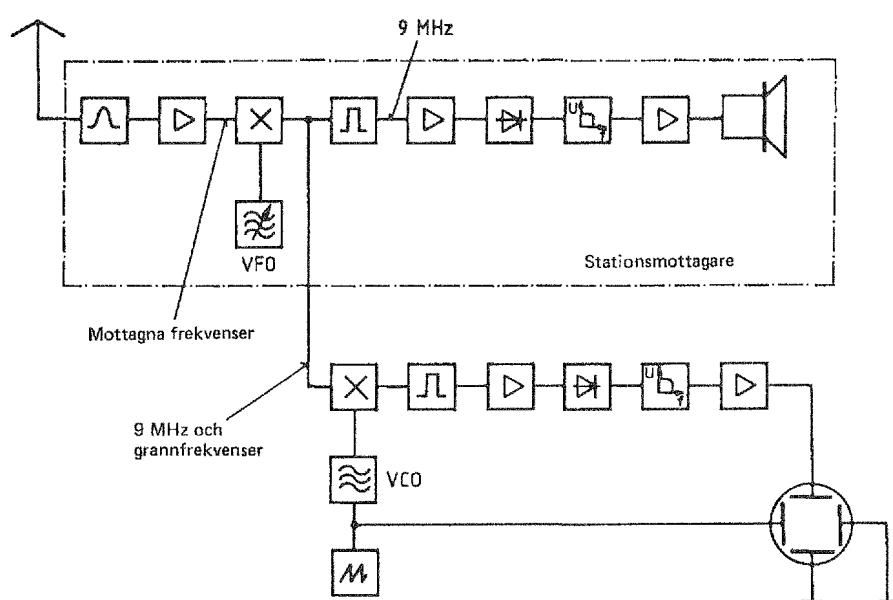


Bild 5.17: Anslutning av panoramamottagare till stationsmottagare

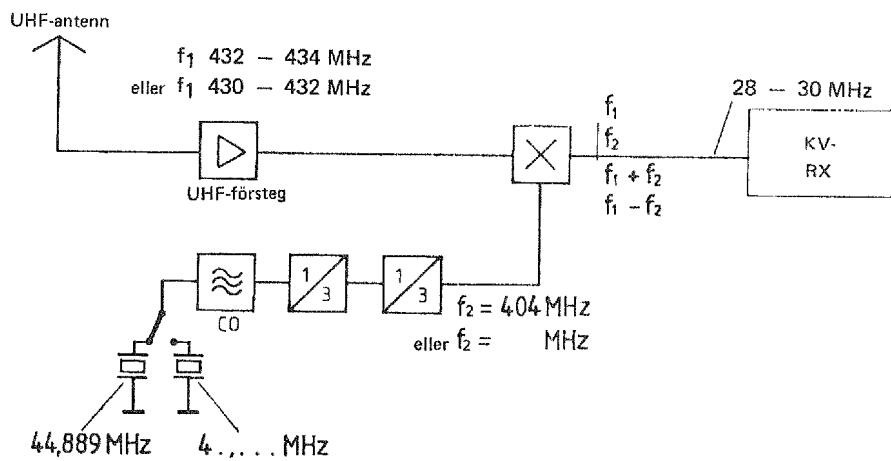


Bild 5.18: Mottagningskonverter UHF till KV

5.7 Transvertern

En transverter (*transceiver-converter*), är en kombinerad frekvensomvandlare för både sändning och mottagning, som illustreras i bild 5.19. Den förflyttar både mottagnings- och sändningssignaler mellan två frekvensområden.

Transvertern är ett bra exempel på hur samma teknik kan användas både i mottagare och sändare. Om till exempel en KV-transceiver redan finns, kan både mottagning och sändning ordnas även på andra band med en transverter som tillsats.

Exempel: En konverter förflyttar de mottagna UHF-signaler till kortvågsområdet. Som huvudmottagare används en KV-transceiver i mottagningsläge. Konvertern kan utökas till att även fungera vid sändning och kallas då transverter. Med KV-transceivern i sändningsläge flyttas dess signaler till UHF-området genom blandning i transvertern av KV-signalen och en multiplicerad signal från en lokaloscillator (LO). Den önskade blandningsprodukten i UHF-området filtreras fram och förstärks i efterföljande driv- och slutsteg. Samma frekvensmultipliceringskedja efter kristalloscillatoren CO kan användas för sändning och mottagning.

Fördelen med en transverter är att kostnaden för en sådan är låg jämfört med den för en komplett transceiver även för det tillkommande bandet. Förutsättningen är att en transceiver för något band redan finns. Nackdelen är att den befintliga transceivern inte samtidigt kan användas på några andra frekvenser än de som används för tillfället.

5.8 Automatisk förstärkningsreglering (AGC)

HAREC a.4.3.8

För att mottagaren ska fungera bra för såväl mycket svaga som för mycket starka insignaler behövs en förstärkningsreglering i signalvägen genom mottagaren. Signalspänningen på mottagaringången kan

vara från delar av en mikrovolt upp till över 100 millivolt – ett spänningsförhållande på 1:100 000. Det motsvarar mer än nio S-enheter, vilket är ett mått på signalstyrkan (se bilaga D).

Vid mottagning av en stark signal är det inte tillräckligt med att bara minska LF-förstärkningen. Förstärkarstegen i HF- och MF-delen blir ändå överstyrda av den starka insignalen och utsignalen förvrängs om inget ytterligare görs. Det är därför nödvändigt att minska förstärkningen även i HF- och MF-förstärkarstegen, ju mer desto starkare insignalen är. Som hjälpmedel finns oftast ett reglage för HF-förstärkningen (RF gain), och därutöver en *automatisk förstärkningsreglering* (eng. *Automatic Gain Control (AGC)*).

En mottagare med god reglering kan arbeta med signalstyrkor mellan mikrovolt och volt. Beroende hur den mottagna signalen är modulerad (sändningsslaget), sker AGC på olika sätt.

Både vid AM och SSB finns informationen i sidbanden. HF- och MF-stegen måste därför arbeta i det linjära området och de får inte överstyras. Förstärkningen i mottagaren måste alltså regleras med hänsyn till detta.

5.8.1 AGC vid AM (A3E)

Den likspänning som uppstår vid demoduleringen av MF-signalen i en AM-mottagare används till förstärkningsreglering – AGC, så som illustreras i bild 5.20. Den LF-spänning som är överlagrad på likspänningen undertrycks i ett RC-lågpassfilter. Likspänningen över kondensatorn följer variationerna i den mottagna signalens styrka med en tidskonstant av cirka 0,1 sekunder. Likspänningen blir alltså inte påverkad av de betydligt snabbare spänningsändringarna som kommer av moduleringen.

En stark bärvägssignal alstrar en hög likspänning och en svag signal en låg likspänning, oberoende av moduleringen. Denna likspänning återförs till de framförliggande HF- och MF-förstärkarstegen, vilka är gjorda så att en hög reglerspänning sänker

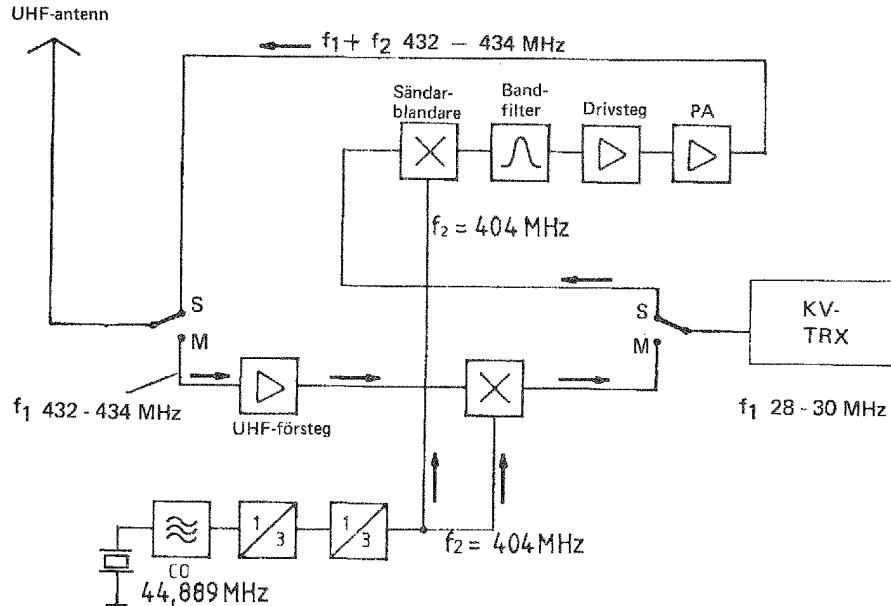


Bild 5.19: Transverter mellan UHF och KV

förstärkningen, medan en låg spänning tillåter en hög förstärkning.

På så sätt kommer signalstyrkan efter de reglerade stegen att hållas konstant samtidigt som mottagarens ingång inte överstyrts.

Den likspänning som filtrerats fram från detektorn kallas reglerspänning eller AGC-spänning. Diodens polarisering är inte viktig för att få ut LF vid demoduleringen, men ändå för att få rätt polaritet på AGC-spänningen. I de flesta mottagare används negativ AGC-spänning.

5.8.2 AGC vid SSB (J3E)

I de flesta utföranden lämnar produktdetektorn en växelspänning utan överlagrad likspänning. Reglerspänningen alstras därför genom likriktning av MF-spänningen med hjälp av en separat demoduleringsdiod eller genom likriktning av LF-växelspänningen, så som illustreras i bild 5.21.

Vid SSB alstras det ju ingen MF-spänning under talpauserna, eftersom ingen bärväg tas emot då. Tidskonstanterna på lågpåsfiltratör för reglerspänningen måste därför vara längre än vid AM, det vill säga 0,5 till 2 sekunder. En alltför snabb tillbakagång i reglerspänningen på grund av en för kort tidskonstant skulle leda till mer mottagningsbrus i talpauserna. I moderna mottagare finns det ofta en omkopplare eller justering för olika tidskonstanter.

5.8.3 AGC vid CW (A1A)

Metoden för att alstra AGC-spänning är samma vid CW och SSB.

5.8.4 AGC vid FM (F3E)

FM-mottagare brukar inte regleras av den anledningen att det vid FM inte finns någon information i signalamplituden, utan finns i stället i frekvensvariationerna i signalen.

Helt avsiktligt läggs därför förstärkningen i mottagaren så, att en sinussignal blir en kantvåg på grund av överstyrning i förstärkarstegen. Ett eller flera sådana amplitudbegränsande steg, även kallat "limiter", placeras före demoduleringssteget. Störningar av amplitudvariationer kommer då att klippas bort och inte störa mottagningen.

Störande signaler inom nyttobandbredden har dock ingen större inverkan så länge som den önskade signalens styrka är en halv s-enhet större än den störande signalens styrka. Likaså försvinner det störande bruset vid mottagning av en FM-sändare mycket snabbt över denna signalmivå. Amplitudmodulerade störningar, som till exempel de från tändgnistor i förbränningssmotorer, har liten påverkan vid tillräckligt stark nyttosignal.

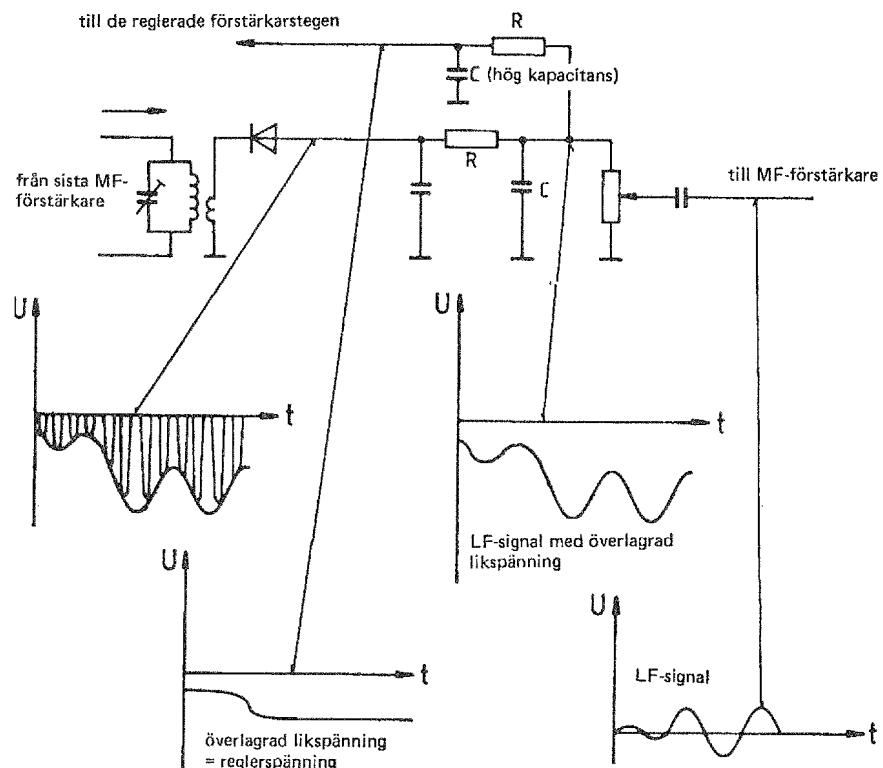
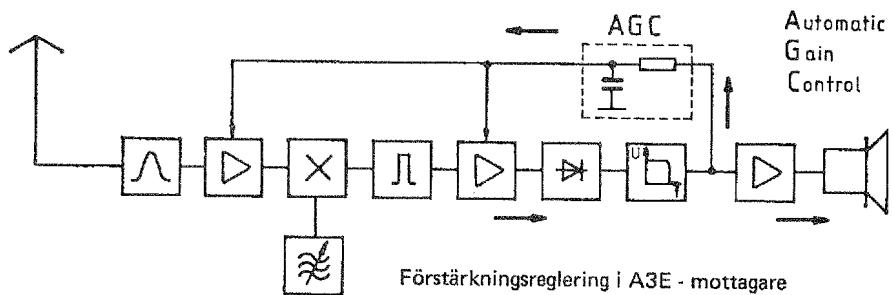


Bild 5.20: AGC vid AM-mottagning med superheterodyn mottagare

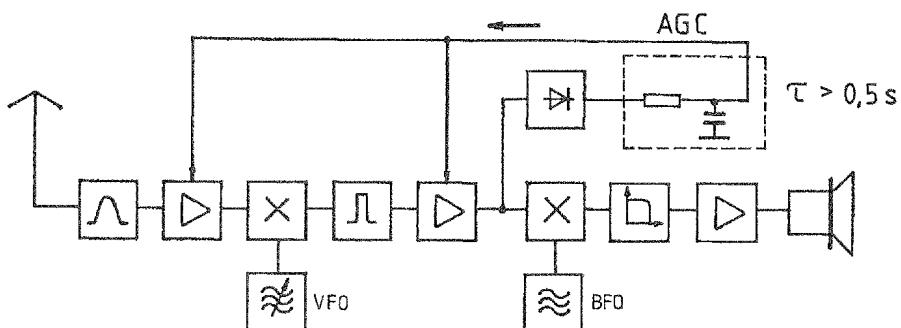


Bild 5.21: AGC vid SSB- och CW-mottagning med superheterodyn mottagare

5.8.5 Signalstyrkemätare (S-meter)

HAREC a.4.3.9

AGC-spänningen i en mottagare för AM, CW och SSB kan även styra en S-meter, som ger besked om hur stark signalen in i mottagaren är. (Se bilaga D.)

5.8.6 Brusspärr

HAREC a.4.3.10

I en FM-mottagare hörs bara brus när det inte kommer in en tillräckligt stark signal. Bruset är genomträngande eftersom FM-mottagare arbetar med hög förstärkning. En *brusspärr* (eng. *squelch*) är en anordning som stoppar signalerna till LF-förstärkaren när signalerna ej uppnår en viss nivå. På så sätt slipper man att höra på bruset. I mottagare för flera sändningsslag och därför även AGC kan denna funktion styra brusspärren, men i en ren FM-mottagare arbetar MF-förstärkarna utan AGC. I det fallet behövs någon annan anordning för att skilja mellan en modulerad signal och brus. Ofta finns ett reglage (squelch) för hur stark signalen ska vara innan spärren öppnar.

För en *repeater* används brusspärren även för att starta sändaren när den är *bärvågsstyrd*, det vill säga att man låter signalstyrkan på den mottagna signalen slå på även sändaren om den inkomna signalen är tillräckligt stark. Nuförtiden anses bärvågsstyrd repeater inte lämplig, då den kan okynnesöppna av störningar, varvid störningen förstärks. Istället bör tonöppning eller subton användas.

5.8.7 Tonöppning

Ett alternativ till bärvågsbaserad brusspärr är *tonöppning* (eng. *1750 Hz tone-burst*) som i allmänhet är att man lägger ut en 1750 Hz tonskur för att öppna en repeater. En del äldre amatörer har lärt sig att vissla rätt ton för att öppna repeatern då de en gång i tiden inte hade handapparater med inbyggd 1750 Hz-knapp.

5.8.8 Subton

Ett problem med bärvågsöppning och 1750 Hz tonöppning är när närliggande repeatrar med samma in- och utfrekvens har sådana konventioner att bågge hör handapparatens öppningston, då kommer bågge repeatrarna riskera att öppna och då störa varandras sändning.

Ett alternativ är därför att använda *subton* (eng. *subtone*) som är en frekvens under 300 Hz, i allmänhet 60 till 250 Hz. Ett existerande subton-system är *Continuous Tone Coded Squelch System (CTCSS)* där sändaren lägger ut en kontinuerlig subton. Mottagaren detekterar en vald subton, och enbart när den tonen har tillräcklig styrka så öppnar squelchen och håller den öppen så länge som det finns en subton.

För repeatrar så används det för att även starta sändaren, så därför måste man välja den subton som repeaterns mottagare är inställt på för att öppna repeatern. Det förekommer också att repeatern i sin tur skickar ut subton, oftast den som används för att öppna den. Detta öppnar i sin tur handapparaterna för den valda repeatern. Detta kan också användas av handapparater för att hitta repeatrar och lära sig den subton som öppnar den.

Skulle flera repeatrar höra samma källa så kan därför olika subton användas för att undvika öppning av fel repeater. SSA:s repeateransvarig har tilldelat CTCSS subtoner för de olika regionerna, och inom varje region finns flera subtoner för att kunna separera inom regionen.

5.8.9 DTMF

Ett system för att skicka styrkommandon och även öppna repeatrar är *Dual Tone Multi Frequency (DTMF)*, som bygger på principen att man skickar två samtidiga toner. De två tonerna väljs som en av fyra i två olika serier. Detta ger $4 \cdot 4 = 16$ kombinationer, varav 10 representerar siffrorna 0–9. DTMF kommer ursprungligen från telefonisystem, men fungerar även bra över vanliga radiokanaler. DTMF kan användas för att styra repeatrar, som att slå på och stänga av dem, samt styra andra egenskaper.

5.9 Egenskaper i mottagare

HAREC a.4.4

5.9.1 Närliggande kanaler

HAREC a.4.4.1

Närliggande kanaler kan skapa störningar när de läcker in. Därför gäller det att mottagaren kan undertrycka dem, även när de är starkare än den valda kanalen, så att man får så god läsbarhet på den valda kanalen. Närliggande kanaler kan därför anses vara störkällor. Moderna mottagare medger att flytta både över och undre gräns för att undertrycka allt för närgående kanaler. Även begreppet roofing filter förekommer för filter som hjälper till att filtrera med branta flanker och god undertryckningsförmåga. Detta är en del av många att ha goda så kallade stor-signal-egenskaper.

5.9.2 Selektivitet

HAREC a.4.4.2

Med *selektivitet* (eng. *selectivity*) menas en mottagares förmåga att skilja ut önskade signaler och undertrycka övriga. Summariskt beskrivet kallas avståndet mellan yttergränserna för det önskade frekvensområdet för bandbredd.

När det gäller superheterodyn mottagare finns två selektivitetsbegrepp:

- Det ena är *förselektion* för att dämpa de *spelgfrekvenser* som uppstår i samband med blandning av mottagna signaler och oscillatorfrekvenser i mottagaren.
- Det andra är selektiviteten i en superheterodyn mottagares MF-steg som används för att utskilja den önskade signalen efter blandningsförloppen.

5.9.3 Frekvensstabilitet

HAREC a.4.4.4

Frekvensstabilitet (eng. *frequency stability*) är viktigt för mottagare är viktigt för att kunna hitta sändare på angiven frekvens fort, kunna stanna på den frekvensen utan att glida ifrån signalen och dessutom undvika att glida in i närliggande signaler som stör.

Frekvensstabilitet tillgodoses i moderna mottagare med kristalloscillatörer, och man kan ofta köpa till *temperaturkompenserad* (*TCXO*) eller *ungskompenserad* (*OCXO*) kristalloscillator för att få en högre frekvensstabilitet i hela mottagaren.

För att få bäst nyttå så genereras alla *lokalscillatorfrekvenser* låsta till samma kristalloscillator, något som med modern PLL och DDS teknik blivit inte bara möjligt utan både kompakt, billigt och med hög prestanda.

5.9.4 Spelgfrekvensproblemet vid mottagning

HAREC a.4.4.5

Exempel: I bild 5.22 ska en sändning på 3600 kHz ska tas emot och VFO-frekvensen är 4055 kHz. Mellanfrekvensfiltret undertrycker sändningar på så närliggande frekvenser som till exempel 3603 och 3597 kHz. Denna egenskap kallas för *närselektion*.

Men tyvärr kan en sändning på så avlägsen frekvens som 4510 kHz ändå störa mottagningen, den goda närläcktionen till trots. Avståndet mellan 4510 kHz och vår mottagningsfrekvens 3600 kHz är 910 kHz. Frekvensen 4510 kHz och VFO-signalen bildar också en blandningsprodukt, som har frekvensen 455 kHz. Vid en VFO-frekvens av 4055 kHz och en mottagningsfrekvens av 3600 kHz benämns 4510 kHz som *spelgfrekvensen*. Avståndet mellan spelgfrekvens och mottagningsfrekvens är dubbla värdet av mellanfrekvensen – i detta exempel $2 \cdot 455 \text{ kHz} = 910 \text{ kHz}$.

Signaler på mottagningsfrekvensen och spelgfrekvensen alstrar båda blandningsprodukter med VFO-frekvensen, som har mellanfrekvensens värde. Mellanfrekvensfiltret kan därför inte undertrycka en främmande signal på spelgfrekvensen.

Däremot kan en mottagaringång med *förselektion* (eng. *preselection*) undertrycka den. I bild 5.23 finns en selektiv krets före blandaren släpper igenom ett smalt frekvensband med mittfrekvensen 3600 kHz, men dämpar till exempel frekvensen 4510 kHz på grund av den stora frekvensskillnaden. En förselektion har alltså tillförts som komplement till den närläcktionen som erhålls med mellanfrekvensfiltret.

Ju längre ifrån varandra nyttofrekvens och spelgfrekvens ligger, desto bättre är förselektionen. Med en mellanfrekvens av 455 kHz är alltså detta avstånd 910 kHz. I långvågs- och mellanvågsområdet är det tillräckligt för att man med enkla medel ska kunna skapa tillräckligt selektiva filter.

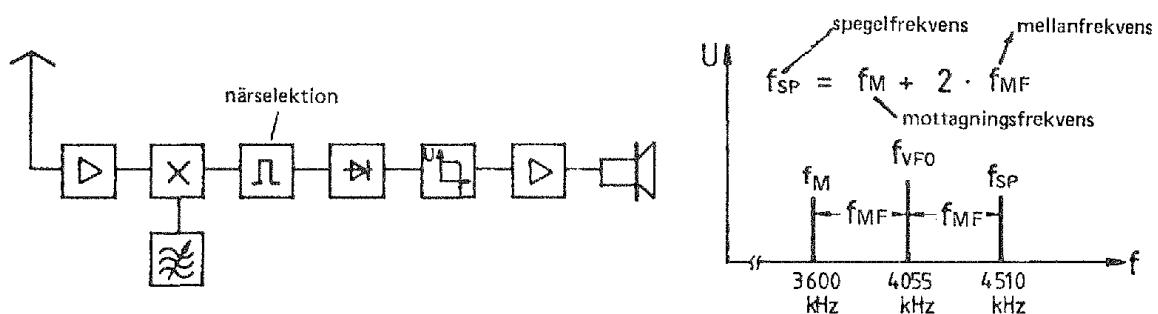
Exempel: Vid den högsta mottagningsfrekvensen på mellanvåg 1605 kHz är spelgfrekvensen 2515 kHz, som ligger 1,57 gånger högre i frekvens och med ett avstånd av 910 kHz. I kortvågsområdet dämpas inte en spelgfrekvens på avståndet 910 kHz tillräckligt kraftigt. Vid den högsta mottagningsfrekvensen på kortvåg 30 MHz ligger nämligen spelgfrekvensen 30,910 MHz endast 1,03 gånger högre i frekvens. Med antaget att förselektionskretsen har ett Q-värde av 30, blir bandbredden 53,5 kHz vid frekvensen 1605 kHz.

Med samma Q-värde blir bandbredden 1000 kHz vid frekvensen 30 MHz, vilket innebär att förkretsen inte längre kan dämpa så närliggande spelgfrekvenser på ett effektivt sätt.

I mottagare för högre frekvenser används därför högre mellanfrekvens för att öka avståndet till spelgfrekvensen, som illustreras i bild 5.24. I moderna kortvågsmottagare är det vanligt med en mellanfrekvens av 9 MHz eller högre. Vid en mottagningsfrekvens av 30 MHz och en mellanfrekvens av 9 MHz är spelgfrekvensen 48 MHz, vilket är 1,6 gånger mottagningsfrekvensen. Detta möjliggör förselektionsfilter med tillräcklig dämpning av spelgfrekvensen.

Bilden 5.25 visar hur närläcktion och förselektion kompletterar varandra i ett frekvensspektrum. Märk, att passbandbredden b i förselektionskretsen anger avståndet mellan de frekvenser där signalamplituden dämpats till 70 % av toppvärdet. I exemplet här ovan har antagits att förkretsen för kortvågsmottagning har samma Q-värde som förkretsen för mellanvågsmottagning.

Vid högre frekvenser, i VHF- och UHF-området, kan inte önskat Q-värde erhållas i sådana kretsar som används i KV-området och lägre. Andra lösningar blir då nödvändiga, till exempel kavitetsfilter och helixfilter.



Mottagning av önskad sändare: $f_{VFO} - f_E = 4055 - 3600 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$

Mottagning av ej önskad sändare: $f_{SP} - f_{VFO} = 4510 - 4055 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$

Bild 5.22: Enkelsuper med låg MF och ingen förselektion

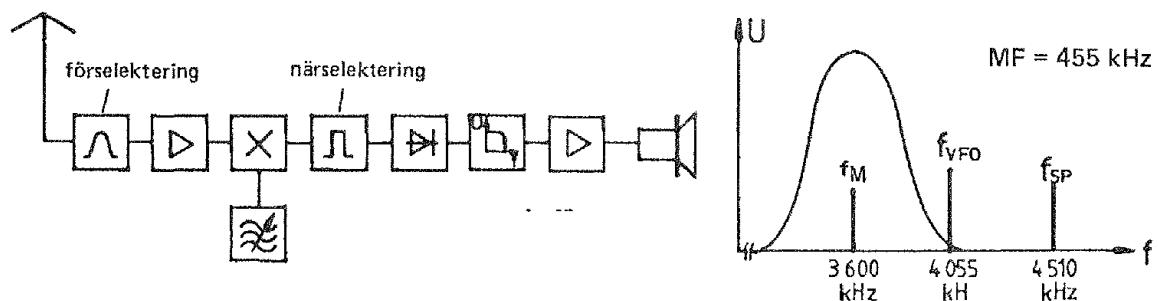


Bild 5.23: Enkelsuper med låg MF och med förselektion

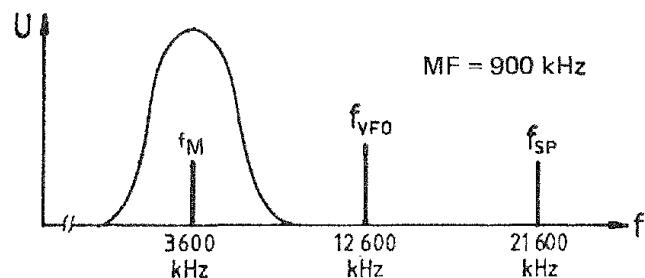


Bild 5.24: Enkelsuper med hög MF och med förselektion

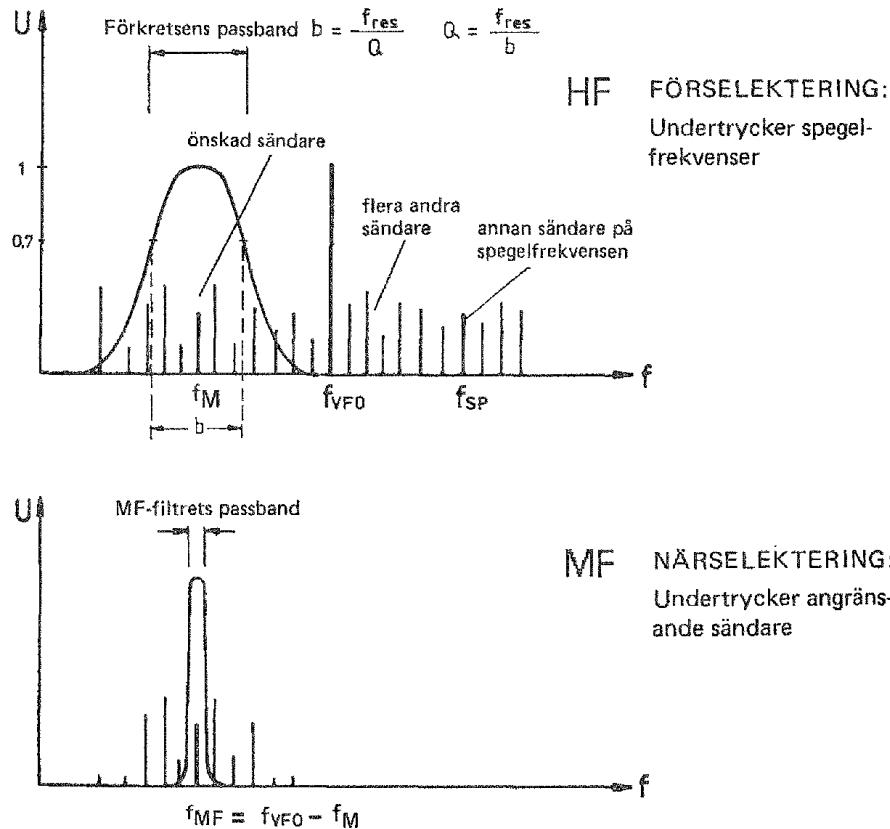


Bild 5.25: Samtidig för- och närläckning i superheterodyn mottagare

5.9.4.1 MF-bandbredd vid AM (A3E)

Bild 5.26 visar en amplitudmodulerad signals frekvensspektrum består av bärvägen och två sidfrekvenser – eller sidband om sidfrekvenserna är många.

Bandbredden i MF-kretsarna måste vara minst så stor att sidofrekvenserna längst bort från bärvägen kan passera. Dessa frekvenser motsvarar de högsta modulerande tonerna. Vid rundradiosändningar på mellanvåg utsänds alla frekvenser upp till 4,5 kHz. Detta motsvarar en bandbredd av 9 kHz. För enbart talöverföring är en bandbredd av 6 kHz tillräcklig, vilket motsvarar en LF-gränsfrekvens av 3 kHz.

Ett för smalt MF-filter skär bort de yttersta delarna av sidbanden. LF-signaler komma då att förlora de höga tonerna (diskanten). Om dock filtret är för brett, kommer närliggande utsändningar också att höras.

I vissa mottagare kan MF-bandbredden anpassas till förhållandena. Det är alltså en fråga om en kompromiss mellan bättre ljudkvalitet och mindre störd mottagning.

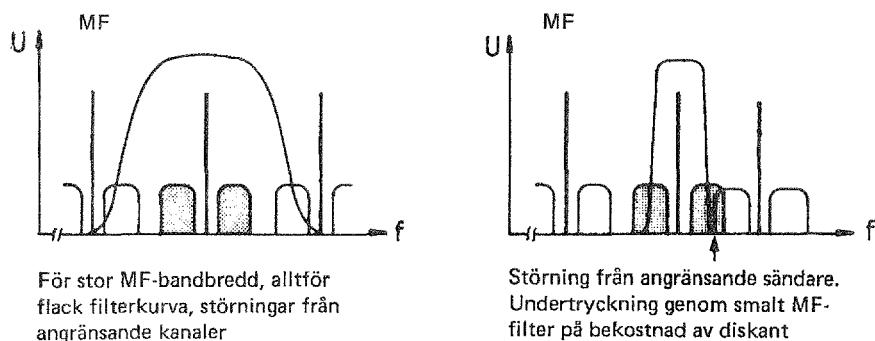
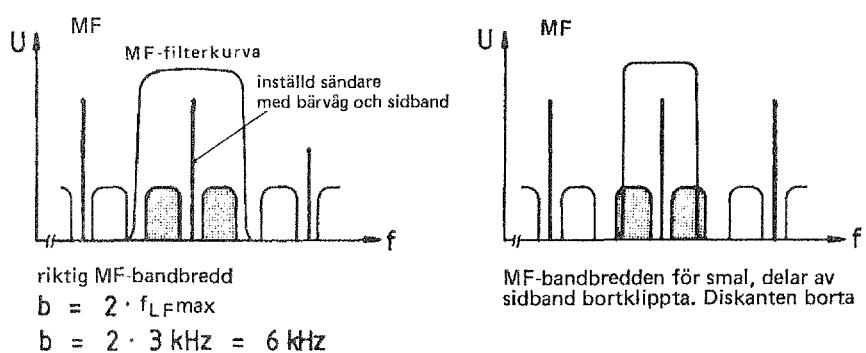
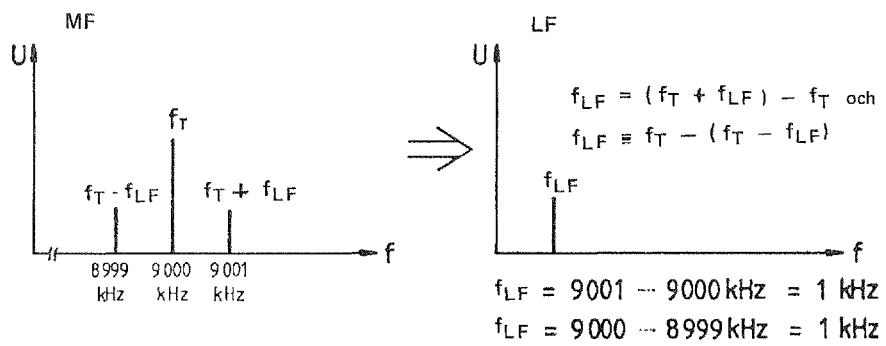
5.9.4.2 MF-bandbredd vid SSB (J3E)

Mellanfrekvensfiltret för SSB-mottagning ska endast släppa igenom ett av de två sidbanden, så som illustreras i bild 5.27, vars bredd är skillnaden mellan högsta och lägsta överförda LF-frekvens. Inom amatörradio är detta $3\text{ kHz} - 0,3\text{ kHz} = 2,7\text{ kHz}$, alltså något mindre än hälften av bandbredden vid AM.

Ett alltför brett MF-filter skulle också släppa igenom oönskade signaler från angränsande frekvenser. Å andra sidan skulle ett för smalt MF-filter skära bort signaler i det önskade frekvensregistret och försvara mottagningen. Smala filter kan å andra sidan utnyttjas för att dämpa signaler, till exempel från en för nära liggande sändare eller en som har för stor bandbredd.

När närliggande sändare stör mottagningen ges följande möjligheter:

- *Snedstämning.* Att göra en liten snedavstämning, uppåt eller nedåt i frekvens. Därigenom ändras frekvensläget på det mottagna talet, men vid små frekvensavvikelse blir förvrängningen liten. Läsligheten blir sämre, men mottagningen på det hela taget bättre.
- *MF-skift.* Som just beskrivits kan en liten snedavstämning göras. I vissa mottagare är det ordnat så att också BFO-frekvensen kan förskjutas så att frekvensläget på talet blir återställt igen. Därmed blir MF-passbandet skenbart förflyttat uppåt eller nedåt i frekvens (MF-skift, IF-shift). Det verkliga frekvensläget mellan nyttoignal och BFO behålls. I alla händelser blir basen eller diskanten på nyttoignalen avskuren, beroende på var den ligger i frekvens.



MF-bandbredd vid A3E

Bild 5.26: MF-bandbredd vid AM (A3E)

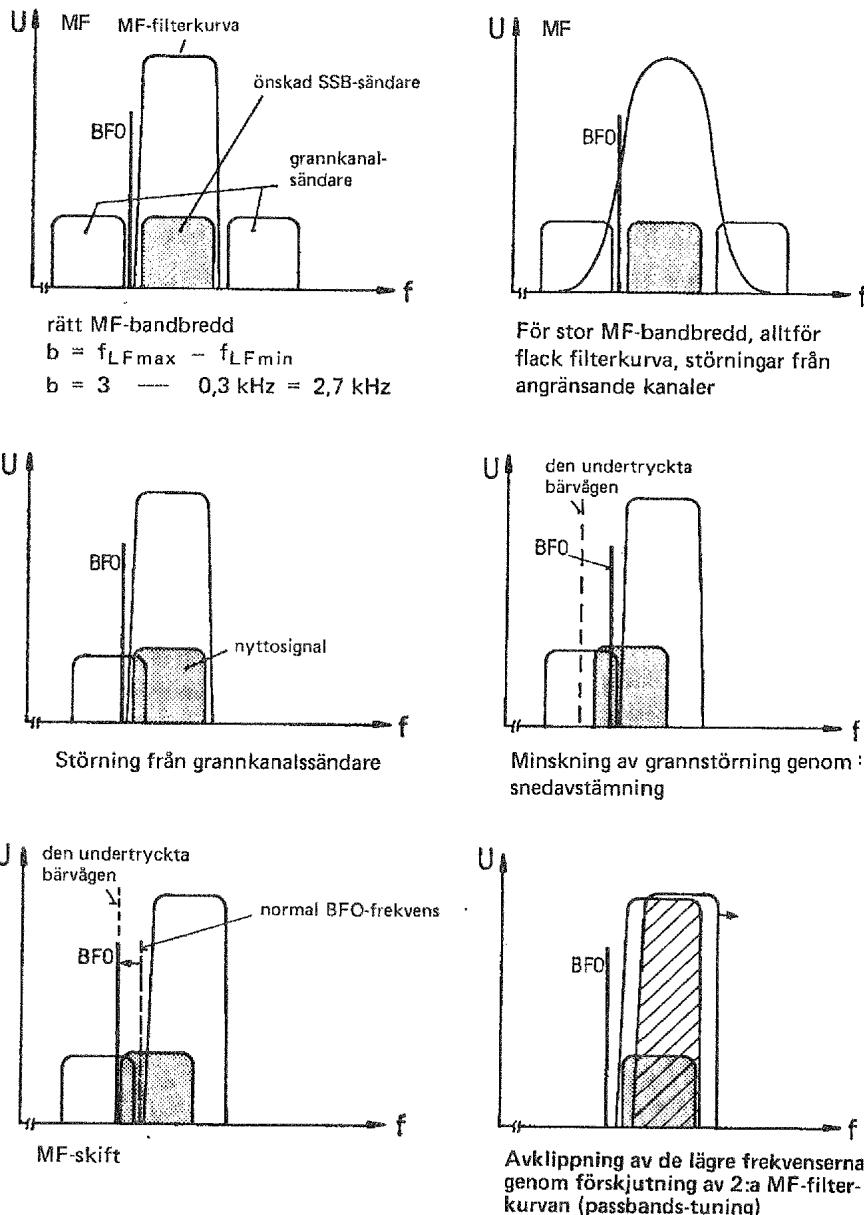


Bild 5.27: MF-Bandbredd och passbandtuning vid SSB (J3E)

- *Passband-tuning.* Om det finns störande sändare både över och under i frekvens, går det inte att skära bort störningarna med ett enkelt MF-skift, eftersom antingen den ena eller den andra störande sändaren ändå skulle höras. För det fallet erbjuder några moderna mottagare möjligheten att flytta MF-passbandets övre och undre frekvensgräns oberoende av varandra (bandpass tuning m.m.). Detta förutsätter, att mottagaren är en trippelsuper med branta filter i varje MF-steg. Vidare måste VFO, 1:a BFO och 2:a BFO kunna ställas in var för sig. Frekvensläget på MF I och/eller MF II kan då förskjutas över respektive filters passband, oberoende av varandra. Därigenom uppstår skenbart effekten att filterkurvorna skjuts emot varandra. Samma effekt skulle fås om kristallfiltren gick att avstämma, vilket ju inte är möjligt. Moderna SDR mottagare kan göra motsvarande genom att justera de digitala MF-filtren.

5.9.4.3 MF-bandbredd vid CW (A1A)

En CW-signal har som bekant inte bandbredden noll hertz, utan det handlar i grunden om en amplitudmodulerad signal. Vid en nycklingshastighet av 60 tecken per minut är bandbredden cirka 100 Hz och vid i 120 tecken per minut den dubbla, cirka 200 Hz.

I vissa mottagare används ett SSB-filter även för mottagning av CW. En vanlig bandbredd på ett SSB-filter är 2,7 kHz och då kommer även stationer på närliggande frekvenser att höras, detta illustreras i bild 5.28. Låt vara att de flesta av dessa stationer hörs med olika frekvens.

Fler än 20 CW-stationer får plats inom en bandbredd motsvarande en SSB-kanal. Den mänskliga hjärnan, kan med någon övning koncentrera sig på en av dessa signaler medan övriga uppfattas som störande.

Det tidigare nämnda LF-bandpassfiltret skulle emellertid åstadkomma en bättre selektion och bekvämare avlyssning. Men om en annan station inom passbandet är mycket starkare än den station som är av intresse, då blir MF-förstärkaren antingen överstyrd av den starkare signalen eller AGC reglerar ner förstärkningen så att den svagare signalen inte längre kan höras trots det smala LF-filtret. Selektionen i en mottagare bör därför sitta ”så långt fram som möjligt”. I det skildrade exemplet skulle ett smalt filter i MF vara till bättre nytta vid CW-mottagning. Bandbredden på ett sådant filter är 250–500 Hz, således endast något bredare än CW-signalen.

Med ett ännu smalare CW-filter kan, på grund av bristande frekvensstabilitet hos sändare och/eller mottagare, svårigheter uppstå att finna den önskade signalen. Välutrustade mottagare har passbandtuning även för CW, steglös bandbreddsreglering eller stegvis valbara filterbandbredder. Då kan mottagaren ställas in på den önskade signalen med en stor bandbredd som därefter minskas. För mottagning av RTTY (radiofjärrskrift) med 170 Hz skift mellan

de två frekvenserna, kan ett 500 Hz-filter användas. Smalare filter går däremot inte så bra.

5.9.4.4 Bandbredd vid FM (F3E)

En FM-sändare med frekvensdeviationen Δf_{max} och högsta modulerande LF-moduleringsfrekvensen $f_{LF_{max}}$ har bandbredden

$$b = 2 \cdot (\Delta f_{max} + f_{LF_{max}})$$

Inom amatörradio är det brukligt med en maximal deviation av 3 kHz och en övre gränsfrekvens av 3 kHz, vilket motsvarar en bandbredd av 12 kHz.

Fullgod mottagning är möjlig endast om MF-filtren i mottagaren har minst den bandbredd, som sändaren har. Men vid för stor mottagarbandbredd kan även stationer på närliggande frekvenser uppfattas. Sedan 1996 är det av IARU Region 1 rekommenderade kanalavståndet 12,5 kHz vid FM-trafik på VHF- och UHFamatörradiobanden.

Det är vanligare med för stor deviation på FM-sändaren än att mottagaren är alltför smal. En för stor deviation, avsaknad av deviationsbegränsare och för hög LF-gränsfrekvens medför en onödigt stor bandbredd på sändaren. Motstationen får då mottagningssvårigheter och stationer på angränsande kanaler blir också störda.

Det blir allt vanligare med 12,5 kHz kanalavstånd även för repeatrar, varför det är viktigt att alla sändare är rätt inställda.

5.9.5 Signalkänslighet och brus

HAREC a.4.4.3

Om man ställer in mottagaren på en ledig frekvens, så hör man vid full förstärkning ett brus likt det från ett vattenfall.

Bruset kommer från de svaga växelpänningar som uppstår när laddningsbärarna rör sig genom de material som strömkretsen består av. Beroende av bruskällan sträcker sig frekvensspektrum från noll till nära nog oändligt. På grund av egenskaperna skiljer man mellan en rad specifika bruskällor:

- Resistorbrus, även kallat ”vitt brus”, som uppstår i resistiva komponenter. Bruset sträcker sig över hela det mätbara frekvensområdet varvid energifördelningen är lika över hela området.
- Kretsbrus, som uppstår i resistanser i resonanskretsar.
- Antennbrus, som är sammansatt av bruset från antennens strålnings- och förlustresistanser samt av det galaktiska brus som antennen tagit emot.
- Transistorbrus uppstår av laddningsbärarnas rörelser i halvledarmaterial.

Mer information om brus i komponenter finns i avsnitt 1.7.3

Det bildas en sammanlagd brusspänning som kan bestämmas. Man talar om ett brustal, som är ett

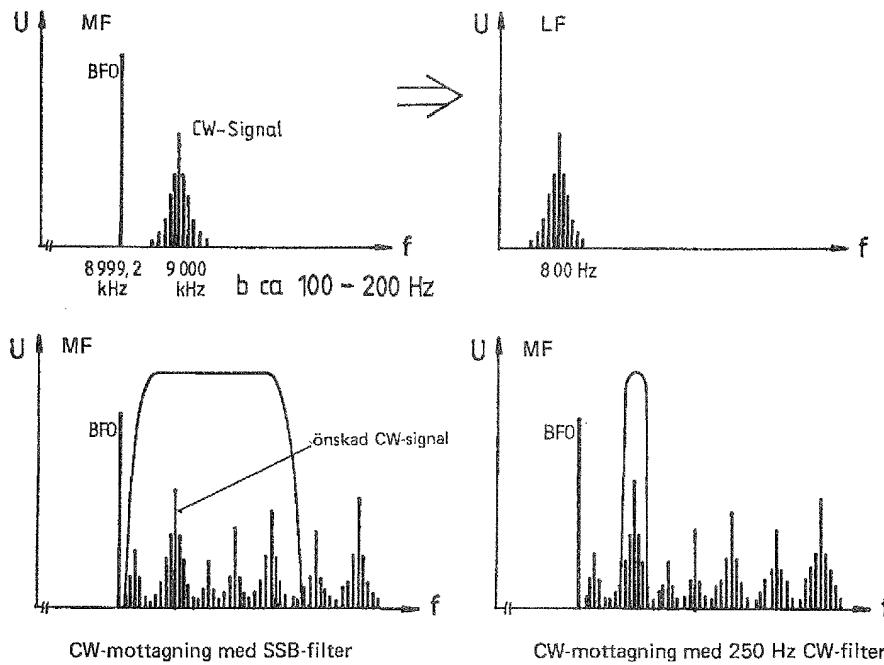


Bild 5.28: Olika MF-bandbredder vid CW (A1A)

mått på mottagningssystemets egenbrus. Detta ska ställas mot styrkan på den mottagna signalen. Man talar om ett förhållande mellan signaleffekt och bruseffekt. Det finns flera metoder att mäta och uttrycka detta förhållande som kallas S/N (signal to noise ratio). För att uppfatta den information som kommer ur en mottagares LF-utgång måste nyttosignalen vara ett antal gånger starkare än bruset. Den lägre gränsen för att uppfatta tal i kortvågsmottagare är ett brusavstånd i storleksordningen 10 dB.

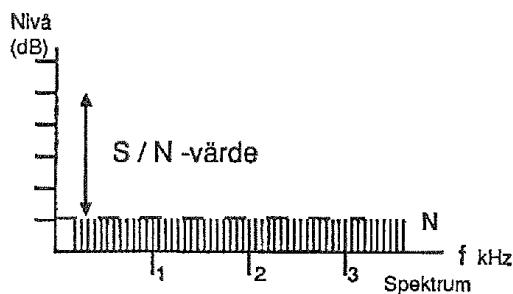


Bild 5.29: S/N-värde

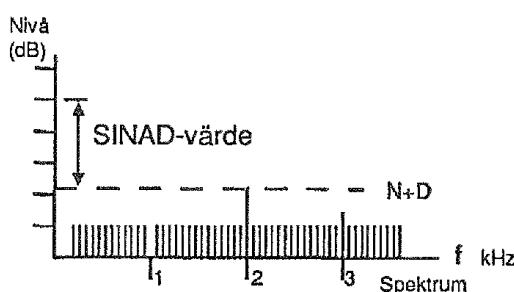


Bild 5.30: SINAD-värde

I en broschyr på en kortvågsmottagare kan man till exempel läsa ”Sensitivity SSB, CW: less than

$0,25 \mu V$ for 10 dB S/N”

Termen S/N betyder Signal/Noise, det vill säga styrkeförhållandet signal/brus uttryckt i dB. Det innebär att en signal kan läsas vid $25 \mu V$ signallnivå och ett S/N av mindre än 10 dB. Utöver brusnivån i mottagaren spelar också distorsionen en roll.

$$\text{Signalbrus-} \\ \text{förhållande} = \frac{S + N + D}{N} \text{ dB} \\ \text{där } S = \text{Signallnivå} \\ N = \text{Brusnivå} \\ D = \text{Distorsionsnivå}$$

I en broschyr på en VHF-mottagare kan man till exempel läsa ”Sensitivity FM: Less than $0,18 \mu V$ for 12 dB SINAD”

Termen SINAD betyder Signal, Noise and Distortion. Vid denna definition tar man även hänsyn till distorsionsprodukter som orsakas av den modulerande signalen.

$$\text{SINAD} = \frac{S + N + D}{N + D} \text{ dB}$$

5.9.6 Intermodulation, korsmodulation

HAREC a.4.4.6 HAREC a.4.4.7

Utöver att en bra modern mottagare bör ha tillräcklig frekvensstabilitet, känslighet och selektivitet bör den även ha goda så kallade *storsignalegenskaper*.

Med storsignalegenskaper menar man hur bra en relativt svag nyttosignal på mottagaringången motstår påverkan av stora, frekvensnära signaler med hög fältstyrka. Störningar av detta slag uppstår

genom icke linjära förlopp i komponenter i mottagarens ingångssteg, varvid mottagna signaler med stor amplitud blir förvrängda.

Korsmodulation och intermodulation är två begrepp som är förknippade med storsignalenskaperna. Båda kan visserligen definieras och bestämmas entydigt, men de förväxlas ändå ofta.

En för stark signal klipper dessutom i mixrar och detta gör att allt mindre signal kan detekteras varvid känsligheten sjunker och till slut kommer den tänkta signalen vara helt undertryckt, så kallad *blocking*.

5.9.6.1 Korsmodulation

HAREC a.4.4.8

Med korsmodulation menas, att den inkommande nyttosignalen amplitudmoduleras med modulationsprodukter från en annan frekvensnära amplitudmodulerad signal, varvid korsmodulationen uppstår i olinjära komponenter i mottagaringången (försteg, blandare). När man med mottagaren i AM-läge ställt in den på någon bärväg så hörs också andra starka, frekvensnära stationer.

Det måste alltså alltid finnas en nyttosignal på den inställda frekvensen för att det ska uppstå korsmodulation. När nyttosignalen försvinner så försvinner även korsmodulationen.

För dåligt fasbrus hos mottagaren kan vara en orsak till att starka grannkanaler mixas in och detekteras.

5.9.7 Intermodulation

Vid så kallad intermodulation blandas två starka inkommande signaler i olinjära komponenter i mottagaringången. Deras blandningsprodukter faller på mottagningsfrekvensen så att den störs, vare sig det finns en nyttosignal där eller inte.

5.9.8 Frekvensstabilitet

Se avsnitt 3.6.

6 Sändare och transceivers

6.1 Sändare

6.1.1 Blockschema

Blockschema är sätt att göra en översiktig principskiss över en apparats design, där de övergripande principerna för funktionen är illustrerade i en förenklad form där varje block representerar en grundläggande funktion. Denna förenkling gör att man kan snabbt få en översikt utan att fastna i konstruktionsdetaljerna av enskilda block.

Hela apparaten kan ses som ett antal funktionsblock. Hur de samverkar framgår i stort av blockschemat. Där återfinns oscillatorer, blandare, förstärkare etc. I schemat kan även finnas uppgifter om frekvenser och spänningar med mera.

Det finns olika slags funktionsblock – kretsar. Kombinationen av block ger apparater med olika egenskaper. Exempel är så kallade raka sändare med samma frekvens genom hela sändaren, superheterodynssändare där frekvensblandning används, frekvensmultiplicerande sändare etc.

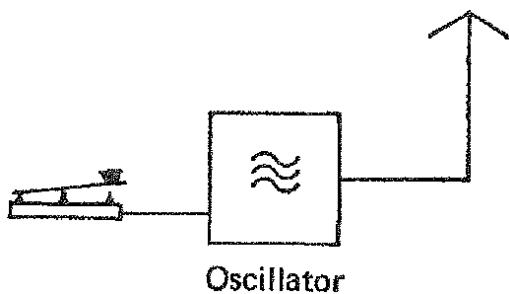


Bild 6.1: Enstegs sändare

6.1.2 Rak sändare

HAREC a.5.1.1b HAREC a.5.2.1 HAREC a.5.3.3

En *rak sändare*, som illustreras i bild 6.1, är det enklaste sändarkonceptet. Då är oscillatorns frekvens samma som sändningsfrekvensen och ingen frekvensomvandling sker i signalvägen. Om en antenn kopplas till oscillatorn så blir den en enkel enstegs sändare.

I flerstegs raka sändare följs oscillatorn av ytterligare funktioner på samma frekvens som oscillatorn. Buffertsteg, drivsteg och slutsteg kan vara sådana funktioner.

Bild 6.2 visar en rak sändare, som består av oscillator + buffertsteg 1 + buffertsteg 2 + drivsteg + effektförstärkare.

Oscillatorn följs av ett avlastande buffertsteg 1. På så sätt blir oscillatorns frekvensstabilitet bättre. Buffertsteg 2 avlastar ytterligare och matar dessutom ett

effekthöjande drivsteg, som ger driveffekt till slutsteget, samt slutsteget där den slutliga effekthöjningen sker.

Raka sändare kan användas för CW, FM, PM och AM, men inte DSB och SSB. Fördelen med raka sändare är enkelheten. Nackdelen är att alla steg arbetar på samma frekvens, varvid risken för återverkan på ett föregående funktionssteg är större. Oönskad återkoppling kan då bli följd, som kan ge ostabila egenskaper hos sändaren. Genom att i första hand bygga in VFO och buffertstegen i metallkapslingar, så kallade skärmar, så minskas denna risk då högre isolation åstadkoms.

6.1.3 Sändare med frekvensmultiplicering

HAREC a.5.3.2 HAREC a.5.3.5 HAREC a.5.3.6 HAREC a.5.3.8
HAREC a.5.3.9 HAREC a.5.3.11

Helst väljer man en arbetsfrekvens för oscillatorn där den är mest frekvensstabil.

Om högre frekvens önskas på nyttosignalen, så kan man till exempel multiplicera oscillatorfrekvensen, detta kallas för *frekvensmultiplicering* (eng. *frequency multiplication*). I olinjära kretsar alstras övertoner, som ofta utnyttjas i detta syfte.

Endast när kravet på frekvensstabilitet är lågt används den frekvens, som VFO eller CO arbetar på, även för nyttosignalen.

Oscillatorn svänger här på en låg frekvens, som multipliceras i olinjära förstärkarsteg till en hög sändningsfrekvens. Oftast multipliceras frekvensen två eller tre gånger i vart och ett av förstärkarstegen.

Bild 6.3 visar ett blockschema för en FM sändare för 435 MHz (70 cm-bandet). Oscillatorfrekvensen är 8,056 MHz. I fyra av de efterföljande förstärkarna multipliceras frekvensen 2, 3, 3 respektive 3 gånger, alltså totalt 54 gånger. Sändningsfrekvensen blir då $8,056 \cdot 54 = 435$ MHz.

Variationer i oscillatorfrekvensen blir också multiplicerade. I detta exempel blir sändningsfrekvensens deviation 54 gånger större än oscillatorfrekvensens deviation. En deviation av max 3000 Hz från den nominella sändningsfrekvensen motsvaras av följande deviation från oscillatorfrekvensen,

$$\Delta f = \frac{3000}{54} = 55,6 \text{ [Hz]}$$

FM-sändare för VHF, UHF och SHF utförs ofta med frekvensmultiplikation. Jämfört med en rak sändare är komponentbehovet större, men i stället ger den låga oscillatorfrekvensen god frekvensstabilitet, vilket är en fördel. Risken för oönskade självsvängningar är mindre i en frekvensmultiplicerande än i en rak

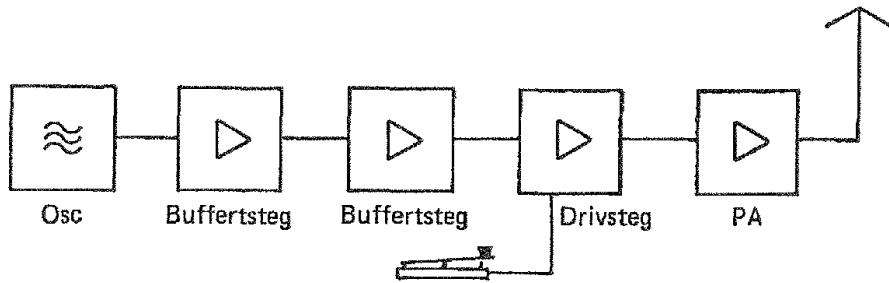


Bild 6.2: Flerstegs rak sändare

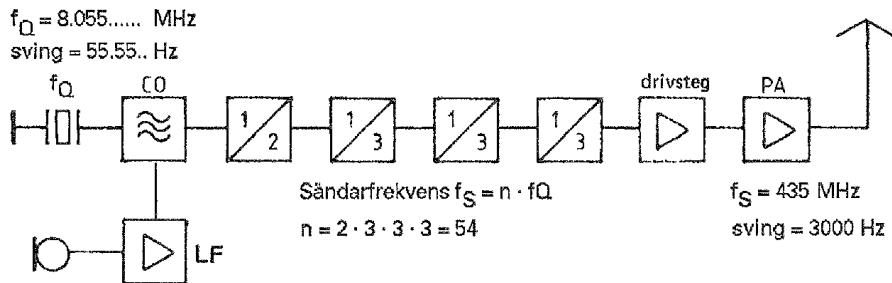


Bild 6.3: FM-sändare med frekvensmultiplicering

sändare, eftersom in och utgångsfrekvenserna i flera av stegen är olika.

Genom att ersätta frekvensmodulatorn med en fasmodulator så kan samma sändare även användas för fasmodulerad signal.

De frekvensmultiplicerande stegen i bild 6.3 arbetar i klass C, det vill säga olinjärt, vilket medför amplituddistorsion. Vid frekvens- och fasmodulering saknar emellertid detta betydelse, eftersom amplituden i det fallet inte är informationsbärande.

Övertoner i nyttosignalen bör dock filtreras bort, något som sker med ett filter på utgången, det så kallade *utgångsfiltret* (eng. *output filter*).

6.1.4 Sändare med frekvensblandning – superheterodyn-sändare

HAREC a.5.1.1a

6.1.4.1 Telegrafisändare (CW) för kortvåg

En VFO är mest stabil på låga frekvenser medan en CO har god stabilitet även på högre frekvenser. När signalerna från dessa blandas, bildas blandningsprodukter som är skillnaden och summan av signalkänslor. Bild 6.4 visar en telegrafisändare där detta fenomen används för sändning inom området 14,0–14,5 MHz eller 3,5–4,0 MHz beroende på passbandet i filtret efter blandaren.

Resultatet är en superheterodyn-VFO med både variabel och stabil signal. På bilden har valts ett filter med passband för det övre av dessa frekvensområden.

6.1.4.2 Telefonisändare (SSB) för kortvåg

HAREC a.5.2.2 HAREC a.5.3.1 HAREC a.5.3.4 HAREC a.5.3.10
HAREC a.5.3.12

Bild 6.5 visar en SSB-sändare för två kortvågsband och bygger på sändaren i bild 6.4. Filtermetoden är den mest använda för att bereda en SSB-signal. Oscillatorsignalen amplitudmoduleras i en balanserad blandare. I en sådan undertycks bärvägen medan de båda sidbanden släpps fram. Det ena sidbandet undertycks med ett bandpassfilter, ofta implementerat med ett kristallfilter för att få god undertryckning av oönskat sidband. Denna SSB-signal flyttas till avsett frekvensband genom ännu en frekvensblandning och ytterligare filtrering.

I exemplet är CO-frekvensen 9 MHz. VFO har frekvensområdet 5,0–5,5 MHz. Vid blandningen får blandningsprodukter inom frekvensområdena 14,0–14,5 MHz och 4,0–3,5 MHz. Genom att välja bandpassfilter kan man sända i ett av dessa frekvensområden. Efterföljande driv- och slutsteg utförs för att arbeta i detta frekvensband, antingen utan särskild avstämning – så kallad bredbandigt utförande – eller genom avstämning på en viss frekvens, vilket ger renaste signalen.

Bild 6.6 visar en SSB-sändare som liknar den i bild 6.5. Den stora skillnaden är att signalfrekvensen kan flyttas till flera olika band med hjälp av ännu en frekvensblandning. Därför används fler valbara bandpassfilter.

I en SSB-signal ligger all information i amplituden, till skillnad från en FM-signal där all information ligger i frekvensen. En SSB-signal får alltså inte förvrängas. Det innebär att förstärkarstegen i SSB-sändare måste arbeta linjärt, det vill säga en

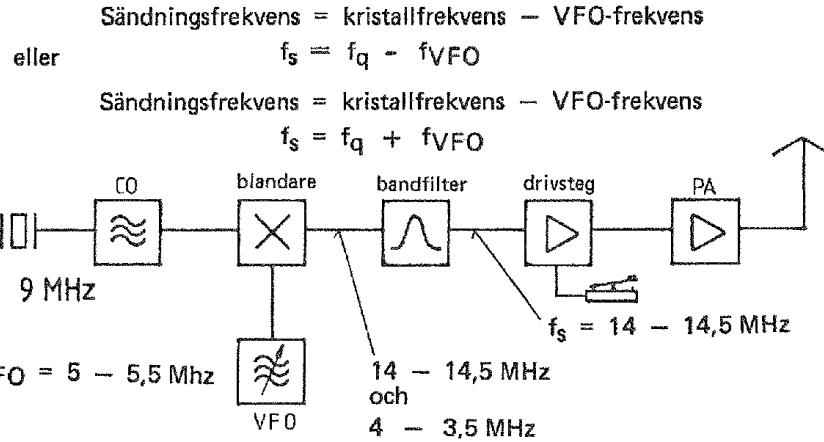


Bild 6.4: 2-bands CW-sändare med frekvensblandning

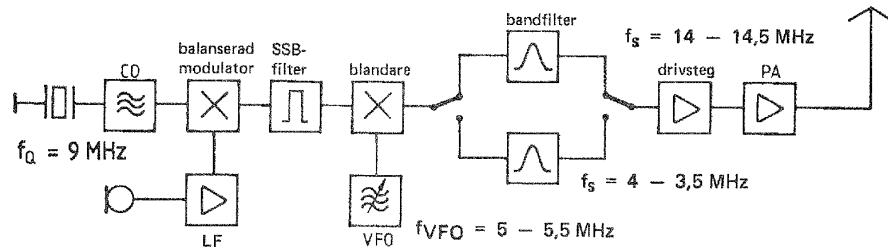


Bild 6.5: 2-bands SSB-sändare med frekvensblandning

utsignal ska vara proportionell mot insignalen i varje moment.

6.1.5 PLL-styrda sändare

PLL-styrning är inte ett sändarkoncept. Det är ett sätt att styra frekvensen i en oscillator och hålla den stabil med hjälp av en likspänning från en *faslåst loop* (eng. *Phase Locked Loop (PLL)*) vilket är en digitalt styrd krets.

En PLL kan användas till exempel i raka sändare och heterodynssändare. I det första fallet (bild 6.2) kan frekvensen i den enda oscillatorn styras av en PLL. I det andra fallet (bild 6.6) kan frekvensen i någon av oscillatorerna styras av en PLL. En närmare beskrivning av PLL-styrning av dessa två sändarkoncept följer här.

6.1.5.1 PLL-styrd FM-sändare för 144–146 MHz

HAREC a.5.2.3

Bild 6.7 visar en PLL-styrda rak sändare med en VCO (spänningsstyrda oscillator) och ett PA (effektförstärkare).

VCO ingår som det frekvensstyrda elementet i en PLL. Utfrekvensen från VCO (är-värdet) avläses och delas periodiskt med talet 10 och matas in i en programmerbar frekvensdelare. Eftersom frekvensområdet för VCO är 144–146 MHz, kommer infrekvensen till den programmerbara delaren att ligga i området 14,4–14,6 MHz. Delningstalet i denna delare kan programmeras in i steg om 1 mellan talen 5760 och 5840.

Med den första delarens divisor 10 och den andra delarens divisor inställd till exempel på 5760, så avgas

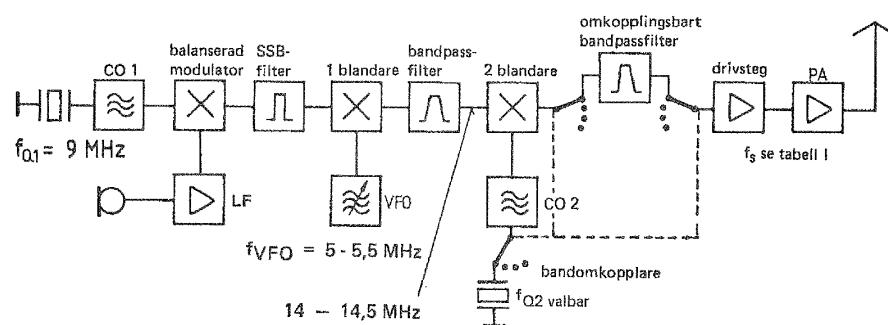


Bild 6.6: Flerbands SSB-sändare med frekvensblandning

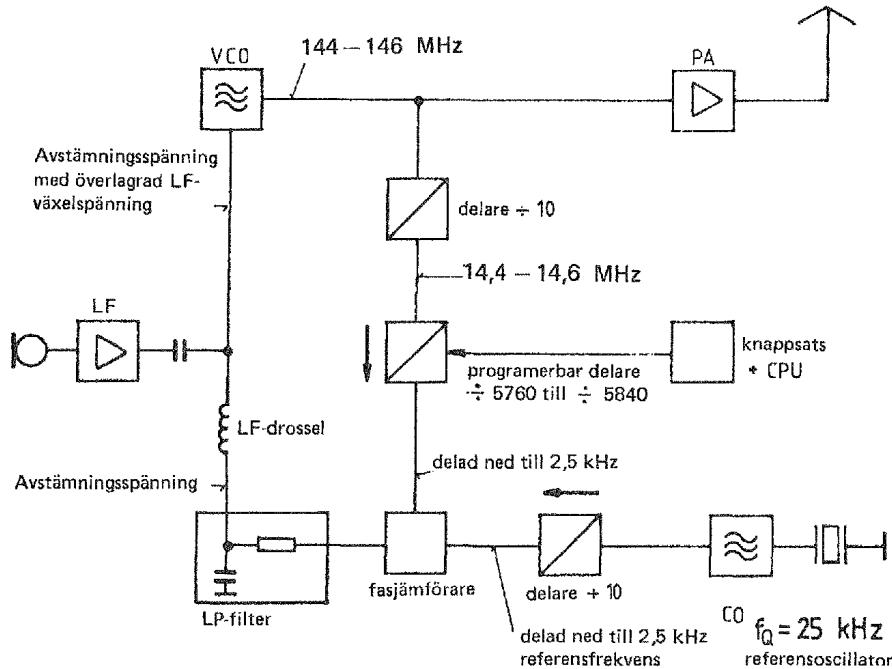


Bild 6.7: PLL-styrd FM-sändare för FM

ur delarkedjan en puls varje gång som VCO har genomfört 57600 svängningar. Vid en VCO-frekvens av 144 MHz (144 000 kHz) motsvaras divisorn 57600 ($= 10 \cdot 5760$) av en pulsfrekvens av 2,5 kHz ut från räknadedjan. På samma sätt kommer en VCO-frekvens av 144 025 kHz och divisorn 57610 ($= 10 \cdot 5761$) också att ge en pulsfrekvens av 2,5 kHz, likaså 146 MHz och divisorn 58400 och så vidare.

VCO-frekvensen läses alltså i intervall om 25 kHz till närmaste delningstal, för att uppnå en pulsfrekvens av 2,5 kHz. Om VCO-frekvensen (är-värdet) avviker från det inställda delningstalet (bör-värdet), så kommer pulsfrekvensen att bli högre eller lägre än 2,5 kHz.

Pulsfrekvensen jämförs i en så kallad fasjämförare med en kristallstyrd referensfrekvens som efter en delning med 10 också är 2,5 kHz. Utspänningen från jämföraren är en likspänning, som intar ett medelvärde då infrekvenserna är lika, men ett högre eller lägre värde när de skiljer. Denna likspänning används för att kontinuerlig styra VCO-frekvensen till likhet med börvärdet. Regleringsförloppets hastighet bestäms av tidskonstanterna i ett lågpassfilter, det så kallade loop-filtret.

Sändningsfrekvensen regleras alltså med styrspänningen. Med samma spänning går det också att frekvensmodulera oscillatorn. Det görs så, att LF-signalen från modulatorn överlägras på styrspänningen genom additiv blandning (se kapitel 3.8) via en kondensator. De variationer i reglerspänningen som kommer av talet är snabbare än loopfiltrets tidskonstant. Variationerna av talet hinner därför inte uppfattas som frekvensavvikelse och blir därför inte utreglerade. Drosseln efter loop-filtret förhindrar att moduleringsignalen kortsluts av filtrets kondensator.

Frekvensinställningen, det vill säga programeringen av delaren, kan utföras på flera sätt. Exempel är tumjhjuls-omkopplare, logikkretsar i kombination med en knappssats och så vidare.

6.1.5.2 PLL-styrd sändare för kortvåg

Bild 6.8 visar ett avancerat koncept för en kortvågs-sändare. SSB-signalen alstras på frekvensen 9 MHz och blandas med 61 MHz i 1:a blandaren.

Summafrekvensen 70 MHz filtreras fram som mellanfrekvens. Den önskade sändningsfrekvensen fås genom att blanda 70 MHz MF med frekvensen från VCO och därefter filtrera fram skillnadsfrekvensen.

VCO i detta exempel täcker frekvensområdet 40–69,5 MHz. Således blir sändarens täckningsområde 1,5–30 MHz. För att filterfunktionen ska bli optimal, kan den delas upp på flera valbara filtersektioner, till exempel ett per amatörband. Valet kan ske automatiskt och styrt av frekvensläget på VCO.

Den absoluta ändringen mellan de två extrema sändningsfrekvenserna är så stor som 28,5 MHz eller 1:20. Frekvensändringen i VCO är 29,5 MHz, men där är ändringsförhållandet mellan de extrema frekvenserna endast 1:1,74, vilket kan täckas av en enda VCO. Vid en lägre 2:a MF-frekvens skulle det behövas flera omkopplingsbara VCO för att täcka hela frekvensområdet.

Exempel: Vid en MF på 9 MHz behöver VCO-funktionen täcka 9,5–39 MHz, det vill säga 1:4,11, vilket är för mycket för en VCO.

SSB-signalen efter 2:a blandaren är inte lämplig att använda i regleringsslängan i PLL. Anledningen är att bärvägen är undertryckt i denna signal och att därför HF-frekvenserna i det resterande sidbandet varierar i takt med de modulerande LF-frekvenserna.

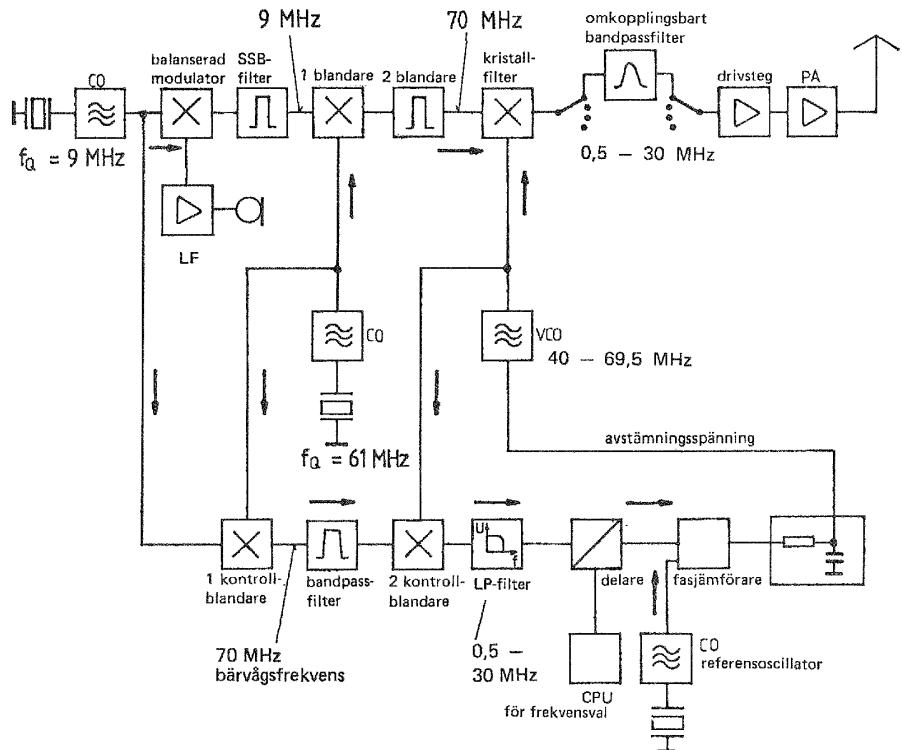


Bild 6.8: PLL-styrd SSB-sändare för kortvåg

I konceptet på bilden rekonstrueras bärvägen i en 1:a kontrollblandare, genom blandning av de två CO-frekvenserna 9 och 61 MHz. Den framfiltrerade bärvägen med frekvensen 70 MHz blandas med VCO-frekvensen i 2:a kontrollblandare och ur denna signal framfiltreras den rekonstruerade bärvägen. Denna stämmer perfekt med den undertryckta bärvägens frekvens och innehåller inga LF-signaler. Bärvägsfrekvensen delas i en programmerbar frekvensdelare och jämförs med frekvensen från en kristallstyrda referensoscillator CO. Ur fasjämföraren erhålls en likspänning som styr VCO via ett loop-filter. Frekvensen ställs in genom att programmera delaren i PLL.

I moderna sändare finns även mikroprocessorer, som erbjuder frekvensinställning, minnen och avsökning av frekvenser, m.m.

Det beskrivna konceptet är avancerat. Frekvensen i alla oscillatorer styrs av samma referensoscillator. Frekvensstabiliteten beror alltså enbart på referensoscillatorns stabilitet.

Omkopplingen mellan LSB och USB kan göras antingen genom att behålla SSB-filtret och ändra frekvensen 9 MHz med ett värde så att filtret blir verksamt i det motsatta sidbandet eller genom att behålla frekvensen 9 MHz och byta till ett SSB-filter som är verksamt i det motsatta sidbandet.

En PLL-styrd sändare har både kristalloscillatorns stabilitet och variabel frekvens över ett stort frekvensområde trots ett litet antal styrkristaller. En sådan sändare kan relativt enkelt styras digitalt.

En principiell nackdel med alla sändare med PLL-oscillator är fasbruset. En annan nackdel är den stora

komponentmängden (se kapitel 5.4).

6.2 Egenskaper i sändare

HAREC a.5.4

Sändare har många olika egenskaper som man ska vara uppmärksam på, dels för att ha en effektiv sändare, dels för att få bra kvalitet på sändning och dels för att inte störa grannkanaler eller på andra band.

6.2.1 Frekvensstabilitet

HAREC a.5.4.1

Frekvensstabiliteten (eng. *frequency stability*) är en grundläggande egenskap, eftersom en sändare som inte är frekvensstabil nog kommer bli svår för en mottagare att följa och uppfatta. Dessutom riskerar man att störa grannkanaler. Mindre avdrift i frekvens kan tolereras, men helst ska den uppfattas som helt stabil.

I gamla tider så var resonatorerna LC-kretsar, och både mekanik och elektronik kunde driva betänktligt. Med modernare kristallstyrda sändare, där man använder PLL eller DDS synteser så kan frekvensstabiliteten härledas till en enskild kristalloscillator. Denna är typiskt en okompenserad kristall, med man brukar kunna välja en temperatur-kompenserad kristalloscillator – TCXO eller en ugnskompenserad kristalloscillator – OCXO. Det kan även förekomma att man kan låsa på en extern referensfrekvens, ofta 10 MHz.

6.2.2 RF-bandbredd

HAREC a.5.4.2

RF bandbredden (eng. *RF bandwidth*) är den bandbredd som den modulerade signalen har när den kommer ut ur sändaren. Det är viktigt att den är begränsad så att den håller sig inom de gränser som finns för signaltypen, så att sändaren inte stör grannkanalerna. Till exempel kan en sändare anpassad för FM 25 kHz kanadelning modulera för starkt för NFM 12,5 kHz kanadelning och helt enkelt störa grann-kanalerna.

Det är ofta svårt att begränsa RF-bandbredden direkt på utgången av sändaren, eftersom den förväntas kunna byta kanal. Istället så begränsar man bandbredden på mellanfrekvens direkt vid modulatorn, och innan frekvens-skiftningen upp till rätt frekvens. Detta kräver dock att efterföljande steg är linjära nog att inte skapa oönskade sidband i så kallat splatter eller tar upp spiegelfrekvenser.

6.2.3 Sidband

HAREC a.5.4.3

När man sänder skapas *sidband* (eng. *side band*). För AM och SSB så skapas bågge, övre *sidbandet* (eng. *Upper Side Band (USB)*) eller *undre sidbandet* (eng. *Lower Side Band (LSB)*) av den modulerade signalen. För SSB undertrycks även bärvägen. För FM skapas bredare sidband som behöver filtreras.

6.2.4 Ljudbandbredd

HAREC a.5.4.4

Bandbredden på ljudsignalen, den så kallade *ljudbandbredden* (eng. *audio bandwidth*) in kan vara väldigt stor, och det är därför viktigt att sändaren begränsar den bandbredden så att sändaren inte råkar modulera utanför sin kanal, något som främst påverkar bandbredds begränsning uppåt, oftast 3 kHz för amatörradio. Bandbredden kan också behöva begränsas nedåt vid 300 Hz för att inte råka störa till exempel signalering med subtoner. Denna nedre begränsning kan dock ibland behöva sättas ur spel för att kunna skicka ut subtonssignaler, men även för andra former av signaler.

6.2.5 Olinjaritet

HAREC a.5.4.5

Olinjaritet (eng. *nonlinearity*) i ett sändarsteg ger dels övertoner som behöver begränsas, ofta genom ett filter på utgången, men man försöker även begränsa hur olinjärt steget tillåts bli. För tal kommer olinjäritet även att påverka intermodulationen mellan flera olika frekvenser i tal, vilket dels skapar störningar inom bandet men även utanför och därmed breddar det. Detta kallas för splatter och är en oönskad egenskap. God linjäritet även vid höga effekter är därför eftersträvansvärt. Ibland kan man ha så mycket olinjäritet att taltydigheten blir låg, det kan därför vara lämpligt att dra ned något på

effekten så taltydigheten går upp, vilket då ger bättre signalrapport än när intermodulationen är för hög.

6.2.6 Utgångsimpedans

HAREC a.5.4.6

Utgångsimpedansen (eng. *output impedance*) är förstärkarens drivegenskaper och de ska ofta vara anpassade till kabel. Oftast är det 50 ohm, men för förstärkare som har inbyggd matchbox, automatisk eller ej, så kan förstärkarens utimpedans anpassas för att kunna driva en antennsystem med större avvikelse i impedans. En god matchning i impedans krävs för att få en bra energiöverföring av den tillförda energin utan att för mycket studsar tillbaka. Många sändare har skyddskretsar som drar ned uteffekten vid för stor reflekterad energi, för att skydda slutsteget, och det gör att ett impedansmatchfel ger ännu större reduktion i utsänd effekt än vad själva impedansfelet i sig skulle motivera.

6.2.7 Uteffekt

HAREC a.5.4.7

Uteffekten (eng. *output power*) är den effekt som sändaren är kapabel att sända, på ett visst band, vid god utgångsmatchning. Ofta är den mätt i p.e.p. för att matcha kraven från övervakande myndigheter. Det kan gå att få högre faktisk effekt ur en sändare, men då kommer den vara så pass olinjär att den inte förväntas klara krav på splatter.

6.2.8 Effektivitet

HAREC a.5.4.8

Effektiviteten (eng. *efficiency*) på en sändare eller slutsteg är den utsända effekten i förhållande till den tillförda effekten. Effektiviteten varierar med uteffekt och frekvens.

6.2.9 Frekvensdeviation

HAREC a.5.4.9

Frekvensdeviationen är den maximala avvikelsen från bärvägen som tillåts vid frekvensmodulation.

6.2.10 Modulationsindex

HAREC a.5.4.10

Modulationsindex (eng. *modulation index*), eller även *modulationsdjupet*, anger hur djup modulation av bärvägen är. För hög modulations undertrycker bärvägen och kan göra det svårt för mottagaren att detektera. För låg modulation ger svaga sidband att förmedla tal, och för mycket av energin går till att sända enbart bärväg.

6.2.11 CW-klickar

HAREC a.5.4.11

Vid CW kan för snabb stig och falltid på bärvägen ge onödig bandbredd och uppfattas som klickar

eller chirpar. Då detta är störande ska bandbredden begränsas genom att filtrera bärvägens till- och frånslag.

6.2.12 SSB övermodulation och splatter

HAREC a.5.4.12

Övermodulation vid SSB ger intermodulation och splatter, vilket ger dels en signal om är svår att läsa och dels en för bred signal.

6.2.13 RF-spurioser

HAREC a.5.4.13

Utöver den förväntade bärvägen kan en sändare skicka ut frekvenser som vare sig tillhör bärväg och dess sidband. Harmoniska undertoner samt helt andra orelaterade frekvenser ska vara undertryckta. Detta regleras i EMC standarden för radioutrustning, i det här fallet för amatörradio.

6.2.14 Chassistrålning

HAREC a.5.4.14

En sändare förväntas kunna leverera en stor effekt ut på antennutgången, men från själva inneslutningen, chassit, och övriga anslutningar ska sändaren inte sända bärväg, sidband eller några andra signaler.

6.2.15 Fasbrus

HAREC a.5.4.15

Fasbrus (eng. *phase noise*) är en egenskap hos alla oscillatorer, som ger en fasmodulation av bärvägen. Alla steg i en sändare bidrar med brus och ger sammanlagt det totala fasbruset. En sändares fasbrus kan sträcka sig långt utanför den normala modulerade bandbredden, och speciellt för repeatrar så kan sändarens fasbrus höja brusgolvet för mottagaren om inte korrekt trimmade duplexfilter används för att undertrycka sändarens fasbrus på mottagarens ingångsfrekvens.

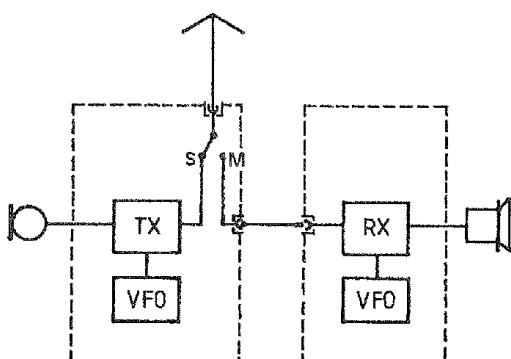


Bild 6.9: Separat sändare och mottagare

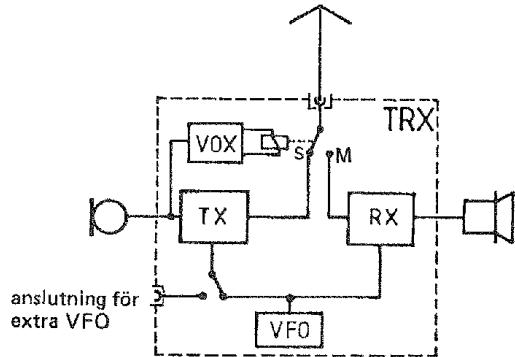


Bild 6.10: Transceiver med samma VFO

6.3 Transceiver

En *transceiver* – transmitter receiver – är både en sändare och mottagare med delvis gemensamma funktioner. Dessa kan till exempel vara oscillatorer, signalbehandlingskretsar, filter, strömförsörjning och så vidare, vilket innebär besparing av ingående komponenter, men också vissa funktionella begränsningar.

Transceiverkoncept är numera vad som används allra mest av radioamatörer. Eftersom man på olika vis önskar sig så många sändar- och mottagarfunktioner som möjligt inom samma skal, så kan det vara svårt att undvika kompromisser. Så kan till exempel en specialiserad, separat mottagare ha bättre eller fler egenskaper än i en transceiver.

6.3.1 Jämförelse mellan stationskoncept

Bild 6.9 visar i stort en station med skilda sändar- och mottagarfunktioner, men att antennen är gemensam. Bild 6.10 visar i stort en transceiver där VFO och antenn är gemensamma, men i övrigt med skilda funktioner. Bild 6.11 visar samma transceiver, men med ett mer detaljerat blockschema.

6.3.2 Simplex

En station sägs sända *simplex* när den enbart kan sända eller ta emot, det vill säga när den inte samtidigt sänder och tar emot. Detta är det normala för kortvågs-stationer som sänder på samma frekvens.

6.3.3 Halv duplex

En station sägs sända *halv duplex* (eng. *half duplex*) när den enbart sänder eller tar emot, det vill säga när den inte samtidigt sänder och tar emot. Om detta sker på samma frekvens, så kallas det även *simplex*, men när stationen opereras med split frekvens så räcker inte *simplex*-begreppet men *halv duplex* täcker det.

6.3.4 Duplex

En stations sägs sända *duplex* eller *full duplex* när den kan samtidigt sända och ta emot på två olika frekvenser.

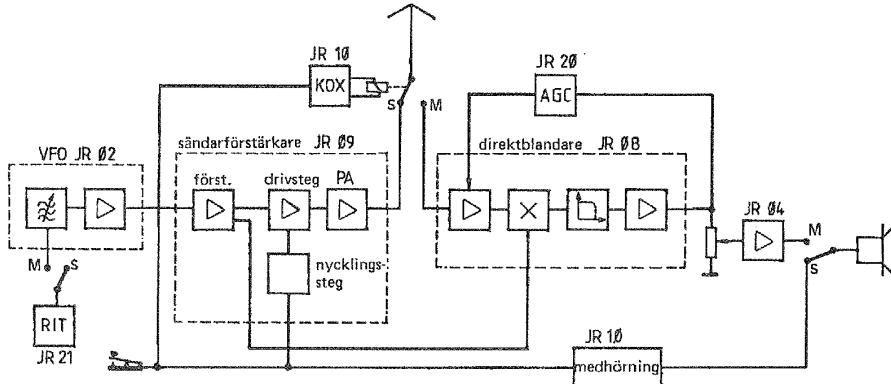


Bild 6.11: Direktblandad transceiver med gemensam VFO

Duplex-operation kräver i allmänhet stor isolation mellan sändare och mottagare, något som ofta åstadkoms med kavitetsfilter kopplade mellan sändare och antenn och mottagare och antenn. Om gemensam antenn används, så kopplas dessa kavitetsfilter ihop till vad som kallas *duplexfilter*.

För en lyckad duplex-operation krävs i allmänhet mer än 100 dB isolation mellan sändare och mottagare. Mottagarens kavitetsfilter trimmas så att det får en djup *utsläckning* (eng. *notch*) vid sändarens frekvens, men med så lite förlust som möjligt på mottagarens frekvens. Sändarens kavitetsfilter trimmas så att det får en djup utsläckning/notch vid mottagarens frekvens, för att på så sätt minimera att sändarens fasbrus höjer brusgolvet för mottagaren, men med så liten förlust som möjligt på sändarens frekvens.

6.3.5 CW-transceiver med direktblandare

Bild 6.11 visar en enkel transceiver för telegrafi. Sändaren är en rak sändare och mottagaren arbetar med direktblandning. För 1-kanaltrafik räcker det med en gemensam VFO för sändning och mottagnings. Om motstationen svarar exakt på sändningsfrekvensen, vilken ju är VFO-frekvensen, så erhålls svävningsnoll i mottagaren. För att få hörbara morsestecken är mottagaren utrustad med *Receiver Incremental Tuning* (*RIT*), som ändrar VFO-frekvensen med cirka 800 Hz vid mottagning.

I konstruktionen finns en anordning kallad *Key Operated Xmitter (KOX)*. Denna kopplar om transceivern till sändning när telegrafnyckeln trycks ner och till mottagnings igen efter en viss tid sedan nyckeln har släppts upp. Telegrafnyckeln styr också en tongenerator som ljuder i takt med de sända morsestecknen, så kallad medhörning.

Denna transceiver är utförd för endast ett frekvensband och i övrigt mycket enkel.

6.3.6 Kristallstyrd FM-transceiver för VHF

Bild 6.12 visar en kristallstyrd FM-sändare med frekvensomkopplare för kanalval inom 144–146 MHz-bandet.

En kristallfrekvens av cirka 12 MHz multipliceras 12 gånger i en kedja av förstärkarsteg för att ge sändningsfrekvensen. Bilden visar räkneexempel för två frekvenskanaler. Det frekvenssving i oscillatorn, som alstras av modulatorn, multipliceras också med 12. För ett sving av 3 kHz på bärvägen är svinget på oscillatorn bara 250 Hz.

Efter mikrofonförstärkaren följer en amplitudbegränsare, som ska hålla deviationen inom ett givet maxvärde, oavsett signalstyrkan från mikrofonen. Därefter följer ett lågpassfilter, som dels dämpar de övertoner som uppstår vid amplitudbegränsningen och dels begränsar de höga frekvenserna i den modulerade signalen. Båda åtgärderna begränsar bandbredden.

Mottagaren är en *dubbelsuperheterodyn*, ofta kallad för dubbelsuper. Den mottagna signalen passerar genom ett förselektionsfilter och en HF-förstärkare för att i 1:a blandaren blandas med en lokal signal.

En kristallstyrd lokaloscillator med efterföljande frekvensmultipliceringssteg alstrar denna signal.

Lokaloscillatorkedjans utfrekvens läggs 10,7 MHz över eller under mottagningsfrekvensen och mellanfrekvensen efter den 1:a blandningen blir då 10,7 MHz. Skilda oscillatorer används vid sändning respektive mottagning varför styrkristallerna för sändning respektive mottagning på en given kanal får olika frekvens. Vid omkoppling till en annan kanal väljs ett annat kristallpar, vilket lämpligen sker med samma omkopplare.

Den relativt höga 1:a mellanfrekvensen 10,7 MHz ger ett så stort avstånd till spegelfrekvensen, att bandbredden i förselektionsfiltren är tillräckligt smal för att undertrycka spegelfrekvensen. Av samma skäl bör 1:a mellanfrekvensen i en UHF-mottagare väljas ytterligare tre gånger högre. Den relativt låga 2:a mellanfrekvensen medger en god närsöktering redan

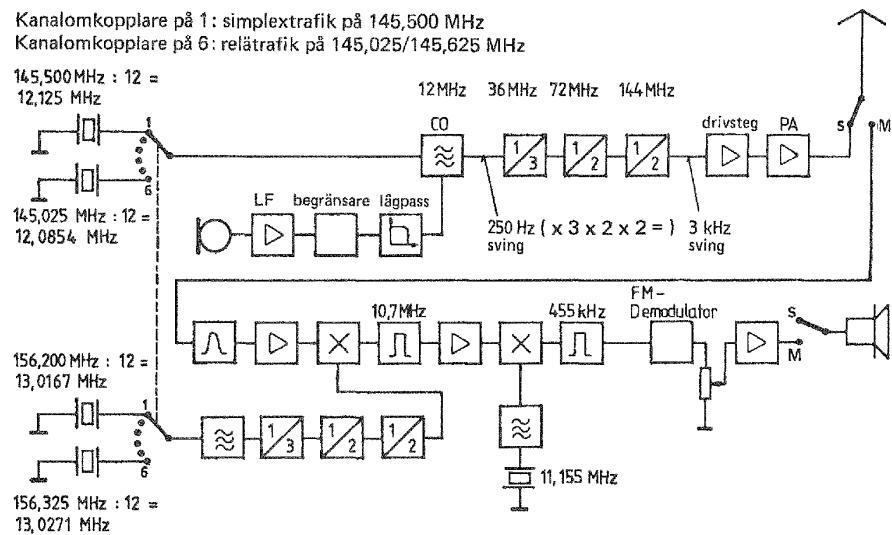


Bild 6.12: Kristallstyrd 6-kanals FM-transceiver för VHF

med enkla bandfilter. En eventuell MF-förstärkare ger tillräcklig signalstyrka till FM-demodulatoren.

För denna lösning behövs det två styrkristaller för varje frekvenskanal, vilket av kostnadsskäl kan vara en nackdel.

6.3.7 PLL-styrd FM-transceiver för VHF

Den PLL-styrda sändaren som redan beskrivits i bild 6.7 har här kompletterats med en svingbegränsare och ett lågpassfilter i modulatorn. Liksom i den station med kanalkristaller, som beskrivits i bild 6.13, är mottagaren även i detta fall en dubbelsuper.

VCO används även som lokaloscillator i mottagaren. Eftersom sändaren och mottagaren ska användas på samma frekvens (simplextrafik), måste i detta koncept VCO-frekvensen vara olika vid sändning och mottagning. Eftersom mottagarens mellanfrekvens MF är 10,7 MHz måste nämligen VCO ligga 10,7 MHz högre eller lägre vid mottagning än vid sändning. Vid sändning dåremot, är VCO-frekvensen densamma som sändningsfrekvensen.

Den programmerbara frekvensdelaren i PLL-kretsen arbetar därför med olika delningstalet vid sändning respektive mottagning. Inställningen av divisorerna kan ske med kanalomkopplare, tumjhulssats, knappsats eller "VFO-ratt" + digitalräknare och så vidare. PLL-styrningen ger dessutom möjligheter, till exempel att ordna en automatisk avsökning över ett önskat frekvensområde – så kallad scanning.

VCO-frekvensen är lika vid sändning och mottagning medan delningstalet bestämmer arbetsfrekvensen.

6.3.8 Kortvågstransceiver för SSB och CW

Vi har redan beskrivit en KV-sändare och KV-mottagare för SSB. I det koncept på en kortvågstransceiver,

Sändning	Mottagning		
QRG	QRG	VCO	Deln.-
MHZ	MHZ	MHZ	tal
Simplexkanaler, exempel			
144,000	144,000	154,700	6188
144,025	144,025	154,725	6189
Repeaterkanaler, exempel			
145,000	145,600	156,300	6252
145,025	145,625	156,325	6253

som visas här i bild 6.14, ingår en super-VFO i signalberedningen. VFO-signalen (5–5,5 MHz) blandas med signalen från en kristallstyrd CO, vars frekvens är valbar med en bandomkopplare. Samtidigt kopplas ett bandpassfilter in efter blandaren i super-VFO, som svarar till det aktuella frekvensbandet.

För till exempel 21 MHz-bandet är VFO-filtrets passband 12–12,5 MHz. När en VFO-signal 12–12,5 MHz blandas med en 9 MHz SSB modulerad signal erhålls en frekvens i området 3–3,5 MHz och en frekvens i området 21–21,5 MHz. Den önskade av dessa frekvenser filtreras fram med omkopplingsbara bandpassfilter, vilket sker med den bandkopplare som nämnts tidigare.

I den enkla kortvågssändare som beskrivits tidigare är det tillräckligt med en enda sats av omkopplingsbara bandpassfilter. Det större antalet filter i den här beskrivna utrustningen behövs för att även kunna använda super-VFO som en del i mottagaren, vilken arbetar som enkelsuper. Eftersom en MF på 9 MHz används även i mottagaren kommer mottagning och sändning att kunna ske på samma frekvens.

Mottagaren beskrivs inte närmare. Med lämpliga omkopplingsanordningar kan vissa funktionsblock i transceivern användas både vid mottagning och

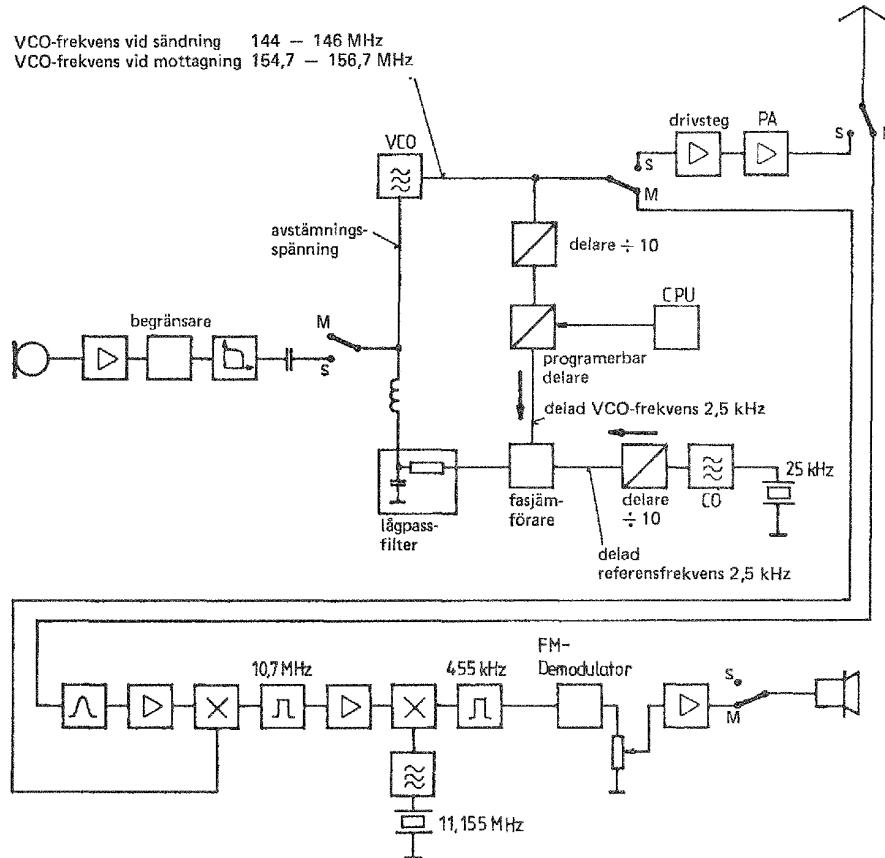


Bild 6.13: PLL-styrd FM-transceiver för VHF

sändning. Bild 6.14 visar en SSB-transceiver där passbandfilter i förkretsar, MF-filter och kristalloscillatörer har dubbelt användning. Funktionsblocken visas implacerade i sina alternativa funktioner, däremot inte omkopplingsanordningarna.

Vid sändning och mottagning av CW förbikopplas den balanserade modulatorn och kristallfiltret i signalbehandlingskretsarna för 9 MHz. För mottagning av CW ändras BFO-frekvensen i mottagaren så att det hörs en svävningston när en bärväg tas emot. Utan denna frekvensändring skulle endast bärvägsbruset höras.

Även en RIT och en *talstyrd sändning* (eng. *Voice Operated Xmitter (VOX)*) är inritade.

6.3.9 PLL-styrd kortvågstransceiver

En modern transceiver i den högre prisklassen finns i bild 6.15, i så kallad "all-mode"-utförande, erbjuder många funktionella möjligheter. Flera av dem kommer emellertid endast till användning i speciella situationer. Konceptet för en sådan transceiver beskrivs här i stort. Huvudprincipen för signalbehandlingen kan beskrivas som en PLL-styrd dubbelsuper. SSB-signalen bereds på 9 MHz-nivån och flyttas därefter upp till 70 MHz-nivån genom frekvensblandning och filtrering. De möjliga sändningsfrekvenserna mellan 0,5 och 30 MHz skapas genom att blanda den fasta SSB-signalen med en variabel frekvens från

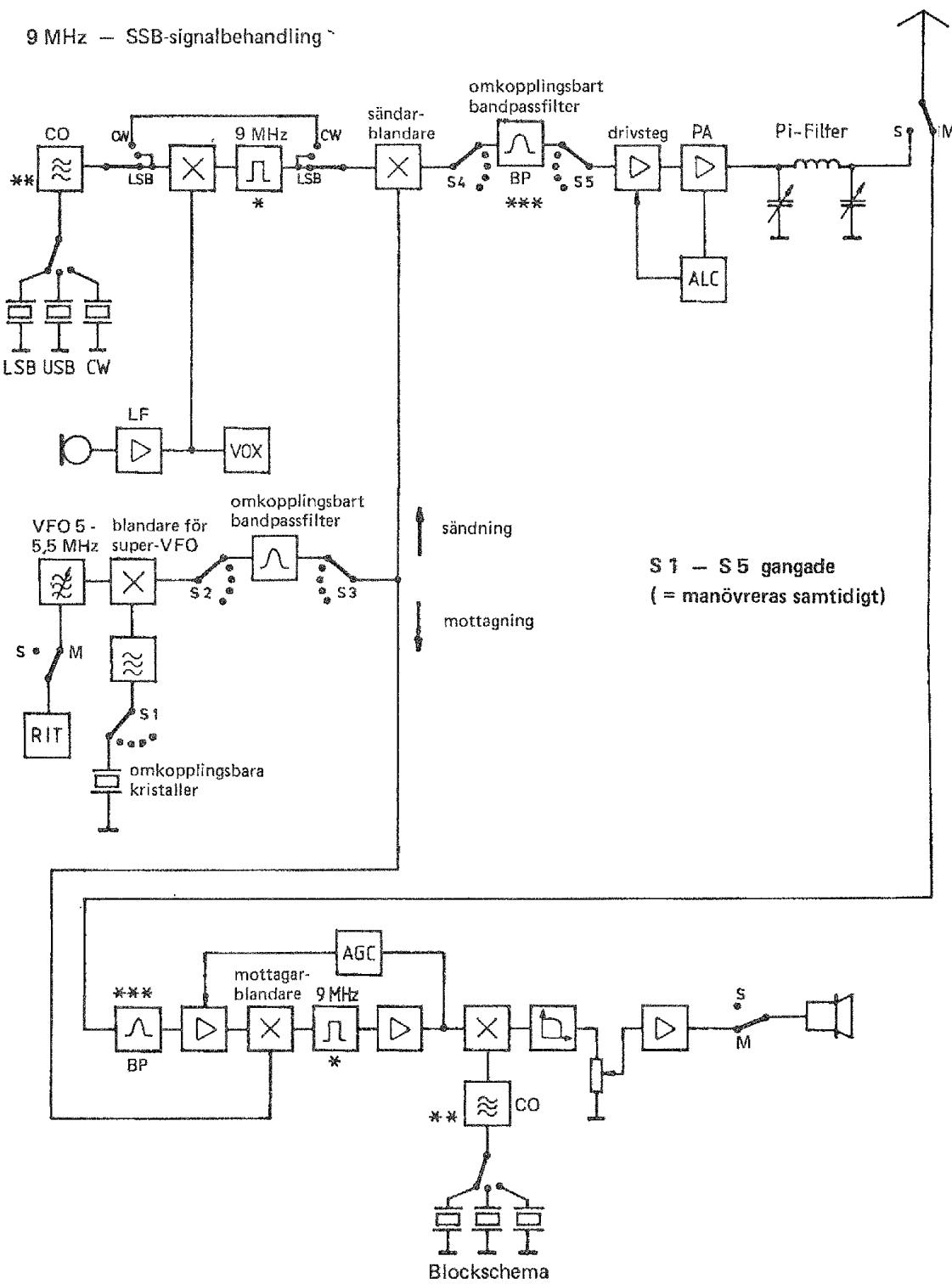
VCO. Den steglösa frekvenstäckningen som innefattar mellanvågs- och kortvågsområdet är emellertid endast avsedd för mottagningsfunktionen i transceivern. För sändningsfunktionen kan tillkomma blockeringskretsar, som förhindrar sändning utanför tillåtna frekvensband.

Denna förenklade beskrivning omfattar inte kristalloscillatorerna för 9 och 61 MHz i fasregleringskretsen och inte heller SSB-modulatorn, FM-modulatorn och anordningarna för CW-sändning.

Mottagaren är en dubbelsuper med hög 1:a MF-frekvens. Mottagare för höga frekvenser kan till och med utföras som en trippelsuper. Samma bandpassfilter, blandare och kristallfilter används både vid sändning och mottagning.

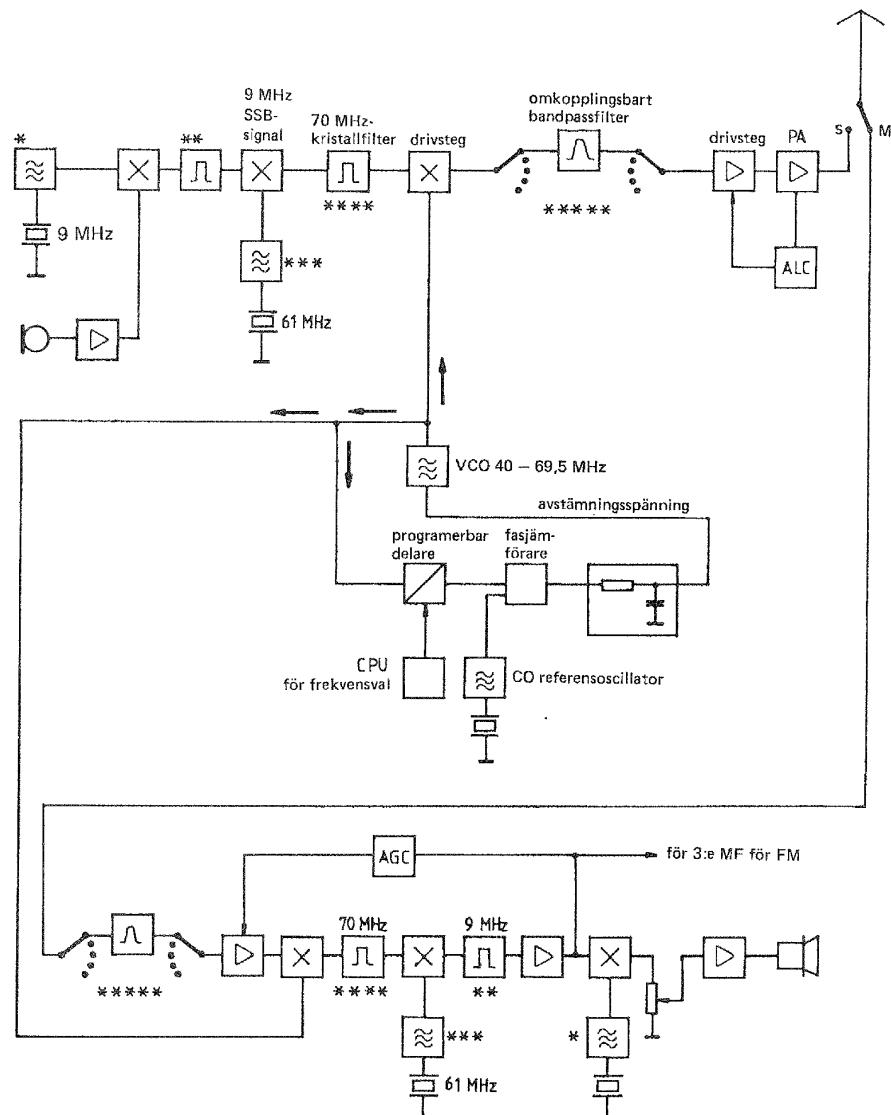
Genom lämplig programmering av frekvensdelaren kan sändning och mottagning ske på samma frekvens eller på skilda frekvenser (split-trafik).

En extra VFO-funktion kan åstadkommas genom att frekvensdelaren programmeras med delningstalet som hämtas från ett digitalt minne. Den extra VFO-funktionen kan sedan efterjusteras genom att ändra delningstalet med frekvensratten. Minnet blir ännu mer användbart, om det förutom frekvenser också kan lagra uppgifter till exempel om sändningsslag och andra inställningar.



* , ** , *** : Dessa delar är gemensamma för både sändning och mottagning, men visas med båda placeringarna exkl. omkopplingsanordningar

Bild 6.14: SSB-transceiver för kortvåg



*,**,***,****,***** : Dessa delar är gemensamma för både sändning och mottagning, men visas med båda placeringarna exkl. omkopplingsanordningar

Bild 6.15: PLL-styrd SSB-transceiver för kortvåg

6.3.10 Sammanfattning

Till skillnad från den raka sändaren är den här beskrivna PLL-styrda transceivern mycket komplicerad. Den tekniska utvecklingen går fort. Nya, bättre och mer invecklade apparater utvecklas ständigt. Men det är inte alls nödvändigt att använda det senaste och mest avancerade inom apparattekniken för att utöva amatörradio. Det går mycket bra att börja med enkla medel och med liten ekonomisk insats.

Det finns ett stort utbud av begagnade apparater som i olika avseenden är konkurrenskraftiga med senare konstruktioner. Det ligger i amatörradiions traditioner att ta tillvara tillgänglig utrustning och förbättra denna efter bästa förmåga.

Ytterst beror resultatet och framgången mest på radiooperatörens skicklighet, val av frekvens, antenn och tillfälle.

7 Antennsystem

7.1 Antenner – allmänt

Aldrig så förfärliga radioapparater kommer inte till sin fulla rätt utan ett effektivt antennsystem. Det är en huvudförutsättning för framgångsrik radiokommunikation.

Antennen omsätter elektrisk energi från sändaren till elektromagnetiska fält som strålas ut, det vill säga radiovågor.

Vid mottagning fångar antennen upp radiovågorna och omsätter dem till elektriska signaler som förs till mottagaren.

Antennsystemet består av den egentliga antennen och transmissionsledningen mellan denna och sändaren respektive mottagaren. I antennsystemet ingår även impedansanpassningar, antennkopplare med mera.

7.1.1 Våghastighet

I vakuum breder elektromagnetiska vågor ut sig med hastigheten c_0 , vilken mest kallas ljushastigheten. Den är i SI-systemet [19] fastställd till

$$c_0 = 299\,792\,458 \approx 300 \cdot 10^6 \text{ [m/s]}$$

I andra media än vakuum har samma vågor utbreddningshastigheten c . Formeln är då

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r}}$$

där μ_r är relativ permeabilitetskonstanten och ϵ_r är relativ dielektritetskonstanten för det medium som vågorna passerar igenom. För enkelhetens skull sätts här μ_r och ϵ_r till 1, alltså $c_0 = c$.

Sambandet mellan våghastigheten i vakuум, frekvensen och våglängden är förenklat:

$$c = \lambda \cdot f \quad c \text{ [m/s]} \quad f \text{ [Hz]} \quad \lambda \text{ [m]}$$

och våglängden således

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad [\text{m}]$$

7.1.2 Antennlängd

7.1.2.1 Elektriska längden

Längden för en resonant, ideal antenn som är en våglängd lång kan beräknas med ovanstående formel. Vi kallar denna längd för den *elektriska längden*. Således $l_e = \lambda$.

Elektriska längden (l_e) för en halvvågsantenn ($\lambda/2$) är hälften av den elektriska längden för en helvågsantenn (λ):

$$l_e = \frac{\lambda}{2} \quad [\text{m}]$$

7.1.2.2 Mekaniska längden

Man skiljer på antennens elektriska och mekaniska längd. Av flera orsaker blir den mekaniska antennlängden (l_m) för samma frekvens kortare än den elektriska (l_e). Det beror bland annat på våghastighet och ledningsförmåga i de material som ingår samt övriga elektriska egenskaper beroende på antennens mekaniska utförande, påverkan från jordplan och omgivning med mera.

Ett förhållande mellan längd och tjocklek av 10000 ger till exempel en cirka 2 % mekaniskt kortare antenn. Förhållandet 30 ger en cirka 5 % kortare antenn. Det första värdet kan passa för en 2 mm tjock halvvågsantenn för 7 MHz. Det andra värdet för en 3,5 mm tjock halvvågsantenn för 145 MHz. Diagram för den så kallade förkortningsfaktorn finns i de flesta antennhandböcker.

I följande formel har den mekaniska längden (l_m) för en fritt upphängd trådantenn valts 2 % kortare än den elektriska längden.

$$l_m = \frac{\lambda}{2} \cdot 0,98 \quad [\text{m}]$$

Exempel: Beräkna den elektriska och mekaniska längden på en halvvågsantenn med resonansfrekvensen $f = 7 \text{ MHz}$.

$$c = \lambda \cdot f \quad c \text{ [m/s]} \quad f \text{ [Hz]} \quad \lambda \text{ [m]}$$

Elektriska våglängden för 7 MHz är:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300 \cdot 10^6}{7 \cdot 10^6} = 42,86 \quad [\text{m}]$$

Antennen är en halvvågsantenn, således är elektriska längden:

$$l_e = \frac{\lambda}{2} = \frac{42,86}{2} = 21,43 \quad [\text{m}]$$

och mekaniska längden:

$$l_m = \frac{\lambda}{2} \cdot 0,98 = \frac{42,86}{2} \cdot 0,98 = 21 \quad [\text{m}]$$

7.1.3 Ström och spänning i en halvvågsantenn

HAREC a.6.2.1

När en halvvågsantenn matas med HF-energi på grundfrekvensen, så uppstår en stående våg med ett typiskt utseende.

Bild 7.1 visar att i vardera änden av antennen uppnår spänningen U ett maximum (en spänningsbuk), i mitten uppnår strömmen I ett maximum (en

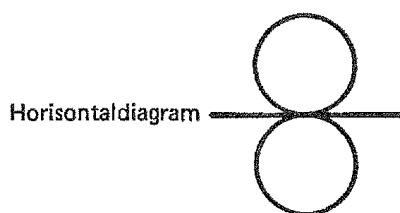
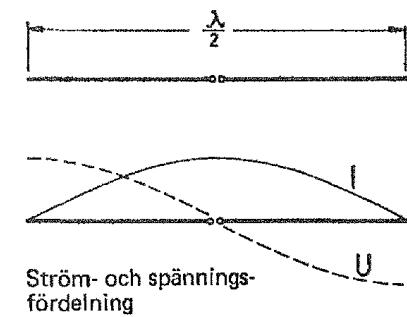


Bild 7.1: Spänning och ström i en halvvågsantenn

strömbuk). Antennen strålar mest där strömbuken finns.

Tag till exempel en 40 m lång metalltråd som antenn. Frekvensen för grundresonansen är cirka 3,5 MHz, men den är även i resonans på de harmoniska övertoner (7, 14, 21, 28 MHz osv.).

Bild 7.3 visar ström- och spänningsfördelningen på antennen vid de respektive övertoner.

För 80 m (3,5 MHz) är matningspunkten ett i spänningssnodd (en spänningssnod) och ett strömmmaximum (en strömbuk). Strömmen är hög därför att matningspunkten har låg impedans.

Samma antenn på 40 m, 20 m, 15 m, 10 m (7, 14, 21, 28 MHz) har ett spänningssmaximum (spänningssbuk) och ett strömmminimum (strömnod) i matningspunkten, som då har hög impedans.

Ur horisontaldiagrammet för antennen kan utläsas att ytterligare strålningskäglor (strålningslober) utvecklas för varje övertón i den påmatade frekvensen. Samtidigt blir strålningen alltmer till riktad längs med antennen.

7.1.4 Impedansen i antennens matningspunkt

HAREC a.6.2.2

Impedansen Z för varje punkt på en antenn kan beräknas med Ohms lag $Z = \frac{U}{I}$.

Bild 7.2 visar matningsimpedansen i en halvvågsantenn. På grundfrekvensen för en halvvågsantenn är impedansen Z i antennens mittpunkt låg då spänningen är låg och strömmen hög i mittpunkten. I halvvågsantennens yttre punkter är det tvärt om, impedansen är hög eftersom strömmen är låg och spänningen är hög.

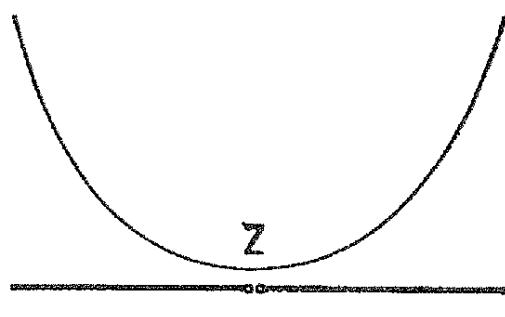


Bild 7.2: Matningsimpedansen i en halvvågsantenn

När antennen, mätt i våglängder, befinner sig mycket högt över jordytan, det vill säga utan nämnvärd påverkan från omgivningen är impedansen i mittpunkten 73Ω på grundfrekvensen. I praktiken kan impedansen avvika mycket från detta värde.

Antenn och matningskabel måste vara impedansanpassade till varandra för att det inte ska uppstå vågreflexion i anslutningen.

Märk, att halvvågsantennen är i resonans inte bara på grundtonen utan även på övertoner. För 2:a, 4:e etc. harmoniska övertónen har matningspunkten hög impedans. Vid matning med en lågohmig koaxialkabel uppstår då en kraftig missanpassning i anslutningen mellan antenn och kabel, vilket måste åtgärdas på något sätt. Se avsnitt 7.6 i detta kapitel.

7.1.4.1 Matningsimpedansen i några antenner

Med W3DZZ-antennen (se avsnitt 7.3.6) löses hjälpligt anpassningsproblem med mittmatade partier på 2:a harmoniska övertónen, det vill säga dubbla grundfrekvensen. På 80- och 40 m-banden är antennens matningsimpedans cirka 60Ω och på de högre banden cirka 100Ω . En kompromiss är att mata dena antenn med en 75Ω -kabel för att inte få alltför stor missanpassning på något band.

Den omvikta dipolen (folded dipole): Matningsimpedansen är cirka 240Ω . En bandkabel med impedansen 300Ω kan användas alternativt en koaxialkabel med impedansen 50 eller 75Ω över en transformator med impedansomslutningen 4:1.

Jordplanantennen (GP-antennen): Matningsimpedansen är $30-60 \Omega$. När jordplanets spröt inte riktas horisontellt, utan snett nedåt, erhålls en matningsimpedans av 50Ω , vilket passar bra för en koaxialkabel med 50Ω impedans.

Yagi- och Quad-antenner: En anpassningsanordning för anslutning av 50Ω koaxialkabel ingår oftast i fabriksgjorda riktantennar. En 50Ω koaxialkabel kan då anslutas direkt till antennens matningspunkt.

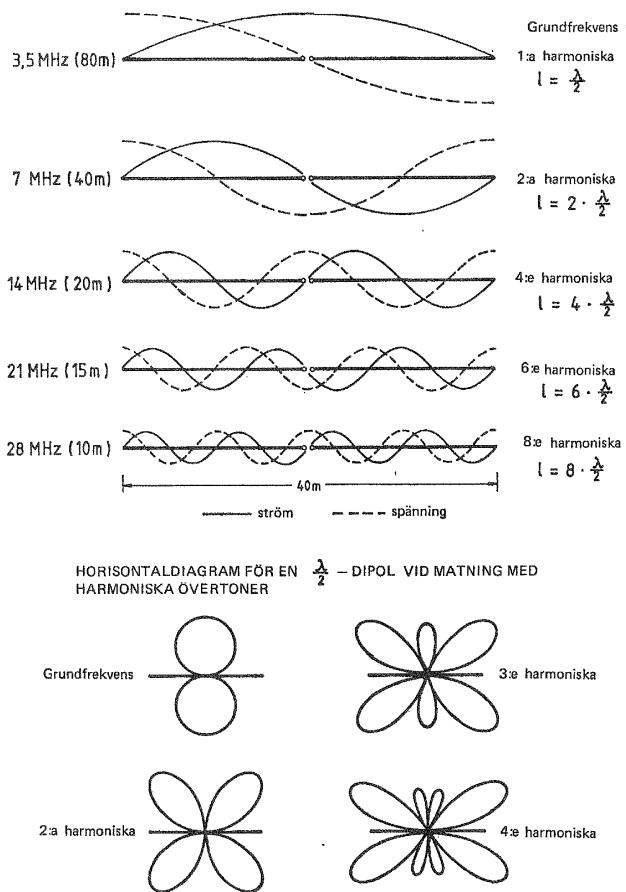


Bild 7.3: Halvvågssipol matad med harmoniska övertoner

7.1.4.2 Reaktansen i en icke-resonant antenn

HAREC a.6.2.3

Den elektriska resonanskretsen behandlas i avsnitt 3.6. Där framställs resonanskretsens grundegenskaper resistans R , induktans L och kapacitans C som koncentrerade till komponenter kallade resistor, induktor respektive kondensator.

Aven en enkel tråd har dessa egenskaper, men fördelade över hela tråden. Denna kan därför ses som ett stort antal komponenter, som tillsammans bildar en resonanskrets, vilken naturligtvis kan fungera som antenn.

När antennen matas med växelström med samma frekvens som antennens resonansfrekvens, så svänger antennen med minsta impedansen. Resonansfallet kan i korthet beskrivas så att den induktiva och kapacitativa reaktansen i antennen tar ut varandra medan resistansen kvarstår.

Impedansen är vektorsumman av resistansen och de kapacitativa och induktiva reaktanserna. I resonans är antennens impedans lika med resistansen, vilket är ett specialfall.

Om sändningsfrekvensen är en annan än antennens resonansfrekvens, så händer endera av följande:

När antennströmmen har lägre frekvens än antennens resonansfrekvens, så blir den resulterande reaktansen negativ (kapacitiv), det vill säga X_C är större än X_L .

När antennströmmen har högre frekvens än antennens resonansfrekvens, så blir den resulterande reaktansen positiv (induktiv), det vill säga X_L är större än X_C .

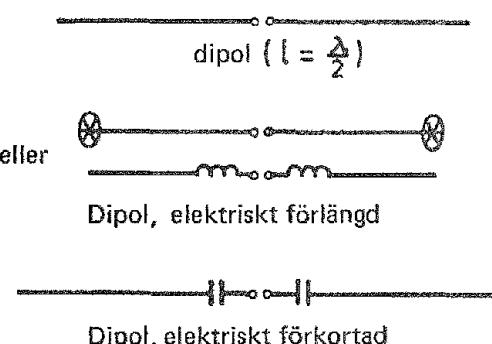


Bild 7.4: Elektrisk förlängning och förkortning av antenner

7.1.5 Elektrisk ”förlängning” och ”förkortning”

Om sändarfrekvensen, avviker mycket från antennens resonansfrekvens, så kan reaktansen i antennen behöva elimineras eller åtminstone minskas för en bättre impedansanpassning mellan antenn och matarledning. Den enklaste åtgärden är då att försöka ändra antennlängden.

Om detta inte låter sig göras, så kan man i serie med en ”för kort” antenn sätta in en induktor – en så kallad elektrisk förlängning. Om i motsatt fall antennen är ”för lång”, så kan man sätta in en kondensator en så kallad elektrisk förkortning. Bild 7.4 visar elektriska förlängningar och förkortningar av antenner.

Vid användningen av amatörradio ändras sändarfrekvensen ofta, varför antennsystemet bör kunna stämma av från marken/operatörsplatsen. Då kan en antennkopplare med nödvändiga reaktiva komponenter behövas. Se längre fram i kapitlet.

7.1.6 Anpassning till sändarens impedans

HAREC a.5.3.7

Ett sändarslutsteg med elektronrör är vanligen utrustat med en *avstämningsanordning* (eng. *matching network* och *match*) vid HF-utgången. Syftet är att kunna anpassa sändarens utgångsimpedans till impedansen i antennledningen. I moderna sändare består denna anordning mycket ofta av ett så kallat π -filter, vars utgångsimpedans kan variera mellan cirka 30–150 Ω .

Ett transistoriserat slutsteg är oftast utfört för en fast utgångsimpedans av 50 Ω och är alltså i behov av en avstämningsanordning, om inte antennsystemet inom vissa gränser håller samma impedans. Toleransgränsen för felanpassning brukar vara ett SVF av storleksordningen 2:1 innan sändarens skyddskretsar automatiskt minskar uteffekten.

Vid lika impedans i sändarutgång, matarledning och antennanslutning uppträder ingen stående våg på matarledningen och mesta möjliga effekt överförs från sändaren till antennen.

7.1.7 Antennens strålningsdiagram

En antenns strålningssbild beskrivs bäst i tre dimensioner. Bild 7.3 visar bland annat ett horisontaldiagram för en halvvågsantenn.

Bild 7.5 visar strålningen i vertikalplanet som funktion av antennhöjden för samma antenn. Vertikaldiagrammet kan ha mycket olika utseende beroende på antennens utförande, dess elektriska höjd över mark och omgivningens elektriska egenskaper. För att överbrygga stora avstånd, måste antennen ha en flack utstrålning relativt markplanet.

En horisontellt upphängd antenn med en längd av $\lambda/2$ har övervägande flack utstrålning när den placeras på en höjd av $\lambda/2$, λ , $3\lambda/2$, 2λ , osv. över mark.

När en horisontell antenn däremot placeras $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ osv. över mark, är utstrålningen övervägande vertikal, vilket inte ska förväxlas med polarisationen, som i detta fall är horisontell.

Samma diagram gäller både för en sändar- och mottagarantenn. Styrkan på en utstrålad signal motsvaras av styrkan på mottagen signal.

7.1.8 Antennvinst

HAREC a.6.2.5

Med *antennvinst* eller *antennförstärkning* G_{ant} (eng. *antenna gain*) menas förhållandet mellan effekten P_f i huvudstrålningsriktningen (framriktningen för en antenn med osymmetriskt utstrålad effekt) och effekten från en definierad referensantenn.

Förmågan att ha högre antennförstärkning i en riktning i förhållande till andra riktningar kallas för direktivitet (eng. *antenna directivity*).

En referensantenn som tänks vara oändligt liten och som strålar med exakt samma effekt P_f i alla riktningar kallas *isotropisk antenn*. En isotropisk antenn är emellertid endast teoretisk definierbar.

Med effekten P_i från den isotropiska antennen som referens blir antennförstärkningen

$$G = 10 \log \frac{P_f}{P_i} \quad [\text{dB}]$$

En i praktiken definierbar referens är halvvågsdipolen, vars huvudstrålning är vinkelrätt ut från dipolen och runt omkring den. Referenseffekten är då P_d och antennförstärkningen

$$G = 10 \log \frac{P_f}{P_d} \quad [\text{dB}] \quad \text{Bild 7.6}$$

Bild 7.6 visar antennförstärkningen med dBd i effekt.

Antennförstärkning kan också definieras som förhållandet mellan den elektriska fältstyrkan U_f i huvudstrålningsriktningen och referensfältstyrkan (dipol). Jämfört med $\lambda/2$ -dipol är antennförstärkningen

$$G = 20 \log \frac{U_f}{U_d} \quad [\text{dBd}] \quad \text{Bild 7.7}$$

Man använder uttrycket dBi när antennförstärkningen anges i förhållande till en isotrop antenn och dBd i förhållande till en halvvågsantenn. Se kapitel 1.9.2 om decibelbegreppet.

Exempel på beräkning av antennförstärkning:

$$\begin{aligned} U_f &= 40 \mu\text{V} & U_d &= 20 \mu\text{V} & G &= ? \\ G &= 20 \log \frac{U_f}{U_d} = 20 \log \frac{40}{20} \\ &= 20 \log 2 = 20 \cdot 0.3 = 6 \quad [\text{dBd}] \end{aligned}$$

6 dB antennförstärkning motsvarar en fördubblad fältstyrka [V/m], det vill säga 1 S-enhets ökning vid den mottagande stationen, liksom att 6 dB antennförstärkning motsvarar en 4 dubbla sändareffekt [W/m^2].

Ungefärlik antennförstärkning för olika antenner med en isotrop antenn som referens:

	$\lambda/2$ -dipol	Isotrop
Isotrop antenn	-2,1 dBd	0 dB
GP, $\lambda/4$	-1,8 dBd	0,3 dB
Dipol, $\lambda/2$	0 dBd	2,1 dB
GP, $5/8\lambda$	1,2 dBd	3,3 dB
Dipol, $1/1\lambda$	1,8 dBd	3,9 dB
2-elements yagi	5 dBd	7,1 dB
2-elements quad	6 dBd	8 dB
3-elements yagi	8 dBd	10,1 dB

Antenner har förluster, det gör att olika antenner kan ha olika effektivitet, därför finns måttet *antenneffektivitet* (eng. *antenna efficiency*) η som beror på relationen mellan utstrålningsresistansen R_R och förlustresistansen R_L :

$$\eta = \frac{R_R}{R_R + R_L}$$

Antennens effektivitet, verkningsgrad, kan även beräknas med hjälp av antennens förlusteffekt och den tillförda effekten. Observera att verkningsgraden för en antenn alltid är mindre än 1 då det är lätt att förväxla de olika effekterna i beräkningen.

7.1.9 Effektivt utstrålad effekt

HAREC a.6.2.7

Effektivt utstrålad effekt (ERP) (eng. *effective radiated power*) är den effekt som sändarantennen strålar ut i sin bästa strålningriktning. ERP beräknas som den effekt som tillförs själva antennen, multiplicerat med antennvinsten relativt en halvvågsdipol. Förlusterna på vägen från sändaren till antennen räknas bort före beräkningen av ERP.

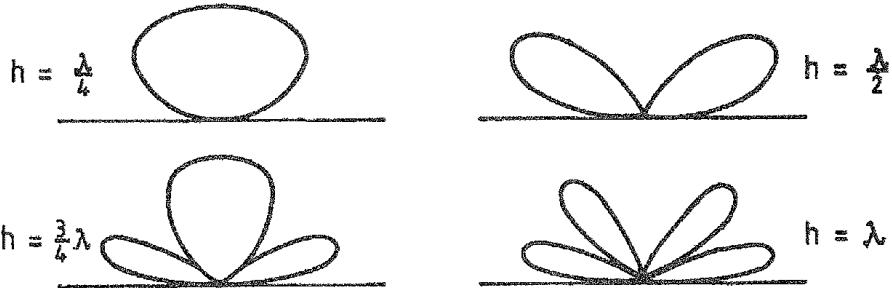


Bild 7.5: Vertikaldiagram för halvvågsantenn

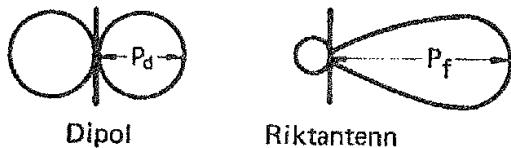


Bild 7.6: Antennförstärkning dB_d i effekt



Bild 7.7: Antennförstärkning dB_d i spänning

Ekvivalent isotropiskt utstrålad effekt (EIRP) (eng. *Equivalent isotropically radiated power*). EIRP beräknas relativt en teoretisk antenn (*isotropisk antenn*) som strålar lika mycket i alla riktningar. Vid beräkningen används den effekt som tillförs själva antennen, multiplicerat med antennvinsten relativt en isotrop. På samma sätt som vid beräkningen av ERP ska förlusterna på vägen från sändaren till antennen räknas bort före beräkningen av EIRP.

7.1.10 Fram/backförhållande (antennvinst)

HAREC a.6.2.8

Med fram/backförhållande (F/B) för en riktantenn menas förhållandet mellan den utstrålade effekten i framriktningen P_f och effekten i backriktningen P_b .

$$F/B = 10 \log \frac{P_f}{P_b} \quad [\text{dB}]$$

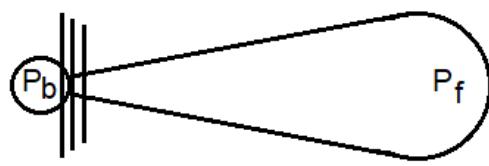
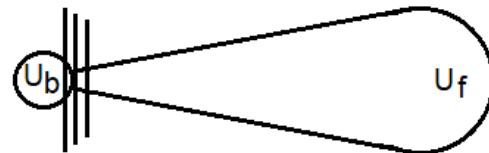


Bild 7.8: F/B-förhållande i effekt

Fram/backförhållandet kan också definieras som förhållandet mellan elektriska fältstyrkan U_f i framriktningen och referensfältstyrkan U_b i backriktningen

$$F/B = 20 \log \frac{U_f}{U_b} \quad [\text{dB}]$$



F/B Riktantenn

Bild 7.9: F/B-förhållande i spänning

Exempel 1:

$$U_f = 40 \mu\text{V} \quad U_b = 4 \mu\text{V} \quad F/B = ?$$

$$F/B = 20 \log \frac{U_f}{U_b} = 20 \log \frac{40}{4} \\ = 20 \log 10 = 20 \cdot 1 = 20 \quad [\text{dB}]$$

$F/B = 20 \text{ dB}$ betyder att fältstyrkan U_f i huvudriktningen är 10 gånger så hög som fältstyrkan i backriktningen U_b .

Exempel 2:

$$U_f = 15 \mu\text{V} \quad U_b = 15 \mu\text{V} \quad F/B = ?$$

$$F/B = 20 \log \frac{U_f}{U_b} = 20 \log \frac{15}{15} \\ = 20 \log 1 = 20 \cdot 0 = 0 \quad [\text{dB}]$$

$F/B = 0 \text{ dB}$ betyder att $U_f = U_b$, det vill säga att fältstyrkorna i fram- och backriktning är lika stora, vilket inträffar för en dipol.

7.1.11 Halvvärdesbredd

Studera diagrammet för den horisontella strålningen från en riktantenn.

Antennen avger sin största utstrålade effekt P_f i huvudriktningen. Effekten avtar utanför huvudriktningen. Fältstyrkan U_f förhåller sig på liknande sätt.

Med effekthalvvärdesbredd menas den vinkel inom vilken nyttoeffekten är minst hälften så stor som i huvudriktningen. Bild 7.10 visar halvvärdesbredder.

$$\text{Observera, att } \frac{P_f}{2} \text{ motsvarar } \sqrt{\frac{1}{2}} U_f \\ (\approx 0,7U_f \text{ motsvarande } 3 \text{ dB})$$

Med spänningshalvvärdesbredd menas den vinkel inom vilken spänningen (fältstyrkan) är minst hälften så stor som den största nyttospänningen U_f . Spänningshalvvärdesbredden för en dipol är ungefär 90° .

7.1.12 Antennarea

HAREC a.6.2.6

Antennarea (eng. *capture area*) är den area som parabolantennor och horn har. Antennganget (G) beror antennarean (A_{phy}), effektiviteten (e_a) och våglängden (λ) enligt:

$$G = \frac{4\pi A_{phy} e_a}{\lambda^2}$$

7.2 Polarisation

HAREC a.6.2.4 HAREC a.6.2.9

Se även i kapitlen 1.5.4 och 8.2.

En elektromagnetisk våg är sammansatt av ett magnetiskt och ett elektriskt fält, vinkelrätt orienterade mot varandra.

Polariseringsriktningen för en elektromagnetisk våg definieras av riktningen på dess elektriska fält. Är det elektriska fältet vertikalt blir polarisationen vertikal respektive horisontell om det elektriska fältet är horisontellt.

Polariseringsriktningen på de utsända radiovågorna beror i främst på sändarantennens utförande.

7.2.1 Polarisation på HF – Kortvåg

För bästa mottagning ska en antenn ha samma polarisationsriktning som i den infallande vågen. På kortvåg är det näöväntigtvis inte samma riktning som den från sändarantennen, eftersom de utsända vågorna oftast har reflekterats i jonsfären. Det kan då uppstå en polarisationsvridning som inte kan förutses. Att då kunna växla mellan mottagarantennor med olika polarisation kan vara en fördel. Riktantennor för kortvåg monteras nästan alltid med horisontella element – horisontell polarisation.

7.2.2 Polarisation på VHF/UHF/SHF

I de högre frekvensområdena används både horisontell, vertikal eller cirkulär polarisation.

Polariseringsriktningen ändras inte spontant under överföringen så länge som vågorna inte reflekterats på vägen. Vilken polarisation man väljer är av mindre

betydelse än att den är lika för både sändar- och mottagarantennen.

För cirkulärt polariserade antenner, där polarisationen vrider sig omkring utbredningsaxeln, gäller att överföringen är bäst, när vridningens riktning är lika både i sändar- och mottagarantennen.

Om en sändare som i det nedre delen av bild 7.11 har vertikal polarisation och mottagaren horisontell polarisation så dämpas den mottagna signalstyrkan kraftigt. Räknat i dB kan dämpningen i det olämpliga arrangemanget vara mer än 30 dB.

7.3 Antenner för kortvåg

7.3.1 Mittmatad halvvågsantenn

HAREC a.6.1.1

Föregående avsnitt illustrerar *mittmatad halvvågsantenn*

7.3.2 Ändmatad halvvågsantenn

HAREC a.6.1.2

Utstrålningen från en halvvågsantenn är i princip lika hur den är matas. En *ändmatad halvvågsantenn* har därför ett strålningsdiagram som är lika det för en mittmatad antenn. Vid längre antenner blir strålningskaraktären däremot en annan.

Skillnaden mellan änd- och mittmatade halvvågsdipoler är att anslutningsimpedansen är mycket högre i ändarna än i mitten. För att mata antennen längst ut i ena änden behövs en anpassningskrets som transformerar koaxialkabelns låga impedans till antennelementets höga.

En sådan anpassning, *transformation*, kan göras med en $\lambda/4$ lång dubbel transmissionsledning. Matningen sker i den ena ändan av ledningen och i den andra ändan ansluts ledningens ena part till antennen och den andra parten lämnas fri.

En sådan antenn med $\lambda/4$ transmissionsledning och $\lambda/2$ antennelement kallas Zepp-antenn och användes först hängandes under ballonger och luftskepp, så kallad zeppelinare.

J-antennen (eng. *J-pole*) [27, J-antenne] är elektriskt lika Zepp-antennen men den tillverkas oftast av metallrör, eller för portabelt bruk, av bandkabel och kallas då ofta för *Slim-Jim*.

Antennen kan byggas i flera olika varianter och de vanligaste behöver en balun vid matningspunkten för att undvika att matande koaxialkabel blir en del av antennen och därför försämrar antennens verkningsgrad och strålningsdiagram.

Enstaka utföranden av J-antennen kan byggas så att antennelementet direkt kan jordas för att minska risken för skador på ansluten radioutrustning vid åska.

7.3.3 Omväkt dipol (folded dipole)

HAREC a.6.1.3

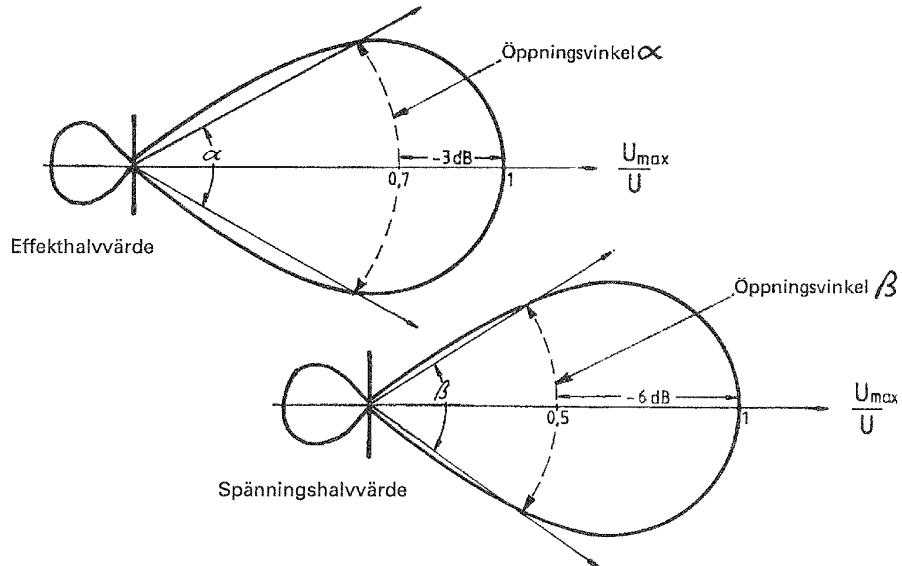


Bild 7.10: Halvvärdesbredder

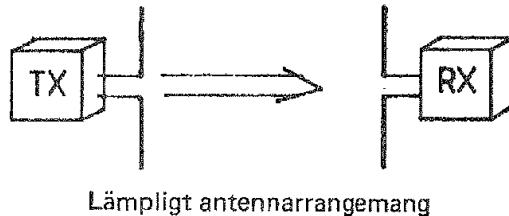


Bild 7.11: Inverkan av polarisation



Bild 7.12: Omvikt dipol

Bild 7.12 visar en omvikt dipol som kan ses som två eller flera parallella element, som är sammankopplade i ändarna. Mittpunkten på ett av elementen är anslutn till antennledningen.

Matningsimpedansen för en omvikt $\lambda/2$ -dipol med två element är cirka fyra gånger högre än den för en enkel dipol, det vill säga 200–300 Ω . Den omvikta dipolen, som endast fungerar på grundfrekvensen och på dess udda övertoner, är relativt bredbandig. Matningsimpedansen kan ändras med sinsemellan olika diametrar på de ingående elementen samt med antalet parallellkopplade element.

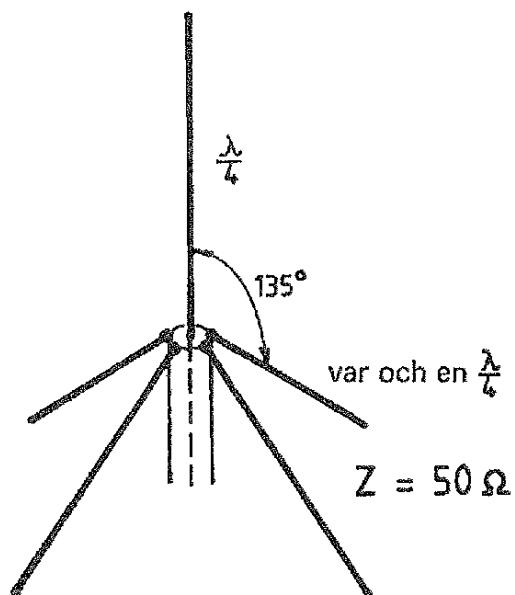


Bild 7.13: GP-antenn

7.3.4 Jordplanantenn

HAREC a.6.1.4

Bild 7.13 visar en *jordplanantenn* eller *GP-antennen* (eng. *Ground plane antenna*) som består av en lodrät strälare som den ena polen och flera sammankopplade $\lambda/4$ -radialer eller markplanet som den andra polen.

GP-antennen är rundstrålande och har vertikal polarisering. Dess relativt flacka utstrålning, i jämförelse med en horisontell antenn, gör den lämpad för långa distanser. Av mekaniska skäl används den mest på högre frekvenser (14 MHz och högre).

Med horisontella radialer som jordplan är matningsimpedansen cirka 35 Ω . För att få god impedansanpassning, till exempel till en 50 Ω koaxialkabel som matarledning, görs radialerna sluttande nedåt i en lämplig vinkel.

Koaxialkabelns innerledare ansluts till antennen och kabelskärmen till radialerna.

Om antennen placeras omedelbart ovan markytan, kan marken användas som jordplan, särskilt om dess elektriska ledningsförmåga är god.

Om antennelementet inte har en elektrisk längd av $\lambda/4$, kan längden anpassas elektriskt på liknande sätt som beskrivits tidigare i kapitel 7.1.5 för dipolantennen. Bild 7.14 illustrerar detta.

7.3.5 Flerbands GP-antenner

En GP-antenn kan fås att fungera på flera band genom inbyggnad av en spärrkrets i antennelementet för tillkommande band och av jordplansradialer med anpassad längd eller med spärrkretsar även i jordplanet för de banden. Detta illustreras i bild 7.15 för fem olika band.

Antennen fungerar som $\lambda/4$ GP-antenn åtminstone på de längsta banden. Den mekaniska längden på en flerbands GP för kortvåg blir kort, 4 à 6,5 meter, vilket på de lägre banden innebär dålig verkningsgrad och liten bandbredd. Jämför med SVF-kurvorna på bild 7.15. Flerbands GP-antennen för upp till sju kortvågsband tillverkas.

7.3.6 Flerbands halvvågsantenner

HAREC a.6.1.7

W3DZZ-antennen är en vanligt förekommande flerbandsantenn (namnet efter konstruktörens anropsignal) som visas i bild 7.16. Det är en horisontellt upphängd dipolantenn för 80, 40, 20, 15 och 10 m-banden.

W3DZZ-antennen är cirka 33,6 meter lång och har två spärrkretsar, symmetriskt utplacerade omkring matningspunkten. Matningen sker med koaxialkabel och balun.

Antennen har en matningsimpedans av cirka 60Ω på 80- och 40-metersbanden. På de högre banden är anpassningen inte optimal – matningsimpedansen stiger där upp till cirka 100Ω . Många använder bland annat av den anledningen inte W3DZZ-antennen på höga kortvågsband utan föredrar där en flerbandig GP-antenn eller en riktantenn (yagi, quad m.fl.). W3DZZ-antennens arbetssätt:

- 80 m-bandet

Hela antennen fungerar som en $\lambda/2$ -dipol med resonansfrekvensen 3,7 MHz. Den mekaniska längden är $2 \cdot 16,8$ meter och förlängs elektriskt med induktanserna i spärrkretsarna, vilka f.ö. är ur resonans på detta band.

- 40 m-bandet

Spärrkretsarna är i resonans och ”kopplar bort” antenndelen utanför dem. Delen där innanför fungerar som en $\lambda/2$ -dipol med resonansfrekvensen 7,05 MHz.

- 20 m-bandet

Hela antennen fungerar som $3\lambda/2$ -dipol med resonansfrekvensen 14,1 MHz.

- 15 m-bandet
Hela antennen fungerar som $5\lambda/2$ -dipol med resonansfrekvensen 21,2 MHz.
- 10 m-bandet
Hela antennen fungerar som $7\lambda/2$ -dipol med resonansfrekvensen 28,4 MHz.

7.4 Riktantenner för kortvåg

7.4.1 Riktbar dipolantenn

En dipolantenn av måttlig mekanisk storlek kan göras vridbar så att utstrålningen kan riktas, så som illustreras i bild 7.17. Men eftersom en ensam dipol strålar i många riktningar, låt vara mest vinkelrätt ut från antennen, så kan energin i de flesta riktningarna ses som ”förlorad”.

När ett passivt antennelement – en reflektor – placeras bakom det aktiva elementet kan emellertid bakåtstrålningen delvis vändas framåt och man får i stället en viss riktverkan. För att det ska fungera ska de båda elementen ha ett visst inbördes förhållande mellan elementens längd och avståndet mellan elementen.

7.4.2 Yagiantenner

HAREC a.6.1.5

Med ytterligare passiva antennelement – så kallade direkторer – framför det aktiva elementet, blir riktverkan ännu bättre. Reflektorn är alltid elektriskt längre än det aktiva elementet och direktörerna är alltid elektriskt kortare. Direktörernas längd blir kortare på längre avstånd från det drivna elementet. Läs mer om riktantennen i kapitel 7.5.2.

En sådan antenn är Yagi-Uda-antennen, döpt efter sina japanska upphovsmän. Den kallas oftast enbart för *yagiantenn*. Den är ursprungligen avsedd för ett enda frekvensband, en så kallad *monobandbeam*.

Om alla element förses med lämpliga spärrkretsar, med W3DZZ-antennen som förebild, får en riktantenn som är användbar på flera frekvensband, en så kallad *multibandbeam*. De vanligaste antennerna för flera band har två till tre element och är konstruerade för frekvensbanden 10 m, 15 m och 20 m. Bild 7.18 visar flerbands yagiantenner med 2, 3 respektive 5 element samt deras strålningsdiagram i horisontalplanet. Matningen sker oftast med en koaxialkabel med den karakteristiska impedansen 50Ω . Eftersom matningsimpedansen för själva riktantennen nästan aldrig är 50Ω , så behövs oftast en impedansanpassning mellan antenn och kabel.

7.4.3 Cubical Quad-antenner

Bild 7.19 visar en *cubical quad-antennen* som är en kvadratisk helvågsstrålare med en sidolängd av $\lambda/4$, det vill säga totalt 1λ .

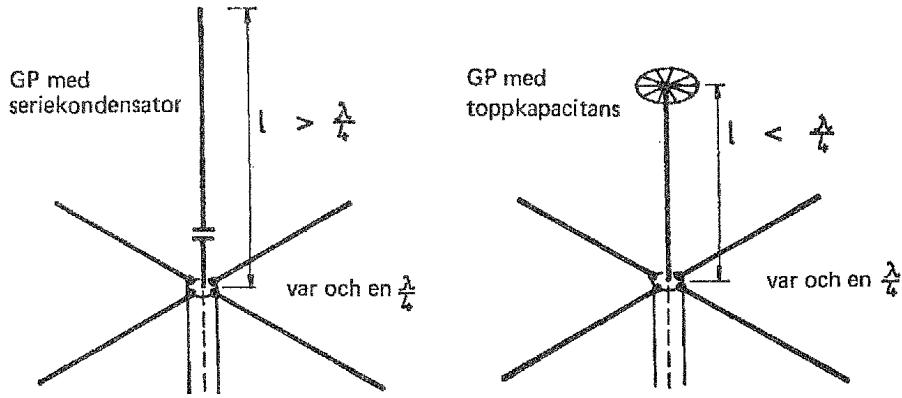


Bild 7.14: GP-antennar med elektrisk längdanpassning

En 2-elements quad-antenn består av en strälare och en reflektor på ett inbördes avstånd av 0,15–0,2 λ . Det finns även 3 och 4-elements quad-konstruktioner med beaktansvärda dimensioner. Antennen görs lämp ligen vridbar och bör monteras åtminstone $3/4 \lambda$ över mark.

Matningen sker oftast med en koaxialkabel och beroende på elementavståndet varierar matningsimpedansen mellan 50 och 70Ω . Beroende på hur matningspunkten placeras är det möjligt att välja mellan horisontell eller vertikal polarisering.

Det finns två utföranden av quad-antennar, det ena med en bärande bom med spridare för att bära upp antennelementen och det andra med bara spridare från ett centralt fäste, den så kallade spider quad (spindel).

Quad-antennar byggs vanligen för 10-, 15- och 20 m-bandet. Spiderprincipen är att föredra vid utförande för flera band, eftersom ett optimalt elementavstånd kan väljas för varje band utan att antalet spridare behöver ökas.

Genom den flacka strålningsvinkeln är quad-antennen en utmärkt DX-antenn. En två-elements quad anses kunna ge samma resultat som en 3-elements yagiantenn.

För kortvågsbruk finns många antenntyper, såsom longwire-, zepp-, windom-, romb-, delta loop-, quad-loop-antennar etc. För mer information hänvisas till antennlitteratur.

7.5 Antenner för VHF/UHF/SHF

7.5.1 Allmänt

Alla antennar fungerar efter samma principer. Principerna för kortvågsantennar kan därför tillämpas även för antenner för högre frekvenser. Byggmåttet på en VHF/UHF-antenn är betydligt mindre än för en motsvarande HF-antenn. Då våglängden λ vid 145 MHz är cirka 2 m jämfört med cirka 80 m vid 3,5 MHz är möjligt att bygga riktantennar med rimliga dimensioner för VHF/UHF, även om många antennelement används.

Om man bortser från rundstrålande vertikalantern för trafik på korta avstånd och mobil trafik, så används riktantennar främst på grund av den större räckvidden. En riktantenns egenskaper uttrycks i första hand i storheterna strålningsvinkel, antennvinst, fram/backförhållande och halvvärdesbredd.

Eftersom polarisationsvridning sällan förekommer vid högre frekvenser, är det viktigt att sändar- och mottagarantennar har samma polarisationsriktning. Horisontell polarisation anses vara bättre lämpad för långa distanser, eftersom vågor med horisontell polarisation böjer av bättre över horisontella formationer (bergryggar etc.). Även passage genom skogspartier går bättre med horisontellt polariserade vågor. Antenner med horisontell polarisation används därför ofta för SSB- och CW-trafik på långa avstånd och utmed markytan. Sådan trafik sker i allmänhet från fasta stationer.

För både mobil trafik och lokal fast trafik används oftast antennar med vertikal polarisation. Vertikala antennar ger de önskvärda rundstrålande egenskaperna för mobil trafik och är bäst lämpade att montera på fordon.

7.5.2 Riktantennar

En $\lambda/2$ -antenn strålar vinkelrätt ut från antennledaren och runt omkring den. Placeras ett reflektorelement (längd $\approx \lambda/2 + 5\%$) bakom antennen på ett avstånd av $\approx \lambda/5$ så reflekteras den bakåtriktade strålningen delvis framåt. En större del av energin kommer då att samlas i en riktning. Med ett direktorelement (längd $\approx \lambda/2 - 5\%$) framför det strålande elementet på ett avstånd av $\approx \lambda/10$ så kommer utstrålningsvinkeln att bli mindre.

7.5.3 Yagiantennar

Den typ av riktantenn, som består av en strälare, en passiv reflektor samt ett antal passiva direktorer, kallas *yagiantenn* och illustreras i bild 7.20. Observera att vertikaldiagrammet visar strålningsdiagrammet med antennen placerad nära jord. För VHF, UHF och SHF placeras antennen ofta så högt över mark att

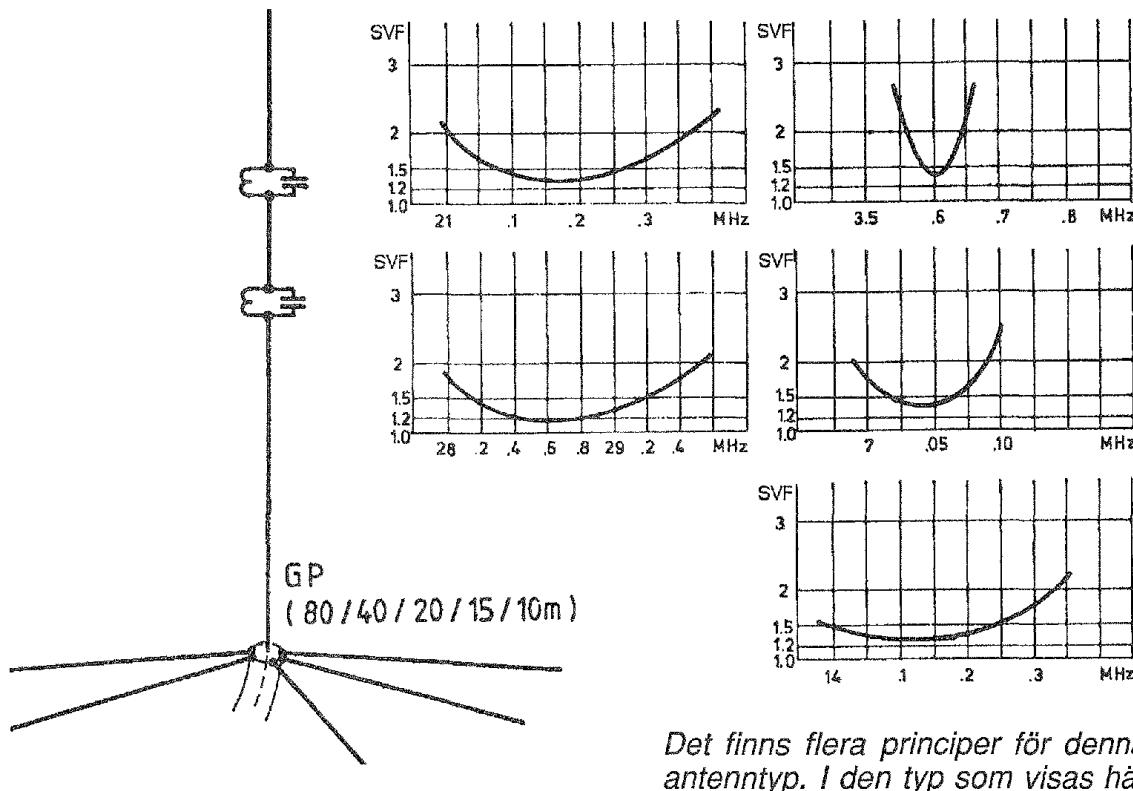


Bild 7.15: SVF-kurvor för flerbands GP-antenn

antennen kan ses som placerad i fri rymd. Strålningsdiagrammet blir då annorlunda genom att antennens huvudlob sänks jämfört med det i bilden och hamnar med centrum symmetriskt runt horisontalplanet.

Yagiantennen kan utföras med olika antal direktolement i kombination med olika längd.

Det finns tre sätt att optimera en riktantenn, nämligen maximal riktverkan, minimala sidolöper eller maximalt fram/backförhållande. Dessa egenskaper är, emellertid ej möjliga att uppnå samtidigt. Ökas till exempel antalet element, så ökar den så kallade antennvinsten genom att öppningsvinkeln på strålningen blir mindre, men samtidigt minskar matningsimpedansen och den användbara bandbredden.

Som tumregel kan man konstatera att det är inte mängden element som avgör antennvinsten, utan den dominerande faktorn är längden på bommen. Mängden element påverkar antennvinsten med 1–2 dB från optimal till medioker. Egenskaper som fram/back förhållande eller minimala sidolöper beror mer på mängden, placering och storlek på direktorerna.

7.5.4 Gruppantennar

Ordnas flera riktantennar vid sidan av och/eller över varandra så erhålls en så kallad gruppantenn. Ett sådant arrangemang av så kallade stackade antenner ger en ännu mindre öppningsvinkel på strålningen vertikalt och/eller horisontellt. Därigenom erhålls ytterligare antennvinst.

Det finns flera principer för denna antenntyp. I den typ som visas här används spärrkretsar.

7.5.5 Parabolantennar

HAREC a.6.1.6

Särskilt på frekvenser i mikrovågsområdet och högre har radiovågorna i stort sett samma utbredningsegenskaper som ljusets. Behöver stor riktverkan uppnås på dessa höga frekvenser, används ofta en parabolisk yta som spegel bakom själva antennen, tillsammans kallas det dock för *parabolantenn*. Jämför med reflektorn i en ficklampa.

Den egentliga antennen (den s.k. mataren), vars strålning är riktad mot paraboliken för att reflekteras, kan vara utformad på många sätt. Eftersom parabolens storlek står i omvänt proportion till frekvensen, så används av praktiska skäl inte paraboliska reflektorer på låga frekvenser.

7.5.6 Övriga antenntyper

Rundstrålande antennar: Ground plane, $\lambda/4$ -, $\lambda/2$ -, $5\lambda/8$ -antennar m.fl. Riktantennar: Quad-, HB9CV-, helical-, parabol- och hornantennar med flera.

7.6 Transmissionsledningar

En matarledning ska med så små förluster som möjligt överföra den högfrekventa energin från sändaren fram till sändarantennen. Omvänt ska den energi som fängats upp av mottagaranten transporteras till mottagaren med så små förluster som möjligt.

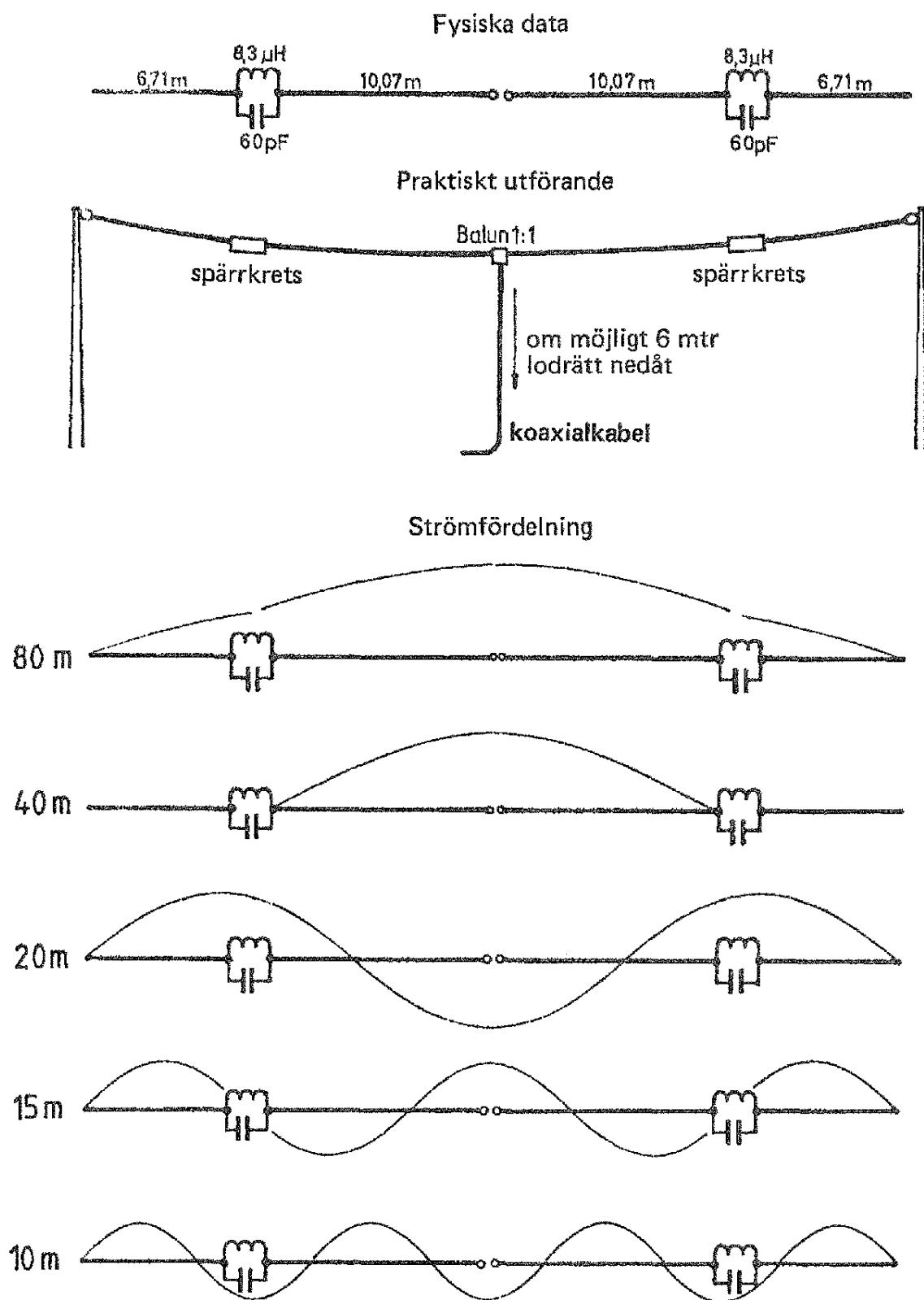


Bild 7.16: W3DZZ-antennen

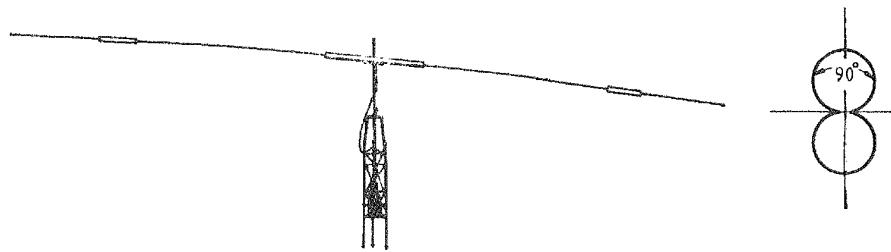


Bild 7.17: Riktbar dipolantenn

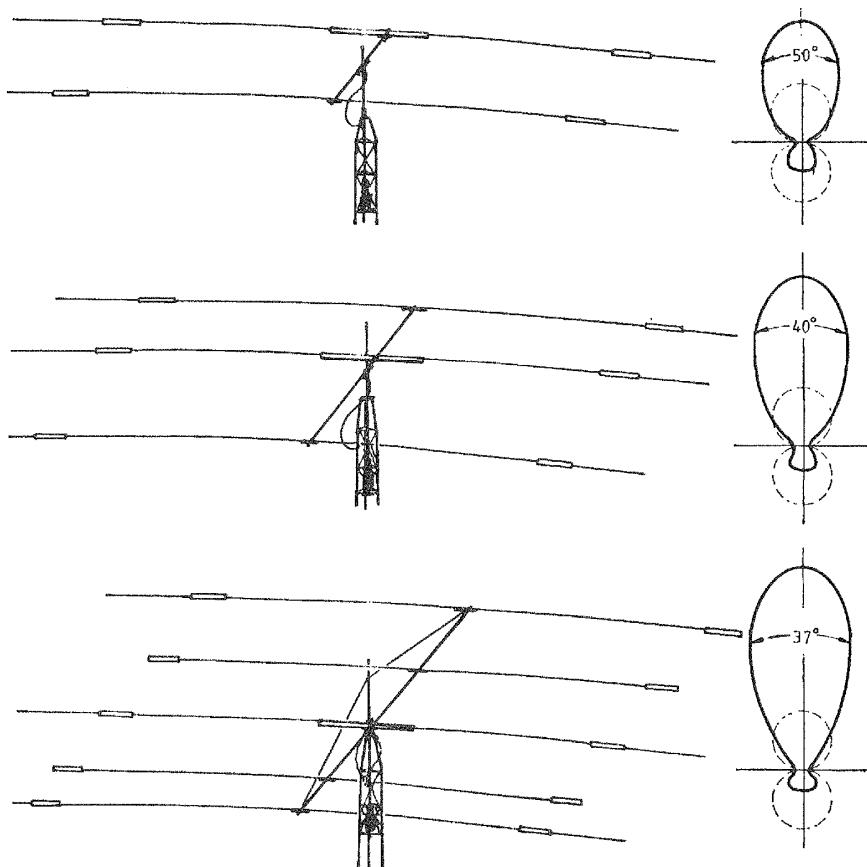


Bild 7.18: flerbands yagiantenner

7.6.1 Avstämd matarledning

Bild 7.21 visar en $\lambda/2$ -dipol som kopplas till sändarutgången via en $\lambda/4$ matarledning. För tydlighetens skull visas ledningen som en bandkabel.

Vid sändning uppstår en stående våg på matarledningen och på dipolen. Även matarledningen svänger med och är avstämd till resonans – därav namnet avstämd matarledning.

Vi följer ström- och spänningssfordelningen bakåt från dipolen till sändaren och finner följande:

I vardera änden av $\lambda/2$ -dipolen uppträder en spänningssbuk (streckade linjer) och i mitten av dipolen uppträder en strömbuk (heldragna linjer). Den stående vågen, med strömbunken på dipolens mitt, fortsätter ner på $\lambda/4$ -matarledningen. I nedre änden av matarledningen vid sändarutgången har det uppstått en

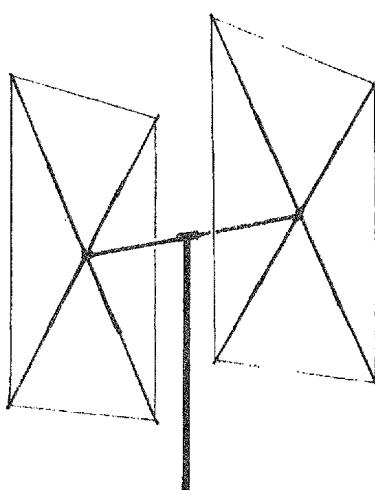
strömnod och en spänningssbuk, vilket innebär att matarledningen ska spänningsskopplas till sändaren.

Om matarledningen i stället är $\lambda/2$ lång, så uppstår i stället en spänningssnod och en strömbuk i nedre änden av ledningen, vilket innebär att matarledningen ska strömkopplas till sändaren, vilket visas i bild 7.22.

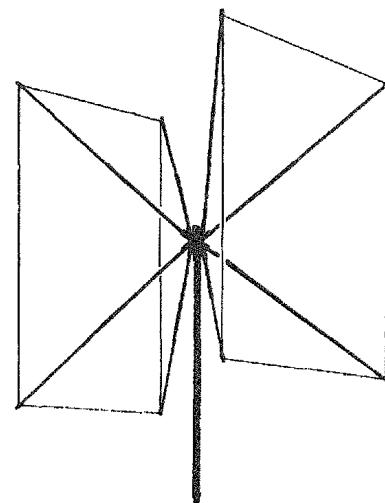
Ström- och spänningssfordelningen kan ritas upp för en λ -dipol respektive $\lambda/2$ -dipol i kombination med matarledningar med längderna $n \cdot \lambda/4$ (med $n = 1, 2, 3 \dots$). Med hjälp av teckningen kan man avgöra om ström- eller spänningsskoppling måste användas.

Bild 7.23 visar en $\lambda/2$ -dipol för 80 m-bandet ansluts till en avstämd matarledning med längden $\lambda/2 = 40$ m.

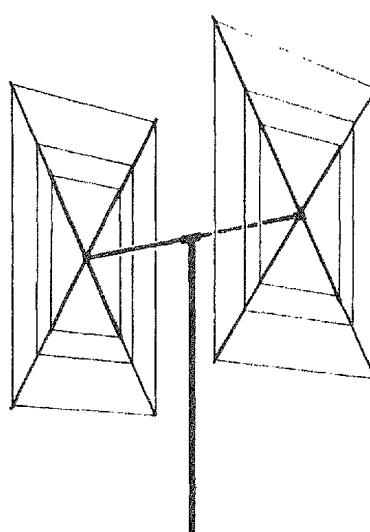
Önskar man använda denna dipol för 80 m-bandet på 40-, 20- och 10 m-banden måste en så kallad an-



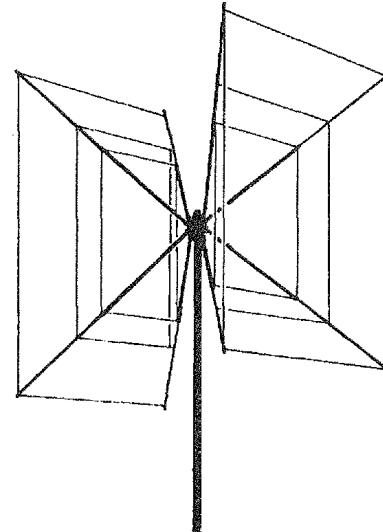
1 - band Boom - Quad



1 - band Spider - Quad



3 - band Boom - Quad



3 - band Spider - Quad

Bild 7.19: Cubical Quad-antennor

tennkopplare anslutas mellan sändaren och matarledningen. Kopplaren har alltid strömmatad ingång och valmöjlighet för ström- respektive spänningssmatad utgång. Se om antennkopplare sist i detta kapitel.

7.6.2 Oavstämd matarledning

Begreppet ”oavstämd” syftar på ledningslängden, som under vissa bestämda förutsättningar kan vara godtyckligt lång. I motsats till den avstämda matarledningen behöver ledningslängden på en oavstämd matarledning inte stå i förhållande till våglängden λ . Som matarledning kan användas en koaxialkabel eller öppen transmissionsledning.

Fördelar: Enkel uppbyggnad, mindre kritisk kabeldragning och längden kan väljas godtyckligt.

Nackdelar: Sändaren, matarledningen och antennen måste alltid vara impedansanpassade till varandra. Dessutom måste antenn- och kabelströmmarna balanseras. I det följande visas hur dessa krav kan uppfyllas.

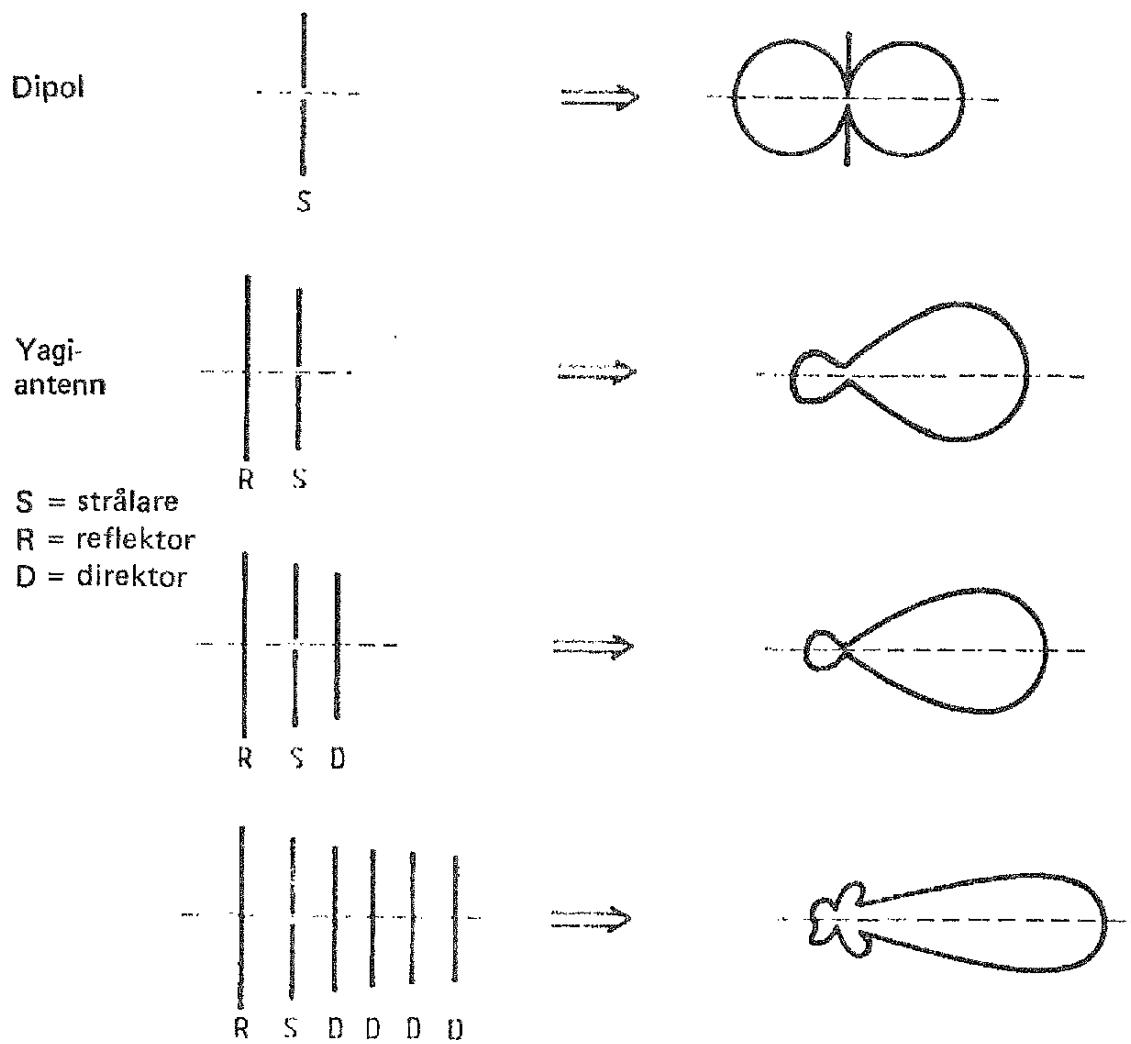
Som matarledning upp till mikrovågsområdet är koaxialkabeln vanligast.

7.6.3 Koaxialkabel

HAREC a.6.3.2

Koaxialkabelns uppbyggnad framgår av bild 7.24. I en koaxialkabel bildas ett radellt elektriskt fält mellan mittledaren och insidan av ytterledaren. Av strömmen bildas också ett magnetiskt koncentriskt fält mellan inner- och ytterledaren. Resultatet blir ett elektromagnetiskt fält, som breder ut sig i kabeln som

HORIZONTALDIAGRAM



VERTIKALDIAGRAM

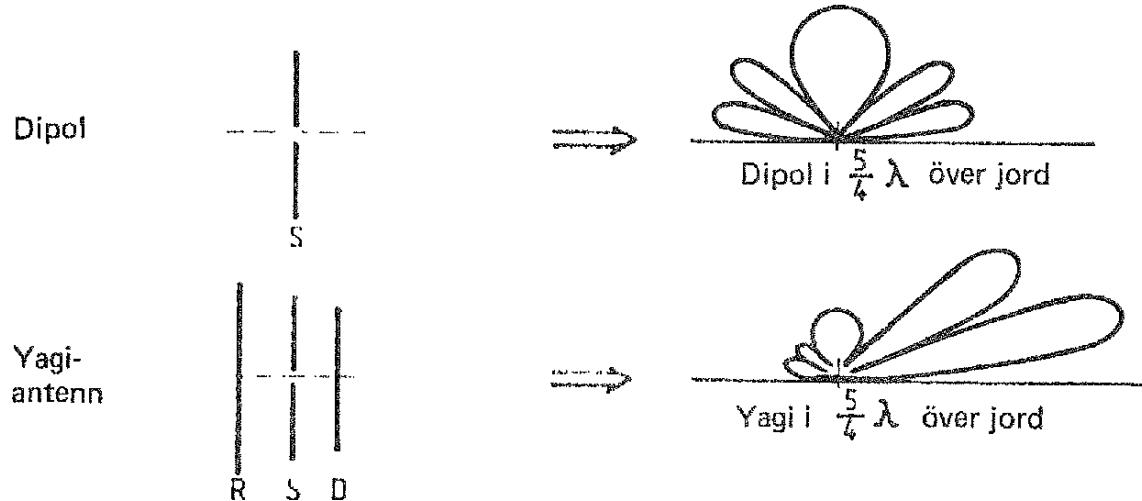


Bild 7.20: Strålningsdiagram för horisontell yagiantenn

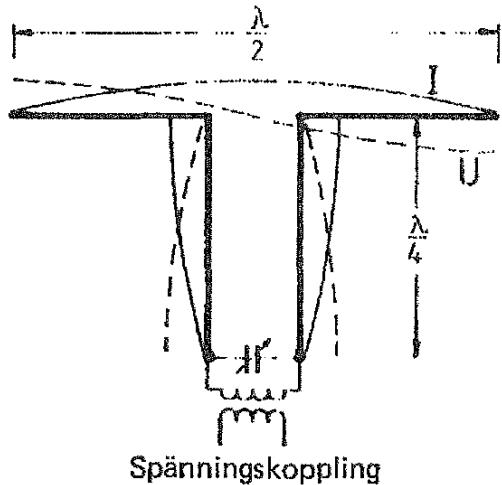


Bild 7.21: Spänningsskopplad $\lambda/2$ -dipol

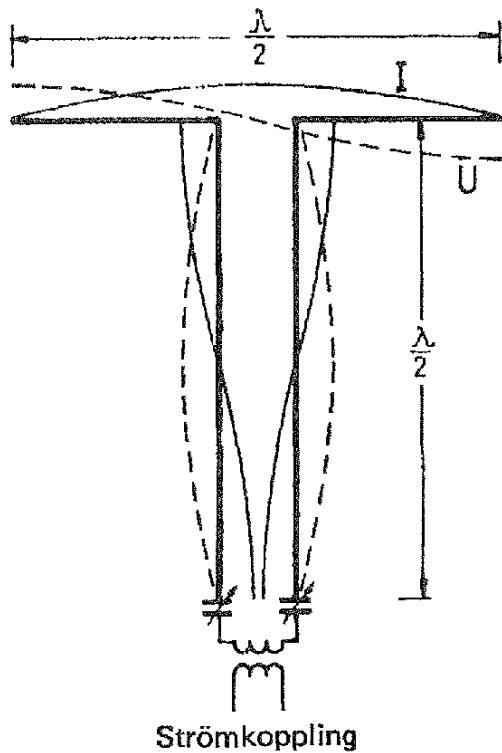


Bild 7.22: Strömkopplad $\lambda/2$ -dipol

en TEM-våg (TE-våg = transversell elektrisk, TM-våg = transversell magnetisk och TEM-våg = transversell elektromagnetisk våg).

Koaxialkabeln består av en isolerad innerledare omgiven av en ytterledare, vars insida är kabelns andra strömledare. Ytterledaren förhindrar dessutom HF-utstrålning och inkommande störningar. I motsats till den symmetriskt uppbyggda bandkabeln, tillhör koaxialkabeln de osymmetriska ledningarna.

Vanliga karakteristiska impedanser för koaxialkabel är 50 och 75Ω .

7.6.4 Bandkabel

HAREC a.6.3.1

Som framgår av bild 7.25 består bandkabeln av två parallella ledare med samma dimensioner. Kabelns

isolering håller samtidigt ledaravståndet rätt. I ett kraftigare utförande övergår denna ledningstyp till att bestå av ett ledarpar med isolerade spridare på jämma avstånd. Den kommer att likna en stege det ursprungliga utförandet på en matarledning.

Vanliga karakteristiska impedanser för bandkabel är 300 och 450Ω .

7.6.5 Vågledare

HAREC a.6.3.3

Inom mikrovågsområdet är den vanligaste typen av matarledning så kallade vågledare som saknar mittledare. I en vågledare matas energin fram enbart som speciella elektriska och magnetiska fält (TEM) i mönster som kallas moder.

7.6.6 Hastighetsfaktor

HAREC a.6.3.5

Vid bestämning av den mekaniska längden på en matarledning måste hänsyn tas till att våghastigheten längs ledningen är lägre än ljushastigheten. Man talar om en hastighetsfaktor relativt ljushastigheten. Hastighetsfaktorn beror på ledningens utförande och ingående material.

En koaxialkabel har hastighetsfaktorn $v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$, där ϵ är den relativ dielektricitetskonstanten i isolationsskiktet. Ett vanligt förekommande isolationsmaterial i koaxialkablar är polyetylen med dielektricitetskonstanten $\epsilon = 2,25$. Hastighetsfaktorn v (velocity factor) blir då

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{2,25}} = \frac{1}{1,5} = 0,666$$

1 meter av en sådan koaxialkabel är $1/0,666 = 1,333$ meter för en HF-signal. Även bandkablar har naturligtvis en hastighetsfaktor, vanligen 0,7–0,85.

7.6.7 Karakteristisk impedans Z i ledningar

HAREC a.6.3.4

Antag att en HF-sändare har kopplats till en oändligt lång ledning. Om man undersöker kvoten mellan spänning och ström på godtyckliga ställen utmed ledningen, så kommer man att finna samma kvot överallt. Denna konstant uttrycks i ohm, om spänning och ström uttrycks i volt respektive ampere. Konstanten kallas vågimpedans eller karakteristisk impedans.

Oändligt långa ledningar är ju orealistiska och då kan man i stället bestämma vågimpedansen genom ledningens geometriska uppbyggnad, dielektricitetskonstant och dess induktivitet och kapacitet per längdenhet.

Exempel: Vi undersöker elektriska karakteristika i en kabel av typ RG-213/U. På en provbit med längden 1 meter mäter vi en kapacitans av 97 pF mellan inner och ytterledaren. När kabelns ena ände kortsluts mäter vi en induktans av 262 nH.

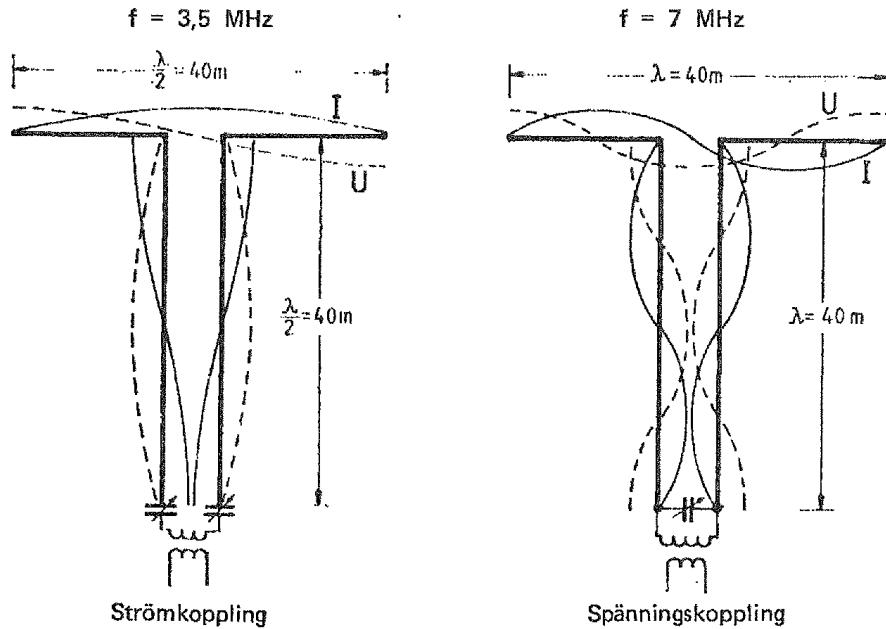


Bild 7.23: Samma $\lambda/2$ -dipol på grundfrekvensen respektive 1:a övertonen

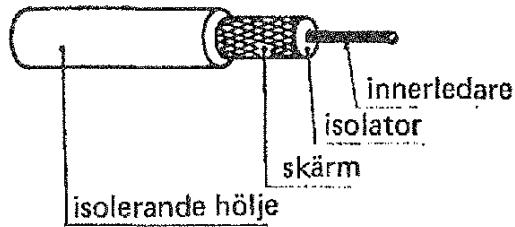


Bild 7.24: Koaxalkabel

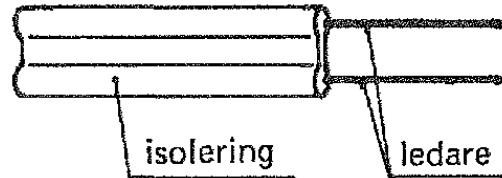


Bild 7.25: Bandkabel

Den uppmätta kapacitansen och induktansen bestämmer kabelns karakteristiska impedans Z , också kallat våg motstånd, som är oberoende av ledningens längd. Med ovanstående uppmätta värden blir impedansen:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad L \text{ [H]} \quad C \text{ [F]} \quad Z[\Omega]$$

$$Z = \sqrt{\frac{262000 \cdot 10^{-12}}{97 \cdot 10^{-12}}} = \sqrt{\frac{262000}{97}} = 52 \Omega$$

Den karakteristiska impedansen för en matarledning, bestäms av ledningens dimensioner och av isolationsmaterialets dielektricitetskonstant.

För en bandkabel är:

$$Z = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \log \frac{2a}{d} \quad [\Omega]$$

[a = centrumavståndet mellan ledarna i mm]

[d = ledardiametern i mm]

[ϵ_r = dielektricitetskonstanten, överslagsvärde 1,5]

[ϵ_r för luft = 1,0]

För en koaxalkabel är:

$$Z = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \log \frac{D}{d} \quad [\Omega]$$

[D = ytterledarens innerdiameter i mm]

[d = innerledarens ytterdiameter i mm]

Data, impedansdiagram och formler för beräkning av transmissionsledningar finns bland annat i antennhandböcker.

7.6.8 Stående vågor

Både när sändarens och matarledningens anslutningsimpedans är olika liksom när matarledningens och antennens anslutningsimpedans är olika, så uppstår så kallad missanpassning som hindrar energitransporten.

Antag att matarkabelns och antennens anslutningsimpedans är olika. En del av HF-energin kommer då att strålas ut från antennen, men resten reflekteras tillbaka i matarledningen. På kabeln finns alltså en framåtgående våg mot antennen och samtidigt en reflekterad våg tillbaka mot sändaren.

Den spänning och ström som man då kan mäta var som helst på kabeln, är den algebraiska summan av amplituden hos den framåtgående och den reflekterade vågen.

Flyttar vi mätpunkten stegvis utmed kabeln, så kommer spänningen och strömmen att stiga och sjunka på ett regelbundet sätt.

Den tillbakagående vågens spänning U_b och den framåtgående vågens spänning U_f överlägras på varandra. Kvoten för ström och spänning är därmed inte konstant utmed matarledningen, utan får ett vågformat föllopp – en stående våg.

Punkterna för maxima och minima beror av belastning relativt vågresistansen och av frekvensen.

Stående vågor uppträder inte bara i antennkablar utan även i fasta material (trådar o.d.), i luft (ljud), i ljus (t.ex. laser), i elektromagnetiska fält och så vidare.

Bild 7.26 visar stående våg på ledning. Spänningen utmed kabeln varierar regelbundet mellan

$$U_{max} = U_f + U_b \quad \text{och} \quad U_{min} = U_f - U_b$$

7.6.9 Ståendevågförhållande (SVF)

HAREC a.6.3.6

(se även SWR = Standing Wave Ratio i avsnitt 9.2.9).

Med ståendevågförhållandet SVF menas förhållandet mellan U_{max} och U_{min} eller mellan I_{max} och I_{min} .

$$\begin{aligned} \text{SVF} &= \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{U_f + U_b}{U_f - U_b} \quad \text{eller} \\ \text{SVF} &= \frac{I_{max}}{I_{min}} \end{aligned}$$

Ståendevågförhållandet SVF kan även anges med hjälp av impedanserna i matarledningen (Z) och i antennens matningspunkt (Z_a).

$$\begin{aligned} \text{SVF} &= \frac{Z}{Z_a} \quad \text{där } Z > Z_a \quad \text{eller} \\ \text{SVF} &= \frac{Z_a}{Z} \quad \text{där } Z > Z_a \end{aligned}$$

Ståendevågmätning beskrivs i avsnitt 9.1.9.

Bild 7.27 visar en förenklad bild av SVF-problemet och vad en SVF-meter visar beroende på var den kopplas in i kedjan sändare – ledning – antennkopplare – ledning – antenn.

Vid ett högre SVF-tal än 2:1 till 3:1 vid sändarutgången, bör en antennkopplare sättas in efter sändaren för att skydda den från (överhettning och) överslag. Antennkopplare har även andra benämningar, till exempel matchbox, antennavstämningssenheter och så vidare. Bäst är att göra sådana impedansanpassningar i alla led, att antennkopplaren blir onödig.

7.6.10 Effektförluster

HAREC a.6.3.7

I varje matarledning uppstår förluster, dels av resistansen i ledarna och dels i isolationsmaterialet (dielektrikum) mellan ledarna samt i någon mån

av fältutstrålning från dem. De mest påtagliga effektförlusterna i en ledning beror av förlusterna per längdenhet och därmed även av längden. Vidare beror förlusterna av ståendevågförhållandet på ledningen på grund av dålig impedansanpassning.

Ett högt SVF-förhållande ger större ledningsförluster eftersom den reflekterade effekten då pendlar fler gånger på ledningen. Den reflekterade effekt som återvänder till ledningens början är mindre när ledningen har stora förluster än om den inte hade det. Det medför att det verkliga SVF-förhållandet i ledningens slut är större än vad som syns på ett instrument i början.

Förlusterna i en transmissionsledning stiger med ökad frekvens och anges av tillverkarna i databladet som dämpningen i dB per 100 m eller dB per 30 m ledning.

I tabell 7.1 visas kabeldämpningen, effektförlusten, i dB per 30 m för några vanliga typer av koaxialkablar.

7.6.11 Baluner – Balansering – Transformering

HAREC a.6.3.8

7.6.11.1 Balansering

Man skiljer mellan symmetriska ledningar (bandkabel m.fl.) och osymmetriska (koaxialkabel), där dessutom den ena ledaren (skärmen) ofta är jordad.

På samma sätt finns det symmetriska antenner (dipol, W3DZZ m.fl.) och osymmetriska (ground plane, Marconi m.fl.).

Vill man ansluta en symmetrisk (mittmatad) antenn till en osymmetrisk ledning (koaxialkabel), så måste en strömbalansering göras i övergången. Om inte, så kommer matarledningen att stråla, vilket kan medföra störningar på radio och TV. Utan balansering kommer dessutom dipolens strålningsbild inte att vara symmetrisk.

En balansering måste också göras i övergången mellan en bandkabel (symmetrisk) och sändaren när den har anslutning för koaxialkabel (osymmetrisk). Balansering av impedans och därmed ström sker med en anordning kallad BAL UN (av de engelska orden BALanced-UNbalanced).

Baluner kan utföras på flera sätt. Grundläggande har balunen lika in- och utgångsimpedans,

Exempel:

- Ringkärnebalun 1:1 för balansering.
- Koaxialledare anordnad som balun 1:1.

7.6.11.2 Transformering

I samband med balanseringen kan en impedanstransformerings behövas och det finns baluner (transformatorer) som både balanserar och transformerar impedanser.

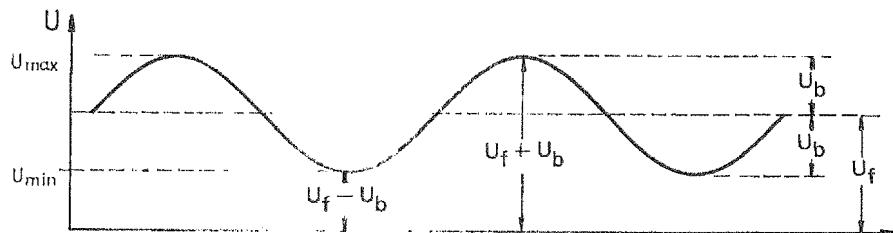


Bild 7.26: Stående våg på ledning

Kabeltyp	Impedans	30 MHz	50 MHz	100 MHz	145 MHz	150 MHz	440 MHz	450 MHz
RG8X	50 ohm	2,0	2,1	3,0	4,5	4,7	8,1	8,6
RG58A/U	50 ohm	2,5	4,1	5,3	6,1	6,1	10,4	10,6
RG59	75 ohm		2,4	3,5			7,6	
RG174	50 ohm	5,5	6,6	8,8	13,0		25,0	
RG213	50 ohm		1,5	2,1	2,8	2,8	5,1	5,1
RG214	50 ohm	1,2	1,6	1,9	2,8	2,8	5,1	5,1

Tabell 7.1: Kabeldämpning per 30 m

Bild 7.28 visar en transformator med osymmetrisk ingång och symmetrisk utgång. Om båda lindningarnas varvtal är lika så sker ingen impedanstransformation. Om förhållandet mellan varvtalen är 1:2 så blir förhållandet mellan impedanserna 1:4. Se vidare i avsnitt 2.4.

Bilden visar också att matarledningens impedans Z transformeras om så att den blir lika antennens anslutningsimpedans R_a . Denna transformering kan ske induktivt eller kapacitivt.

Exempel:

- Ringkärnebalun 1:4.
- Koaxialledare anordnad som balun 1:4.

7.6.12 Ringkärnebalun

Bild 7.29 visar en *ringkärnebalun* som är en form av transformator. I den finns en ringkärna av hårt sammanpressat järnpulver av en legering, som tillsammans med lindningarnas utförande gör att frekvensbandbredden blir stor.

7.6.13 Koaxialledare som balun

Balansering kan även göras med ett koaxialkabelarrangemang, som i så fall är starkt frekvensberoende. Bild 7.30 visar tre utföranden, som alla arbetar enligt principen för en matarledning med en elektrisk längd av $\lambda/4$ och kortslutet i ena änden.

Den mekaniska längden är $k \cdot \lambda/4$, varvid k är hastighetsfaktorn för våghastigheten i kabeln. För de vanligaste koaxialkablarna RG-58 och RG-213 är k cirka 0,66. $\lambda/4$ -ledningen i den översta figuren fungerar som en parallellresonanskrets med mycket hög impedans Z i den öppna övre änden.

I den mellersta figuren är den översta delen av matningskabeln en $\lambda/4$ lång parallellresonanskrets tillsammans med parallellt anslutet ledare (i detta fall en koaxialkabel som kortslutits i båda ändar). Den nedersta högra figuren i bilden visar den kortslutna $\lambda/4$ -ledningen i tre varianter. I samtliga fall uppstår HF-mässigt en strömbalanserande effekt mellan dipolhalvorna.

Dessutom hindras även antennströmmar från att komma ner på utsidan av matningskabelns skärm.

7.6.14 Sätt att ansluta en matningsledning

HAREC a.6.3.9

Bild 7.31 visar flera sätt att ansluta en matningsledning.

7.6.14.1 T-, delta- och gamma-anpassning

Funktion: En mittmatad halvvågsdipol har i fria rymden en impedans av cirka 73Ω .

Flyttas matningspunkten bort från mitten, åt det ena eller andra hålet, så är impedansen högre än i mitten.

Det finns alltid två symmetriskt liggande punkter på antennen där impedansen är precis lika stor.

T-, delta- och gamma-anpassning är användbar när matarkabelns är högre än antennens mittpunktsimpedans. Matningsledningen kan anslutas till de punkter på antennen som har samma impedans som matarledningen. T-anpassning används för symmetriska matarledningar, gamma-anpassning för osymmetriska ledningar och delta-anpassning för båda ledningstyperna.

Pilarna visar HF-energins riktning

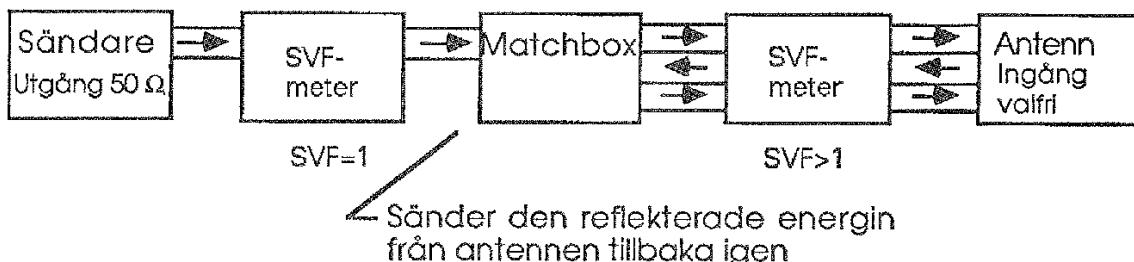
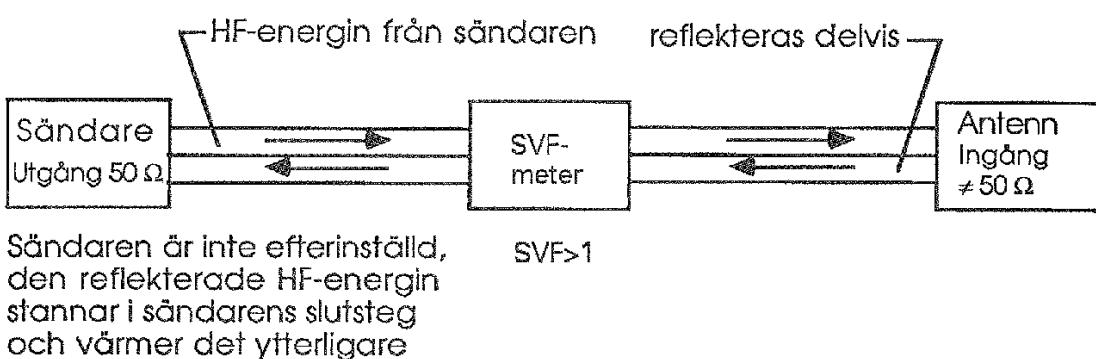
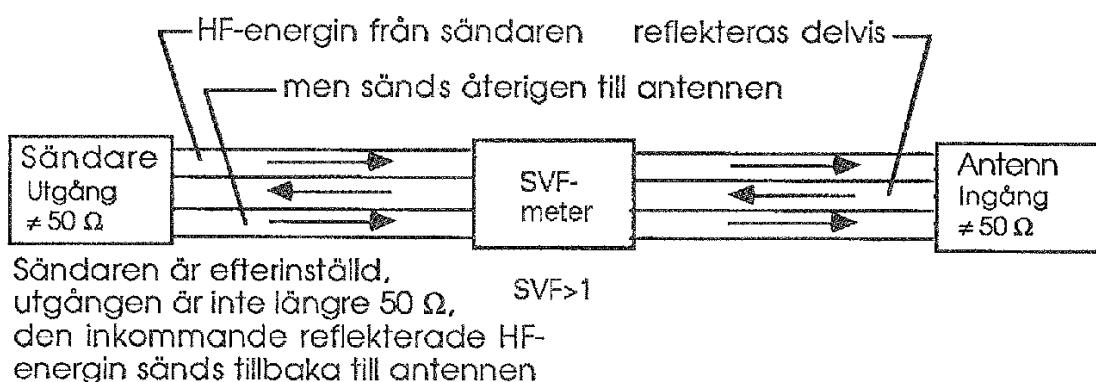
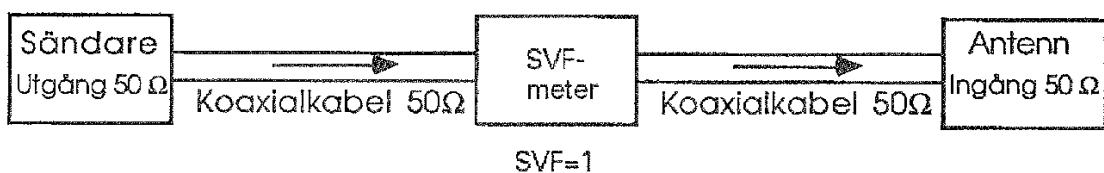


Bild 7.27: SVF-problemet förenklad bild

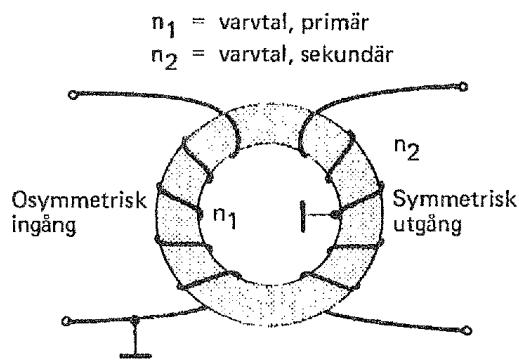
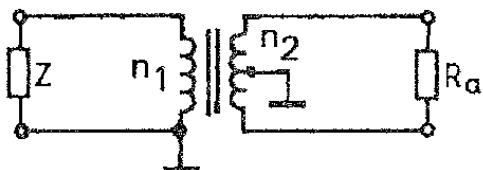


Bild 7.29: Ringkärnebalun

BALANSERING



TRANSFORMERING

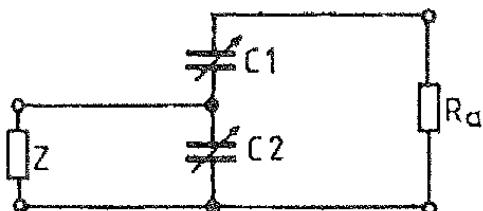
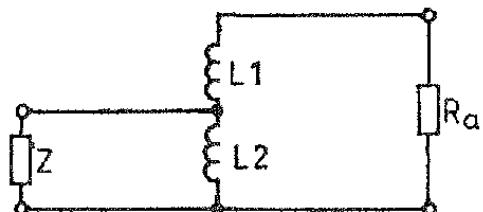
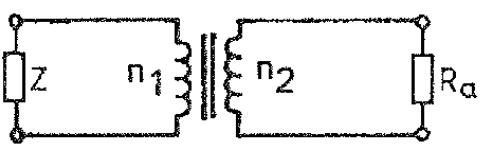


Bild 7.28: Balansering – transformering

7.6.14.2 $\lambda/4$ -anpassningsledning – stub

Uppbyggnad: Antennen ansluts till en $\lambda/4$ anpassningsledning och matarledningen i sin tur till anpassningsledningen.

Funktion: Anpassningsledningen består av en öppen $\lambda/4$ -matarledning. Den har teoretiskt impedansen $Z = 0$ den ände som är ansluten till antennen och $Z = \infty$ den andra. Utmed anpassningsledningen finns alltid en impedans som är lika med matarledningens impedans.

7.6.14.3 $\lambda/2$ -fasningsledning

Bild 7.32 visar en $\lambda/2$ -fasningsledning.

Funktion: När till exempel en omvikt dipol med matningsimpedansen 240Ω ska anslutas till en 50Ω -kabel, behövs en impedanstransformering med förhållandet 4:1. En $\lambda/2$ lång fasningsledning kan användas för detta ändamål. Fasningsledningen har dessutom en strömbalanserande verkan.

Observera: Med en $\lambda/2$ -fasningsledning enligt bilden kan impedanstransformering endast göras i förhållandet 4:1.

7.6.15 Transmissionsledningen

En transmissionsledning för radiofrekvent energi består av två elektriska ledare. Den enklaste formen av en sådan ledning är två parallella ledare. En annan form av transmissionsledning är koaxialkabeln, där den ena ledaren löper inuti den andra.

Försök: Koppla en parallelledning till utgången på en VHF-sändare – till exempel med induktiv koppling. Ge ledningen passande längd och mata ut högfrekvent energi på ledningen. Nu kan fördelningen mellan spänning och ström på olika punkter utmed ledningen undersökas. När det finns en spänning mellan de två ledarna i ledningen alstras det ett elektriskt fält mellan dem.

Eftersom en glimlampa lyser när den omges av ett elektriskt fält kan den användas som en enkel spänningsindikator. När en elektriskt ledande krets – en induktionsslinga – omges av ett varierande magnetiskt fält alstras det en ström i slingan. Med en glödlampa inkopplad i slingan kan den användas som en enkel strömindikator.

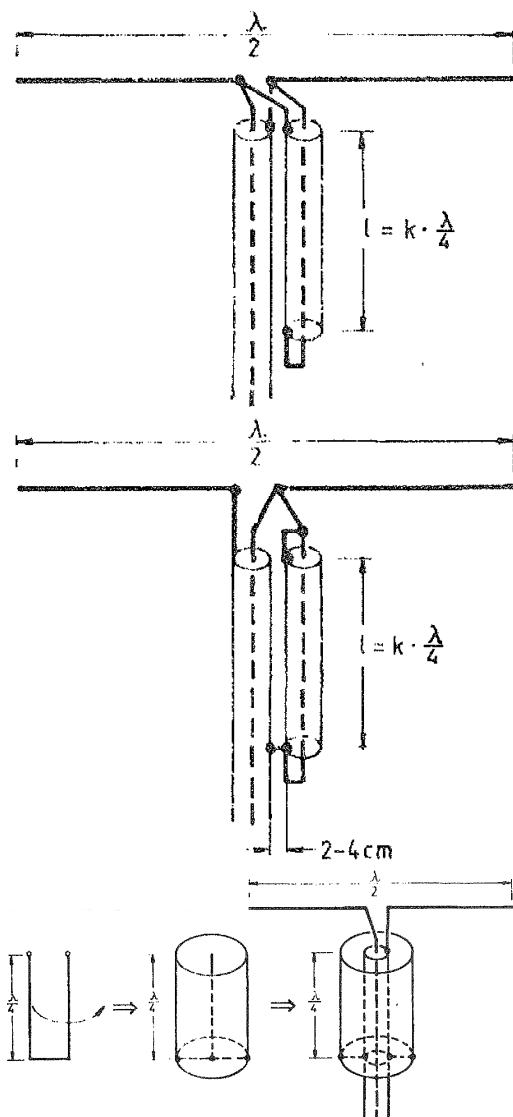


Bild 7.30: Koaxialledare som balun

7.6.15.1 Öppen transmissionsledning

Bild 7.33 visar Förlöpp i öppen $\lambda/4$ transmissionsledning. Håll glimlampa nära intill ledningen. Glimlampa tänds med jämna mellanrum när den flyttas utmed ledningen.

När i stället en induktionsslinga med glödlampa hålls nära intill ledningen, kommer glödlampan att lysa mitt emellan de ställen där glimlampa lyser. Där glimlampa tänds har det bildats spänningssmaximum och där glödlampan lyser har det bildats strömmaksimum. Det har bildats en stående våg på ledningen.

Bilden visar ström- och spänningsfördelningen för en öppen transmissionsledning med längden $l = n \cdot \lambda/4$ med udda $n = 1, 3, 5, \dots$. För bilden har valts $n = 5$.

Utmed ledningen uppstår omväxlande elektriska och magnetiska fält allt efter som svängningen fortsätter. Med en serie om fyra figurer visas förlöppet av en svängning, en period. Skillnaderna i den elektriska fältstyrkan framställs som olika långa fältlinjer. Observera fältlinjernas riktning.

Skillnaderna i den magnetiska fältstyrkan kan också utläsas ur bilderna i form av antalet symboler

”.” respektive ” \times ”. Båda tecknen betecknar elektromagnetiskt fält, ”.” i riktning ut ur papperet och ” \times ” in i papperet. För tydighetens skull skildras endast den elektromagnetiska fältstyrkan mellan ledarna och inte utanför ledarparet.

7.6.15.2 Kortsluten transmissionsledning

På bild 7.34 visas såväl ström- och spänningsförhållandena som fältlinjeförloppen på en avståmd, kortsluten transmissionsledning med längden $l = \lambda/4$ med jämna $n = 2, 4, 6, 8, \dots$. För bilden har valts $n = 6$.

7.6.16 $\lambda/4$ -ledning som resonanskrets

Bild 7.35 visar ström- och spänningsfördelningen för en öppen respektive en kortsluten transmissionsledning med längden $l = \lambda/4$.

Den öppna $\lambda/4$ -ledningen har en strömbuk i ingångssänden. En sådan ledning måste således strömkopplas, det vill säga den anslutande impedansen måste vara låg.

Den kortslutna $\lambda/4$ -ledningen har en spänningsbuk i ingångssänden. En sådan ledning måste spänningsskopplas, det vill säga den anslutande impedansen måste vara hög.

En öppen $\lambda/4$ -ledning kan ses som en seriekopplad LC-krets. När ledningen är i resonans flyter en hög ström i ingången, medan spänningen där är låg.

En kortslutna $\lambda/4$ -ledning kan ses som en parallellkopplad LC-krets. När ledningen är i resonans är spänningen hög över ingången, medan strömmen där är låg.

7.6.17 Antennkopplare

Bild 7.36 visar en antennkopplare för bandkabel av olika längder. Storleken på kondensatorerna: $C_1 = C_2 = 500 \text{ pF}$, $C_3 = 300 \text{ pF}$.

7.6.17.1 Avstämning vid spänningsskoppling

C_1 och C_2 helt invridna eller kortslutna, C_3 avstäms för resonanstillsätt (parallellresonans).

7.6.17.2 Avstämning vid strömkoppling

C_3 helt utvriden, C_1 och C_2 avstäms för resonanstillsätt (serieresonans), med maximal och lika ström i båda ledarna.

Matarledningen kan förlängas elektriskt med induktanser när den är för kort för att kunna avstämmas.

Märk, att en antennkopplare mycket väl även kan utformas för koaxialkabelutgång.

7.6.18 För- och nackdelar med avståmd matarledning

När en matarledning är rätt avståmd transporterar den energi utan att stråla själv.

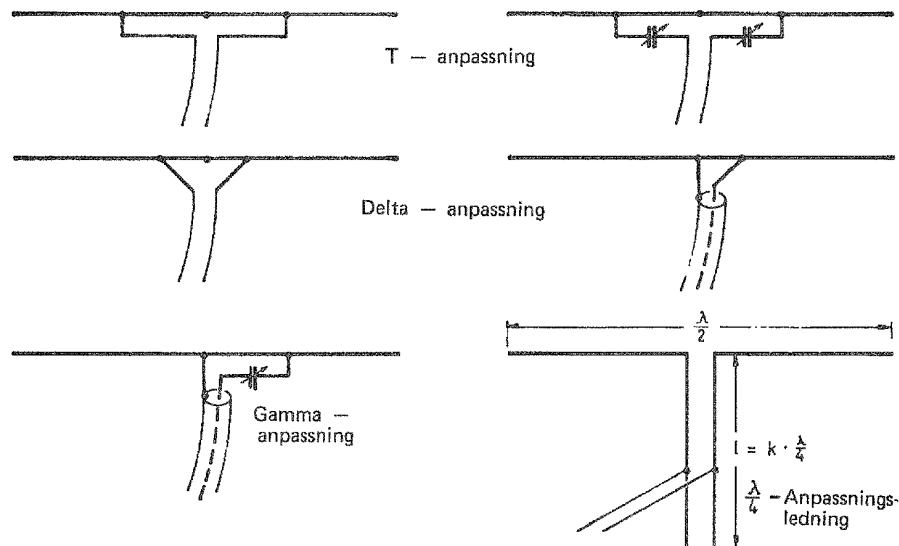


Bild 7.31: Sätt att ansluta en matningsledning

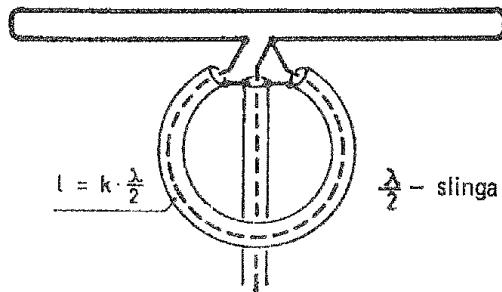


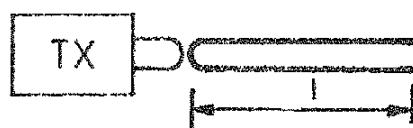
Bild 7.32: $\lambda/2$ -fasningsledning

När dipolen kopplas till en avståmd matarledning, kan den med hjälp av en antennkopplare arbeta på flera amatörradioband. Detta är en anledning till varför en avståmd matarledning gärna används för portabla installationer (t.ex. för field days). Injusteringen mot sändaren blir enklare.

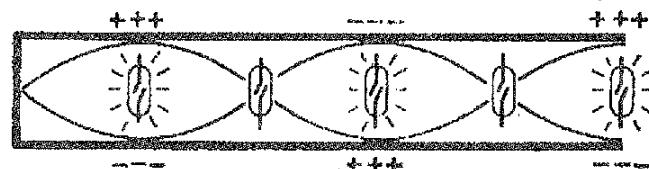
Inom amatörradion används numera nästan uteslutande koaxialkabel som matarledning i stället för bandkabel. Detta är av flera skäl:

- En bandkabel måste hängas upp så fritt som möjligt och den får inte komma för nära murutsprång, takrännor osv. Vidare måste den isoleras väl vid genomföringar i väggar.
- De flesta sändaramatörer har inte plats med långa matarledningar ($n \cdot \lambda/4$ med $n = 1, 2, 3 \dots$).
- Vid två bockar på ledningen kan det uppstå oönskad utstrålning och därmed risk för störningar på radio och TV med mera.

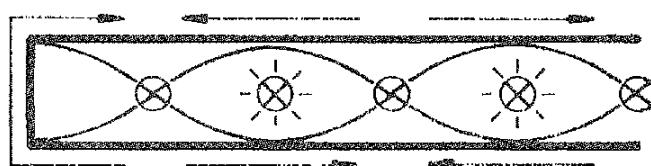
UPPBYGGNAD OCH INKOPPLING



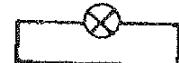
SPÄNNINGS – OCH STRÖMFÖRDELNING ($l=5 \cdot \frac{1}{4} \lambda$)



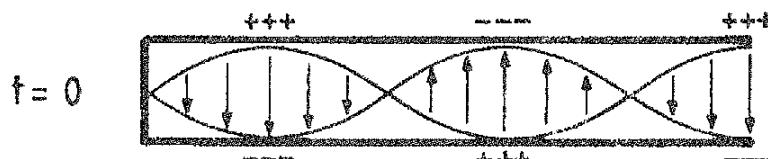
Spänningförlopp
(visat med glimlampa)



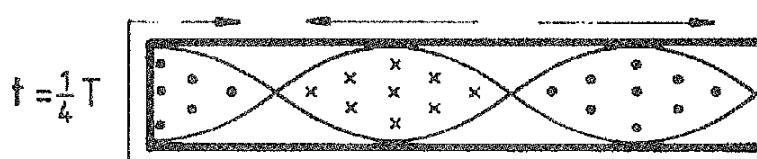
Strömförlopp
(visat med glödlampa
och slinga)



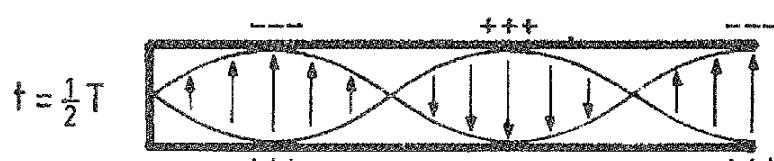
FÖRLOPPEN FÖR DE ELEKTRISKA OCH MAGNETISKA FÄLTEN



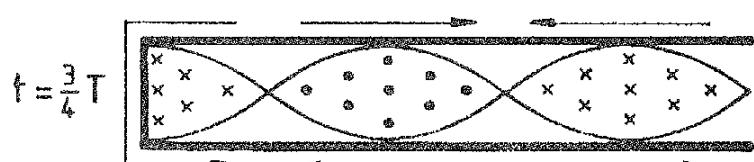
Elektriska fältlinjer



Magnetiska fältlinjer



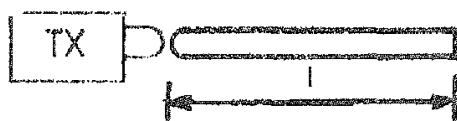
Elektriska fältlinjer



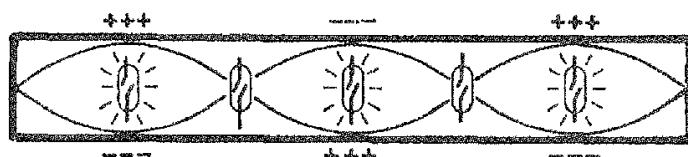
Magnetiska fältlinjer

Bild 7.33: Förlopp i öppen $\lambda/4$ transmissionsledning

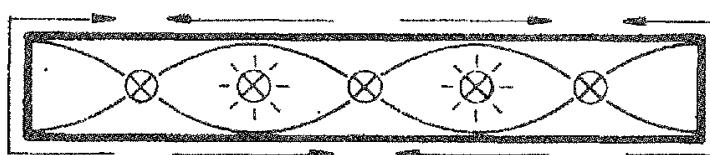
UPPBYGGNAD OCH INKOPPLING



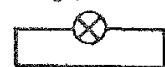
SPÄNNINGS – OCH STRÖMFÖRDELNING ($I = 6 \cdot \frac{1}{4} \lambda$)



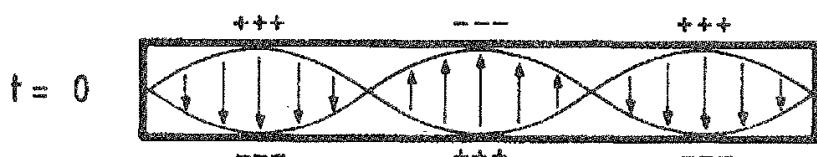
Spänningsförlopp
(visat med glimlampa)



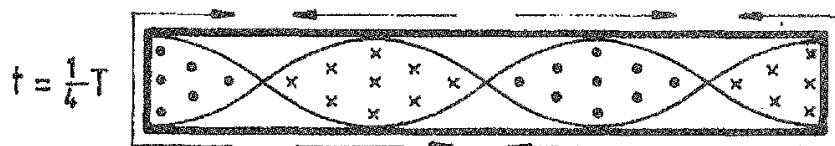
Strömförlopp
(visat med glödlampa
och slinga)



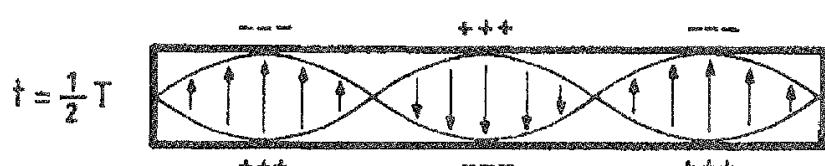
FÖRLOPPEN FÖR DE ELEKTRISKA OCH MAGNETISKA FÄLTEN



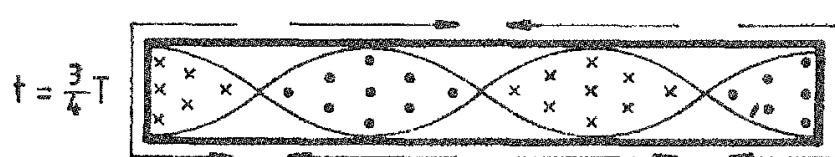
Elektriska fältlinjer



Magnetiska fältlinjer



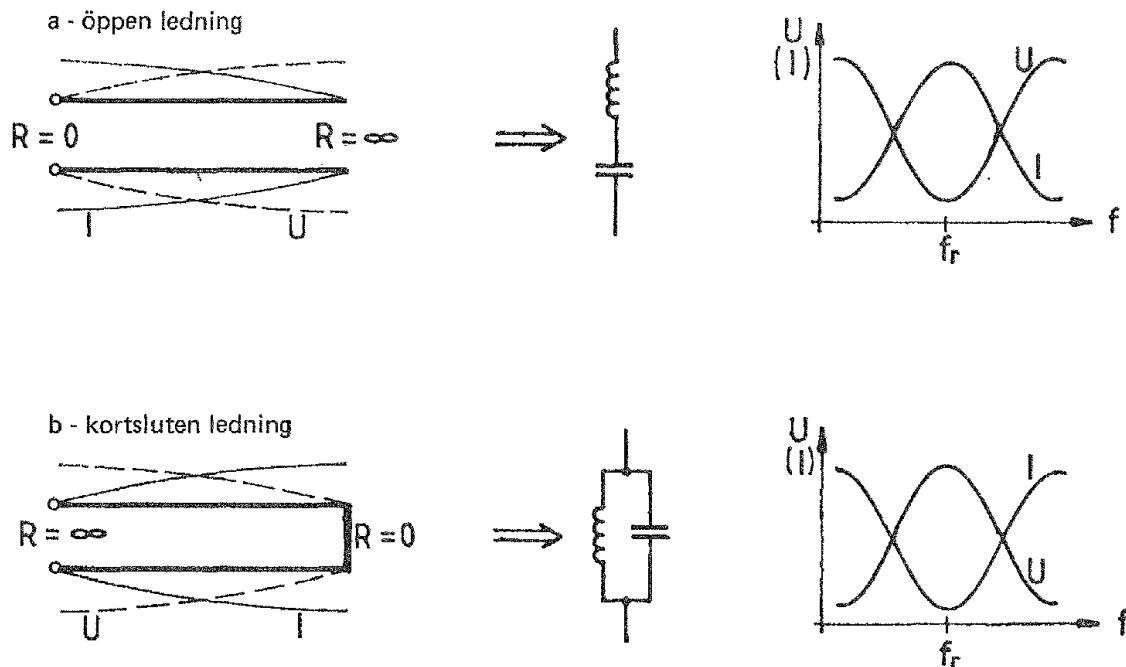
Elektriska fältlinjer



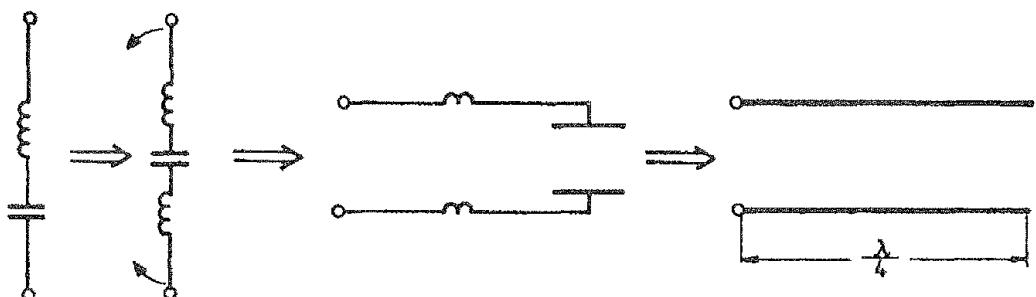
Magnetiska fältlinjer

Bild 7.34: Förlopp i kortslutet $\lambda/4$ transmissionsledning

STRÖM – OCH SPÄNNINGSFÖRDELNING



FRÅN SERIESVÄNGNINGSKRETS TILL ÖPPEN \rightarrow LEDNING



FRÅN PARALLELLSVÄNGNINGSKRETS TILL KORTSLUTEN $\lambda/4$ - LEDNING

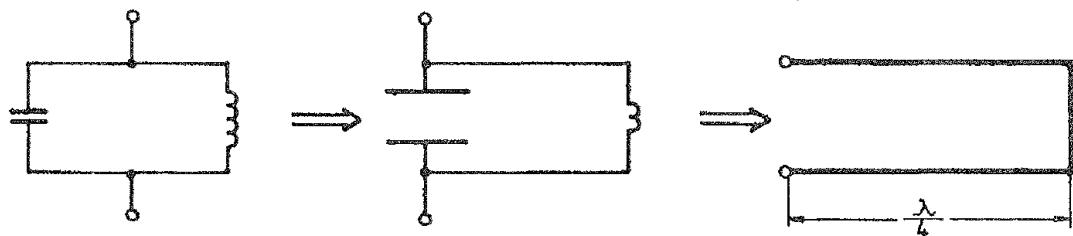
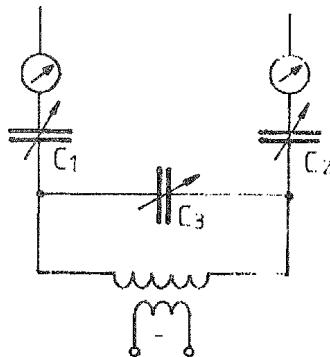
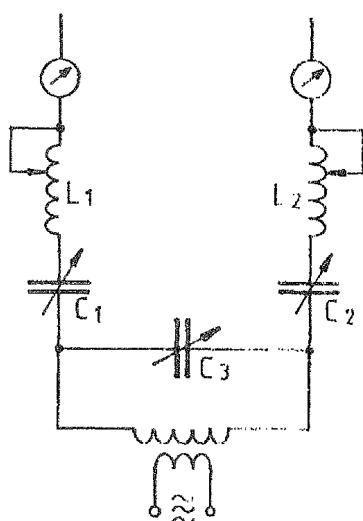


Bild 7.35: $\lambda/4$ transmissionsledning som resonanskrets



Antennkopplare för en
parallelledning med längden

$$l = n \cdot \frac{\lambda}{4}$$



Antennkopplare för en
parallelledning med längden

$$l \neq n \cdot \frac{\lambda}{4}$$

Bild 7.36: Antennkopplare

8 Vågutbredning

Elektromagnetisk vågutbredning är energitransport och förutsättningen för all radiokommunikation. Radiovågornas utbredning på vägen mellan sändare och mottagare påverkas emellertid på många sätt. Med vetskaps om radiovågornas utbredningssätt kan man mer metodiskt försöka uppnå önskade radioförbindelser.

8.1 Kraftfälten omkring antenner

För att sända ut och ta emot radiovågor behövs antenner. Mycket förenklat är en antenn en elektrisk krets, som består av en induktor och en kondensator som illustreras i bild 8.1.

Med kondensatorns elektroder helt isärdragna och förminskade har resonanskretsen fått ett mycket annorlunda mekaniskt utseende. Sedan induktorn i LC-kretsen tagits bort, så återstår mekaniskt sett endast en enkel ledare, men elektriskt sett finns kretsen ändå kvar. Ledaren med sin utsträckning är fortfarande en induktor och ytorna på dess motstående halvor är fortfarande elektroderna i kondensatorn med omgivningen som dielektrikum.

En elektrisk ledare, en stång, tråd etc. är alltså en elektrisk resonanskrets, vars resonansfrekvens mest bestäms av längden och tjockleken. Ledaren (antennen) kan kallas dipol – den har två poler, detta är grunden för alla typer av antenner.

Det finns vissa likheter mellan en mekanisk pendel och en elektrisk resonanskrets.

8.1.0.1 Mekanisk pendel

Energin i en mekanisk pendel växlar mellan två ytterlighetstillstånd. Det ena är när pendeln just vänder i ett ytterläge. Då innehåller den enbart lägesenergi och ingen rörelseenergi. När pendeln rör sig mot mittläget, så omvandlas lägesenergin till rörelseenergi. I mittläget, som är det andra ytterlighetstillståndet, innehåller pendeln enbart rörelseenergi och ingen lägesenergi etc.

8.1.0.2 Elektrisk resonanskrets

Den elektriska resonanskretsen kan jämföras med den mekaniska pendeln där det hela tiden pågår en pendling eller omvandling mellan lägesenergi och rörelseenergi. Se bild 8.2.

När strömmen i den elektriska resonanskretsen just upphört för att vända så innehåller kondensatorn mest laddning, det vill säga, det starkaste elektriska fältet mellan elektroderna. Detta fält kan jämföras med pendelns lägesenergi. Den utjämningsström som

följer från den ena elektroden över till den andra omges av ett magnetiskt fält som kan jämföras med pendelns rörelseenergi.

Förloppet visas i bild 8.2, där det framgår att dipolen omges av det starkaste elektriska fältet vid tidpunkten $t = 0$ samt vid $t = 1/2T$ med omvänt polaritet, där T är periodtiden. Vidare att dipolen omges av det starkaste magnetiska fältet vid tidpunkten $t = 1/4T$ samt vid $t = 3/4T$ med omvänt strömriktning och fält polaritet.

Med förklaringen av E- och H-fälten som bakgrund följer nu en enkel framställning av hur radiovågor uppstår ur dessa fält.

Maxwell påvisade i sina ekvationer bland annat sambandet mellan elektroner i rörelse i en ledare och elektromagnetiska vågor i rummet. Vidare, att elektroner som rör sig med avtagande eller tilltagande hastighet avger elektromagnetisk energi.

Hur energi strålar från en ledare kan förklaras med en (tänkt) elementär dipol, som genomflyts av växelström (Bild 8.3).

Dipolen består av två lika stora elektriska laddningar med motsatt polaritet. När den matas med en växelström, så rör sig laddningarna ständigt, omväxlande emot respektive ifrån varandra. Tänk på två kolor i var sin ände av en spiralfjäder. Avståndet mellan laddningarna ändras i takt med styrkan och riktningen på strömmen. Systemet är alltså underständig hastighetsändring (ökning respektive minskning), vilket är förutsättningen för att energi ska strålas ut.

Först är laddningarna nära varandra på grund av liten laddning. Vid ökande ström ökar avståndet mellan laddningarna och det byggs upp ett mer utbrett och energirikt E-fält. Samtidigt byggs även ett H-fält upp omkring dipolen, vinkelrätt mot E-fältet och så vidare. Detta gäller både för en elementär dipol och en elektrisk ledare med många fria elektroner (verklig antenn).

Formeln för det resulterande S-fältet är $\bar{S} = \bar{E} \cdot \bar{H}$, vilket visar att den lagrade energin i dipolens närmaste omgivning ökar när avståndet (potentialen) mellan dipolens laddningar ökar.

Bild 8.4 visar hur ett E-fält byggs upp omkring en dipol och avskiljs från den. De visade kraftlinjerna är E-fältet. H-fältet visas inte, men ligger vinkelrätt mot E-fältet, i cirklar omkring antennen. Se bild 8.5.

När dipolens laddningar ändrar riktning och åter börjar att röra sig emot varandra, börjar det E-fältet som byggs upp att också byta riktning. Men det kommer inte att falla tillbaka till dipolens mitt utan sluts till ett eget kretslopp – Maxwells första ekvation. Jämför med en såpbubbla som lämnat blåsröret.

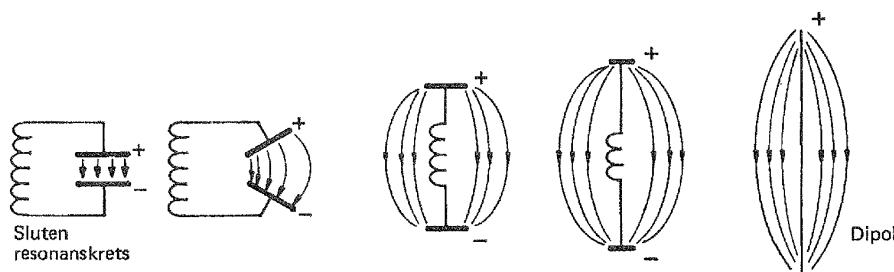


Bild 8.1: Från sluten LC-resonanskrets till antenn

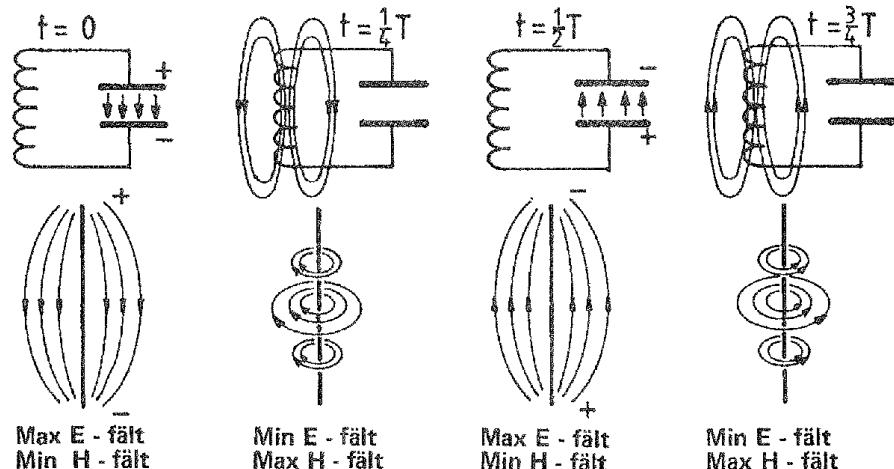


Bild 8.2: Pendlingen mellan E-fält och H-fält

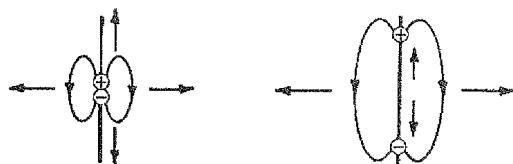


Bild 8.3: Elementär dipol

Omkring dipolen har det nu bildats ett självständigt E-fält, som sin tur alstrar ett eget H-fält.

En period av en elektromagnetisk våg (ett S-fält) har alstrats och fortsätter att utvidga sig. För varje följande period alstras ett nytt E-fält, som separeras från antennen och bildar ett H-fält och så vidare. Varje gång bildas alltså en ny "fältbubbla" inne i den föregående, vilken håller på att utvidgas. Resultatet är ett elektromagnetiskt fält, det vill säga en radiovåg.

Som nämnts består en radiovåg av ett högförkvent elektromagnetiskt fält (S). Det är i sin tur sammansatt av två andra fält, det elektriska E- och det magnetiska H-fälten. Energin i S-fältet fördelar lika mellan E-fälten och H-fälten, vars krafter korsar varandra vinkelrätt. S-fältet ligger i plan med både E- och H-fälten och breder ut sig vinkelrätt mot dem. S-fältets riktning beror av den inbördes riktningen på E- och H-fälten.

När E-fälten är vertikalt, sägs vågen vara vertikalt polariserad. När samma fält är horisontellt sägs vågen vara horisontellt polariserad. När E-fälten roterar i

vågfrontens plan, och därmed även H-fälten, sägs vågen vara cirkulärt polariserad.

Fälten framställs i text och bild som så kallade kraftlinjer med pilar som föreställer kraftriktningen. Linjernas längd föreställer fälts styrka. Bild 8.6 visar ett avsnitt av en vågfront S med vertikal polarisation.

8.2 Radiovågornas egenskaper

8.2.1 Radiovågors utbredning

HAREC a.7.2

Ett elektromagnetiskt fält som alstras i ett givet tidsmoment breder ut sig åt alla håll i rymden likt en ständigt växande sfär.

Fältstyrkan inom ett givet avsnitt av sfärens yta sjunker därför allteftersom avståndet från sändaren ökar. Det är därför som en sändare hörs svagare ju mera avlägsen den är ifrån mottagaren. Jämför med ljuset från en rundstrålande lampa.

I rymden breder radiovågor ut sig mycket långt. Det uppstår dock även där utbredningsförsluster i materia som finns i vägen.

När radiovågorna passerar genom jordatmosfären olika skikt uppstår mycket större utbredningsförsluster än i rymden och därmed blir räckvidden kortare.

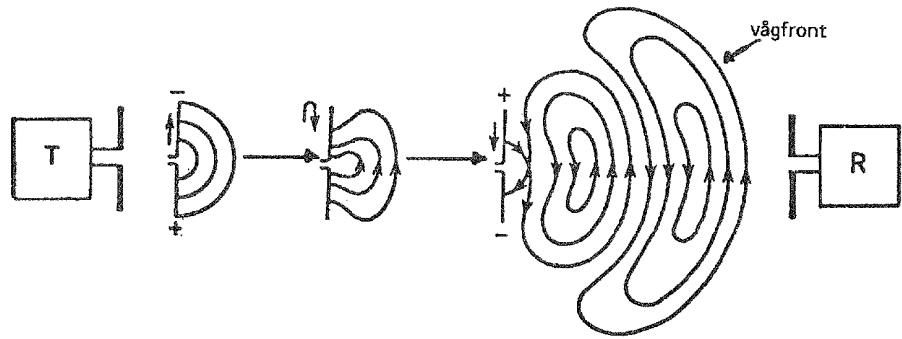


Bild 8.4: Ett självständigt E-fält skapas

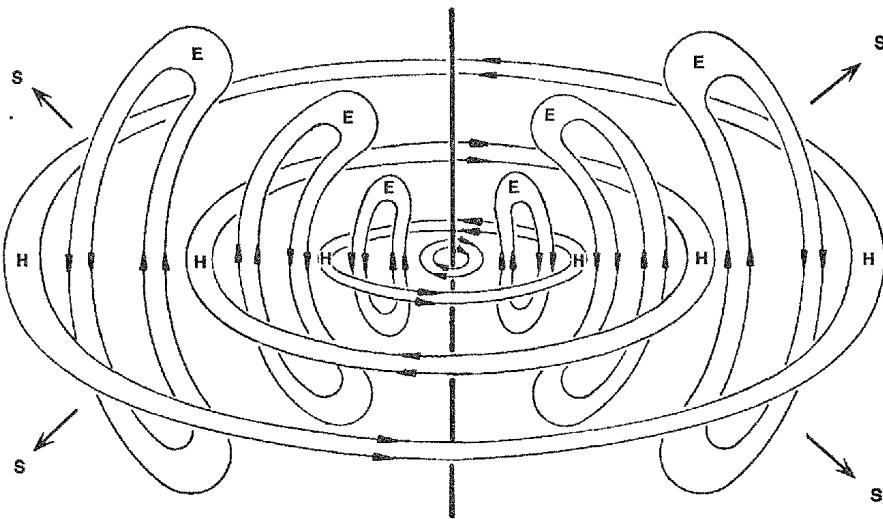


Bild 8.5: E-, H- och S-fälten omkring en antenn (förenklad framställning)

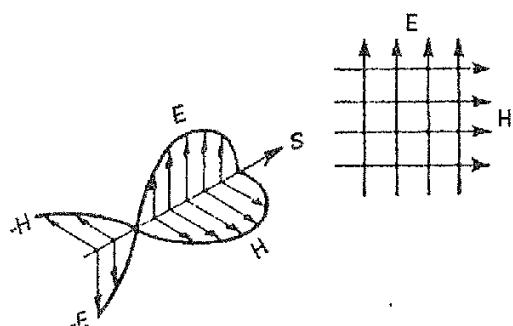


Bild 8.6: E-, H- och S-fält

Elektromagnetiska fält från alla slags sändare (emittörer) genomkorsar alla slags material och alstrar strömmar i de material som är elektriskt ledande.

Radiovågorna

- breder ut sig rätlinjigt i alla riktningar i rymden med ljusets hastighet som är cirka 300 000 km/s (se även avsnitt 7.1.1)
- tränger igenom fasta kroppar, som inte är elektriskt ledande

- dämpas eller reflekteras, bland annat av metall, joniserade vätskor och joniserade atmosfärskikt
- är polarisera
- förstärker eller motverkar varandra.

Radiovågorna breder ut sig

- utmed jordytan
- upp från jordytan
- upp från jordytan efter en första reflexion mot denna.

Det första sättet kallas för markvåg och de två senare kallas med ett samlingsbegrepp för rymdvåg.

8.2.2 Böjning av radiovågor

HAREC a.7.11

Radiovågornas riktning kan böjas av genom

- reflexion eller splittring mot naturliga reflektorer i atmosfären och i jordytan
- konstgjorda såväl passiva som aktiva reflektorar (relästationer) på jordytan och i rymden.

Radiovågorna kan dämpas

- i jordytan
- i topografin
- i atmosfärsskikten.

En antenns höjd påverkar riktningen av vågen, på grund av reflektion mot marken, eller snarare den fuktiga delen lite under ytan. Denna reflekterade våg är fasförskjutten genom den längre sträckan den går, och den riktning där reflektionen samverkar med en, eller flera, hel våglängds fördräjning kommer bli den riktning som antennen har bäst effektiv strålning.

Ju högre en antenn sitter, ju lägre så kallad take-off vinkel har den. Därför är en antenn som sitter lågt i förhållande till sin våglängd riktad i huvudsak uppåt, vilket gör att den reflekterar mot jonosfären och ned i närområdet, detta kallas för Near Vertical Incidence Skywave (NVIS).

En antenn som sitter högt får en lägre vinkel, vilket lämpar sig väl för att sända långväga, då en eller få studsar behövs.

Vågutbredningens natur är mycket sammansatt och kan inte enkelt beskrivas. Några starkt påverkande faktorer på vågutbredningen kan ändå urskiljas, till exempel

- utbredningsvägens höjd över jordytan
- radiovågens frekvens
- solstrålningens jonisering av jordatmosfären
- väderförhållandena.

8.2.3 Olika slags vågavböjning

Olika faktorer påverkar vågutbredningen inom olika avsnitt i frekvensspektrum. Här följer de viktigaste:

8.2.3.1 Reflexion

Reflexion innebär att vågorna böjs tillbaka från den yta som de träffar. Ljus- och radiovågor reflekteras på samma villkor eftersom att båda är elektromagnetiska till sin natur. Den stora skillnaden är vågfrekvensen.

Reflektorns storlek uttrycks i termer av antal våglängder vid den aktuella frekvensen. En 80-metersvåg reflekteras inte bra mot en yta med bara någon meters sida. Däremot reflekteras en 2-metersvåg mycket

bättre mot en lika stor yta och en ljusvåg (med våglängderna 440–740 nm) ojämforligt mycket bättre.

Olika materials förmåga att reflektera en infallande radiovåg beror av vågens frekvens samt av materialets tjocklek och elektriska ledningsförmåga. Vågen tränger djupare in i materialet vid låg frekvens respektive vid låg ledningsförmåga.

8.2.3.2 Refraktion

Refraktion (brytning) innebär att vågen ändrar riktning, när den passerar gränsen mellan två media eller material med olika ledningsförmåga. När ledningsförmågan ändras successivt till exempel i ett atmosfärskikt, blir vågens avböjning mjuk. Refraktion sker exempelvis när man tittar på ett föremål under vattnet där den skenbara positionen kan avvika från den riktiga vilket man märker om man sträcker ned handen i vattnet.

8.2.3.3 Diffraktion

Diffraktion innebär att vågens infallsriktning splittras upp i flera nya riktningar, när vågen passerar nära över ett hinder. Det är på grund av detta fenomen som radiosignaler i viss mån kan höras även bortom en bergrygg. Diffraktionen tilltar med minskande frekvens. Det finns några olika typer av diffraktion för radiovågor varav en av de viktigaste i terrängen benämns ”knivseggdiffraction” och bryter radiovågen ned mot marken.

8.3 Jonosfärskikten

HAREC a.7.3

På höga höjder kan atomer och molekyler färdas långa sträckor utan att kollidera, de skikts då genom gravitationens inverkan så att de lättare atomerna lägger sig över de tyngre. Kraftig solinstrålning slår loss elektroner från atomerna så att det bildas positivt laddade atomkärnor och fria elektroner *jonisering*.

Dessa joniserade skikt som delvis består av elektriskt ledande gas har gett namn åt *jonosfären*.

När en radiovåg passerar genom ett joniserat skikt i atmosfären, kan vågen ändra riktning, vilket kallas för refraktion. För att refraktion ska uppstå måste i första hand två villkor uppfyllas, det första är tillräckligt tät jonisering och det andra är tillräckligt lång våglängd. Under ”gynnsamma” omständigheter kan vågorna till och med böjas av ner mot jorden, vilket är den viktigaste förutsättningen för långväga radioförbindelser på kortvåg.

Joniseringen av atmosfären är emellertid oregelbunden och varierar bland annat med höjden över jordytan, solinstrålning, tidpunkt på dygnet, årstiden med mera. Ett antal joniserade skikt kan definieras. Se bild 8.7.

8.3.1 D-skiktet

D-skiktet förekommer under den ljusa delen av dygnet på en höjd av cirka 50–90 km. På 70–90 km höjd orsakas joniseringen huvudsakligen av röntgenstrålar från solen, medan den kosmiska strålningen har störst påverkan på 50–70 km höjd. D-skiktet dämpar de infallande radiovågorna, med största verkan i kortvågsområdets lågfrekventa del och under de ljusaste timmarna under sommaren. D-skiktet har dålig reflexionsförmåga och verkar hindrande på långdistansförbindelser.

8.3.2 Mögel-Dellinger-effekten

Strålning från gasutbrott på solytan kan jonisera D-skiktet så kraftigt, att alla radiovågor med frekvenser över cirka 1 MHz dämpas helt, detta kallas för *Mögel-Dellinger-effekten*. Radiotrafik som baseras på vågutbredning via jonsfären är då omöjlig att genomföra under en tidsrymd av ett antal minuter upp till flera timmar – det blir ”black out”.

8.3.3 E-skiktet

E-skiktet (Kenelly-Heaviside-skiktet) är det längsta reflekterande jonsfärskiktet. Det förekommer på en höjd av cirka 90–140 km och är mest koncentrerat på cirka 110 km höjd. E-skiktet alstras av att ultraviolett strålning jonisrar syreatomer. Skiktet reflekterar vågor bäst i kortvågsområdets lågfrekventa del och är kraftigast under den ljusa delen av dygnet. På grund av D-skiktets dämpande verkan under de ljusaste timmarna är E-skiktet mest användbart under grynings- och skymningstimmarna.

Ett säsongmaximum i reflexionsförmågan inträffar under sommaren. Förbindelseavstånd på upp till 2000 km är möjliga.

8.3.4 Sporadiska E-skiktet

Den starkare solinstrålningen under sommaren orsakar en kraftigare jonisering i den lägre jonsfären än under vintern. Inom E-skiktet bildas då sporadiska tunna molnlikna partier med mycket hög joniseringsgrad och stor reflexionsförmåga, det så kallade *sporadiska E-skiktet* (E_s). Vågutbredningen via E_s är mycket olika på olika latituder och är bäst omkring 40:e latituden. Mycket goda långväga förbindelser kan uppnås.

8.3.5 F-skiktet

F-skiktet är det högst liggande jonsfärsskiktet. Det förekommer såväl dag- som nattetid på en höjd av 140–500 km. Den nedre delen av skiktet, 140–200 km, uppvisar andra variationer än den övre delen. F-skiktet beskrivs därför som två skikt, F_1 upp till cirka 200 km höjd och F_2 över denna höjd.

Liksom E-skiktet, påverkas F_1 -skiktet kraftigt av instrålningen från solen. Det når sin högsta joniseringsgrad ungefär en timme efter högsta lokala

solståndet och förekommer endast under sommaren. Under natten förenar sig F_1 - och F_2 -skikten till ett enda F-skikt.

F_2 -skiktet är det skiktet som varierar mest i tiden och rummet. Den högsta joniseringsgraden inträffar vanligen sent efter högsta lokala solståndet, ibland under aftontimmarna. Skiktets maximala jonisering är på 250–350 km höjd på mellanlatituder och på 350–500 km höjd vid ekvatorn. På mellanlatituder ligger den största elektronräntätheten i skiktet högre under natten än under dagen. Vid ekvatorn är förhållandet omvänt.

Reflexioner i F_2 -skiktet möjliggör att stora avstånd kan överbryggas (1 hopp = 3000–4000 km).

8.3.6 Höjd till reflekterande skikt

När en radiovåg, som riktas rakt uppåt, träffar jonsfären kan den antingen

- absorberas – sugas upp
- reflekteras
- trängs igenom.

Vilket som inträffar beror på den använda frekvensen. Ju högre frekvensen är på den uppåtriktade radiovågen, desto högre upp i ett atmosfärskikt kommer avböjningen tillbaka att inträffa. Höjden till skiktet beräknas ur radiovågens utbredningshastighet och utbredningstid fram och åter mellan skiktet och jordytan.

8.3.7 Kritisk frekvens

HAREC a.7.4

Vid en viss övre frekvens upphör reflexionen i atmosfärskiktet och vågen går ut i rymden i stället för ner till jordytan. Denna frekvens kallas den *kritiska frekvensen*, som varierar med joniseringsgraden i jonsfären. Den kritiska frekvensen är högst vid högt solfläckstal, såväl i E- som i F-skiktet, eftersom joniseringsgraden då är störst. Den kritiska frekvensen för E-skiktet varierar mellan cirka 1–4 MHz beroende på tidpunkt i solfläckscykeln och tid på dagen. Den kritiska frekvensen för F-skiktet varierar med tid på dagen, årstid och skede i solfläckscykeln. Den kan variera från 2–3 MHz natten under ett solfläcksminimum till 12–13 MHz på dagen under ett solfläcksmaximum.

8.3.8 Kritisk vinkel

Rymdvågen måste träffa ett joniserat atmosfärskikt med en tillräckligt flack vinkel för att reflekteras, den så kallade kritiska vinkeln. Denna vinkel är frekvensberoende. Allt eftersom den utsända frekvensen ökas ytterligare över den kritiska frekvensen, måste vågen träffa atmosfärskiktet i en allt flackare vinkel för att vågen ska reflekteras mot jordytan. Genom att sända ut vågen i mycket flack vinkel mot F_2 -skiktet kan långa distanser överbryggas vid frekvenser som är upp till 3,5 gånger den kritiska frekvensen.

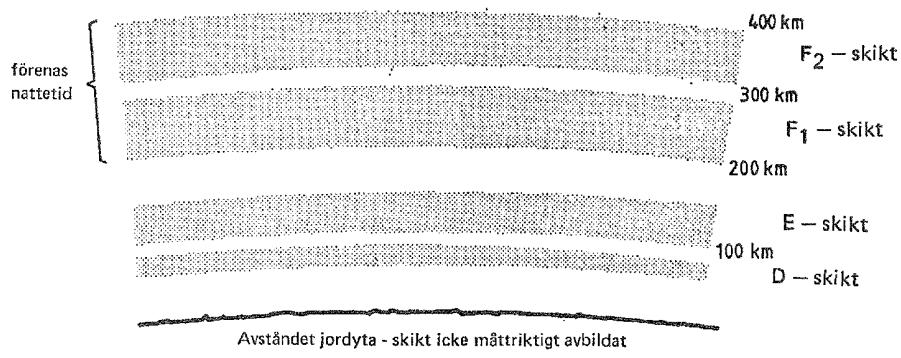


Bild 8.7: Jonosfärskiktten

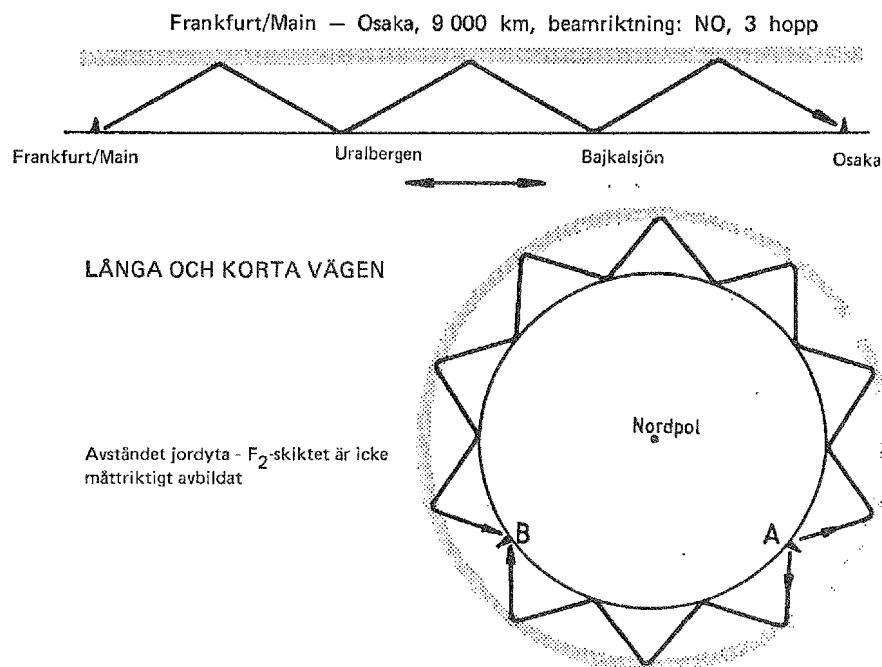


Bild 8.8: Jonosfärsutbredning.

Så snart den kritiska frekvensen är högre än frekvensområdet för ett amatörband är det alltså möjligt att kommunicera över rymdvåg på detta band. Det kan ske över alla avstånd, allt ifrån skipavståndet till det som avgörs av utbredningsförlusterna.

8.3.9 Högsta användbara frekvens (MUF)

HAREC a.7.6

Radiovågorna vandrar från sändaren till en avlägsen mottagare genom att reflekteras en eller flera gånger i jonosfären och på jordytan. För att detta ska ske kan frekvensen inte vara högre än den *högsta användbara frekvensen* (eng. *Maximum Usable Frequency (MUF)*) för en viss överföringssträcka.

MUF är högst mitt på dagen eller tidig eftermiddag. Allra högst är MUF under perioder av högt solfläckstal och kan då komma upp till över 30 MHz. Under tidiga morgontimmar sjunker MUF ofta under 5 MHz och ibland ännu lägre särskilt vintertid.

De jonosfäriska förlusterna är lägst nära MUF och ökar snabbt under dagtid för lägre frekvenser. Aktuella MUF-data publiceras periodiskt i olika media, men kan också överslagsberäknas med hjälp av speciella datorprogram.

8.3.10 Optimal trafikfrekvens (FOT)

I praktiken är det av intresse att veta det frekvensområde där kommunikation bäst kan genomföras.

Rekommenderad övre frekvensgräns för en tillförlitlig radioförbindelse kallas *optimal traffic frequency (FOT)* och väljs något under MUF som marginal för oregelbundenhet och turbulens i jonosfären, liksom för korttidsavvikelse från det förutsagda månatliga medianvärdet för MUF. FOT är vanligen ungefär 15 % lägre än MUF.

8.3.11 Lägsta användbara frekvens (LUF)

Ju lägre sändningsfrekvens som väljs, desto mer dämpas vågorna i jonosfären, intill den frekvensen då de inte kan uppfattas. Den *lägsta användbara frekvensen* (eng. *Lowest Usable Frequency (LUF)*) är den frekvens som ger tillfredsställande kommunikation för en viss utbredningsväg och vid en viss tidpunkt.

Vid frekvenser under LUF är mottagning inte möjlig eftersom brusnivån då är för hög. Ju mer frekvensen höjs över LUF, desto bättre blir signal-brus-förhållandet.

Till skillnad från MUF, som endast påverkas av de jonosfäriska förhållandena, kan LUF till en del påverkas genom utsänd effekt och bandbredd. Generellt kan LUF sänkas cirka 2 MHz för varje 10 dB ökning av E.R.P.

8.3.12 Vågutbredningsförutsägelser

Det görs regelmässiga förutsägelser av de jonosfäriska förhållandena. Fortlöpande fysiska observationer, statistisk och matematisk bearbetning ligger till grund för förutsägelserna, vilka bland annat utnyttjas för att planera radiotrafiken. Vågutbredningsförutsägelser (eng. *propagation forecasts*) som ger upplysningar om de lämpligaste frekvenserna och tiderna för olika förbindelsesträckor görs av både civila och militära institutioner. Tidigare meddelades sådana förutsägelser i officiella publikationer samt i amatörradiions tidskrifter och bulletiner.

Idag finns i stort sett alla vågutbredningsförutsägelser, data över solaktiviteten och information om det geomagnetiska fältet fritt tillgängligt på internet.

En sökning på nätet efter *propagation forecast ham radio* ger träffar på många webbplatser. SSA:s webbplats har i högermarginalen information om *solar terrestrial data* och *calculated conditions*.

Förr var vågutbredningsförutsägelser endast tillgängliga som *Ursigram* som skickades per telex eller brev från *Union Radio-Scientifique Internationale (URSI)*.

Ursigrammen kunde erhållas genom ett dyrt årsabonnemang och de innehöll aktuella mätvärden såsom solfläckstal R , 10 cm solflux F , magnetiskt index K och gränsrämpningsvärdet. De kunde även innehålla anvisningar om särskilda händelser (flares, magnetstormar, polarkalott absorption, Mögel-Dellinger-effekter och liknande).

Bild 8.9 visar en radiopronostik för juni 1997 ur SSA:s medlemstidning QTC. Tabellen i bilden visar sannolikheten i procent för att få förbindelse på de olika kortvågsbanden från Sverige till andra länder och världsdeler.

Trots sin höga ålder ger tabellen en bild över hur möjligheten att få en förbindelse på kortvåg varierar med frekvens och tid på dygnet. Observera även det låga solfläckstalet SSN (Sun Spot Number).

8.4 Solens inverkan på jonosfären

HAREC a.7.5

8.4.1 Solaktivitet

Solen är ett gasklot, i vars inre pågår en ständig kärnreaktion där väteatomer omvandlas till helium. Vid denna process frigörs en del av solmaterian som partikelstrålning och elektromagnetisk strålning inom ett bredd frekvensregister, bland annat kortvågig radiostrålning och gammastrålning. Solatmosfärens yttersta består av två skikt, kromosfären och *koronan*. Vissa områden på solens yta har en lägre temperatur och uppfattas som mörka fläckar – *solfläckar*. Från kromosfären kastas det ut gasmassor, så kallade protuberanser, ofta från områden nära solfläckarna.

Det förekommer även kortvariga eruptioner, så kallade *flares*, som syns som lysande fläckar i närheten av solfläckarna. Flares sänder ut stark elektromagnetisk strålning och partiklar. Koronan är solatmosfärens yttersta skikt. Från denna utstrålas partiklar i form av atomer, elektroner och protoner, som fångas upp av Jordens magnetfält och skapar polarsken, så kallad aurora. Den ökade partikelstrålningen från flares kan orsaka magnetiska oväder med åtföljande radiostörningar och ökning av polarskenet. Antalet synliga solfläckar står i samband med solaktiviteten.

8.4.2 Solfläckstal

Ett mått på solaktiviteten är antalet solfläckar, vilket det görs fortlöpande observationer på. Ur detta statistikmaterial beräknas ett vägt solfläckstal R (Wolf-talet). Med stöd av solobservationer under mer än 200 år har det kunnat fastställas att solfläckstalet varierar någorlunda periodiskt mellan ungefär 200 och 5. En solfläcksperiod varar mellan cirka 7,5 och 17 år, med ett medelvärde av cirka 11 år – den så kallade 11-årsstycket.

I december 2008 inleddes cykel 24 sedan observationerna av dem påbörjades. När cykel 25 börjar betyder det bättre möjligheter till DX på kortvåg under några år.

På senare tid har ännu en metod börjat användas för mätning av solaktiviteten. Då mäts styrkan av radiobruset från solen (solflux F) i våglängdsområdet 10 cm. Båda mätmetoder ger i huvudsak samma tendenser och det finns ett statistiskt samband mellan dem.

Vågutbredningen i jonosfären påverkas av solaktiviteten. Under solfläcksmaximum blir jonosfären starkt joniserad, speciellt F-skiktet under dagtid. Då reflekteras även vågor med kortare våglängder mot jonosfären i stället för att passera igenom denna ut i rymden. 20-metersbandet är då ”öppet” nästan dygnet runt, 15-metersbandet från före gryningen till efter solnedgången och 10-metersbandet nästan varje dag till efter solnedgången. Långa förbindelser med mycket låga effekter är möjliga.

RadioprognoS Juni 1997 SSN = 6

Tid/ /GMT	1.8 MHz	3.5 MHz	7 MHz	10 MHz	14 MHz	18 MHz	21 MHz	24 MHz	28 MHz
	000011111222	000011111222	000011111222	000011111222	000011111222	000011111222	000011111222	000011111222	000011111222
	246802468024	246802468024	246802468024	246802468024	246802468024	246802468024	246802468024	246802468024	246802468024
5H
9H	1.11o2.	1o.1.11	421. oo234	542211113455	134o. 355642	.o233212452.	...11o. 22.
B4	o. :oo1	2o. o1123	o21o. 112331.	.o111. 12o.
EL	1.	3o. :oo1
F	41. o2222	621o. o2244	764221224456	334544554553	222222222232	.o222111221o.
FG	o. :oo1	111. :o1
JA	11o. :oo11o.
KH6	o1oooo. 1..	oo1oo. lo.o
KH6-L
LU	o. :oo11
DA	o. :oo11
DD	o1o	21. oo123	5220o. 112325	2641lo. 12242	.o2344224532.
PY	o. :oo1	11. :o1	1. :oo. oo12
T2
UA1	42o:12112426	531oo:2123546	664333345667	235666535432	122221122211	.o121o. 111..
UA9	o. :oo1	1221. :o12222	111oo:111o.
VK
VK-L
VU
W2	oo. :o1	1o1o. :oo1
W6
XE
XB
ZL
ZL-L
ZS
Antarkt-W	oo. :o1	o1. :oo1
Antarkt-E	oo. :oo1	oo. :oo1
SM 250	455455555554	445455554554	o11222112221	ooo. :ooo
SM 500	453333445554	454343445554	2233333333432
SM 750	443212444554	554332345664	234565554543	122222222222
SM 1000	4421o:2334454	543221234554	345566665654	232332222332	112221112221

Tabellen visar sannolikheten att få förbindelse för alla amatörband på kortvåg (1.8-28 MHz) och varannan timme (02-24) GMT. Sannolikheten anges i procent. "0" betyder 90-100 %, "8" 80-89 %, "2" 20-29 %, "1" 10-19 % och "o" 5-9%. Mindre än 5 % markeras med ":" ("." för timmarna 08 och 18). Vidare förklaringar finns i QTC nr 1 1995 samt notis i QTC nr 4 1995. /SM5IO. Stig

Bild 8.9: Radioprognos för amatörradiobanden på kortvåg

Under solfläcksminimum är det emellertid nödvändigt att använda avsevärt lägre arbetsfrekvens än vid solfläcksmaximum. 20-metersbandet förblir till exempel inte öppet under hela natten. Öppningar på 15-metersbandet uppstår endast tillfälligtvis och öppningar på 10-metersbandet är sällsynta. Goda antenner och högre effekter används då för att i någon mån kompensera den sämre vågutbredningen. Vid låg solaktivitet kan de högre banden vara så tysta, att operatören kan undra om utrustningen verkligen fungerar.

8.5 Vågutbredning på kortvåg

HAREC a.7.7

8.5.1 Markvåg

Markvågen (eng. *ground wave*) breder ut sig längs jordytan utan kontakt med atmosfären genom reflexion eller refraktion.

Markvågen har vertikal polarisering och en vertikal vågfront när jordplanets ledningsförmåga är god. Vid sämre ledningsförmåga lutar vågfronten framåt.

Markvågens räckvidd står i förhållande till den använda frekvensen, sändareffekten och jordplanets ledningsförmåga.

Vid frekvenser under cirka 10 MHz är jordytan är en tämligen god ledare. Markvågsutbredning utnyttjas därför mest vid låga frekvenser, till exempel för rundradio i lång- och mellanvågsbanden då räckvidden kan vara i storleksordningen 1000 km. På

kortvåg är markvågsräckvidden i 80-metersbandet cirka 100 km och i 10-metersbandet cirka 15 km.

8.5.2 Rymdvåg

Under vissa förutsättningar reflekteras radiovågorna mot joniserade atmosfärsskikt och når åter jordytan på stort avstånd från utsändningspunkten, då kan man använda *rymdvåg* (eng. *space wave*). Rymdvågsutbredning utnyttjas mellan platser på jordytan med stort avstånd.

För att bäst uppnå den önskade reflexionen måste man dels välja lämplig tidpunkt och frekvens och dels utforma antennen så att den har sin huvudriktning i en bestämd vinkel mot det reflekterande skiktet.

Jonosfären är den del av atmosfären på cirka 50 till 350 km höjd, där strålningen från solen skapar fria elektroner och joner i en sådan mängd att det bildas skikt med god elektrisk ledningsförmåga. Under vissa villkor reflekterar dessa skikt radiovågorna, men kan under andra villkor även absorbera dem.

När vågorna från jordytan reflekterats mot de joniserade skiktten, kan de återträffa jordytan på ett avstånd av upp till 4000 km från utsändningspunkten, beroende på frekvens och polarisering. Därefter kan de åter reflekteras mot jordytan och upp i jonsfären och så vidare (flerstegshopp). Under gynnsamma förhållanden når rymdvågen mycket långt genom växelvisa reflexioner mellan jordytan och jonsfären.

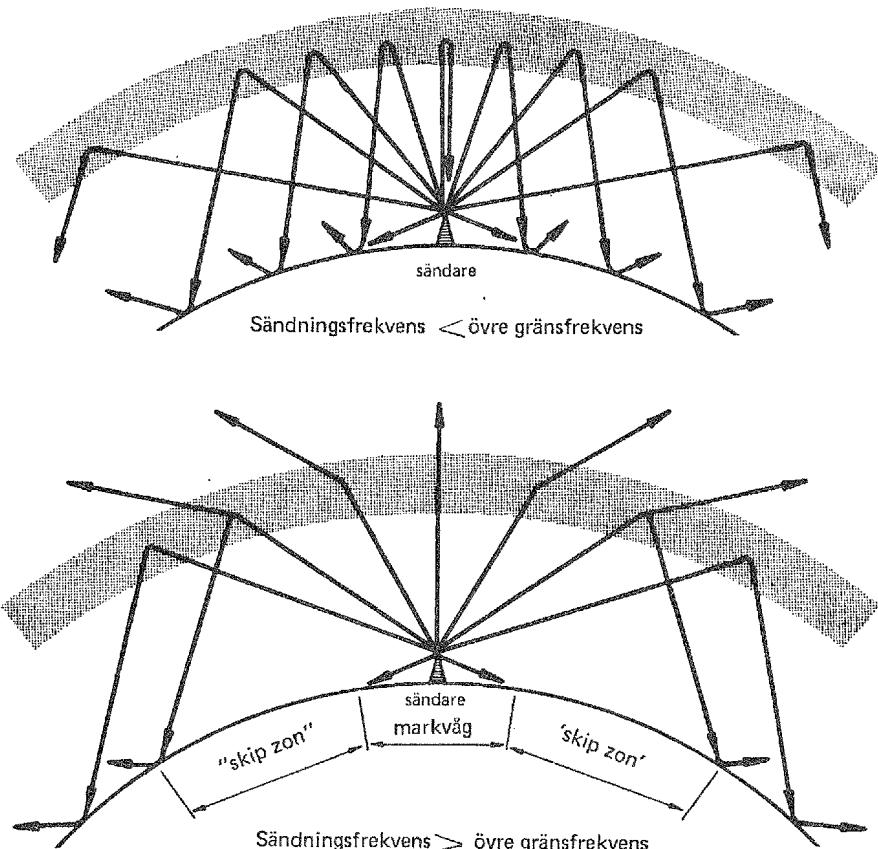


Bild 8.10: Vågutbredning på kortvåg

8.5.3 Död zon (skip zone) och skip-avstånd

Rymdvågorna böjs tillbaka mot jorden när de träffar jonosfären i en vinkel som är flackare än den så kallade *kritiska vinkeln*. När vågorna träffar jonosfären med en brantare vinkel än den kritiska vinkeln sker det ingen avböjning utan vågorna passerar genom jonosfären och rakt ut i rymden. Beroende på den kritiska vinkeln för tillfället, kommer därför reflekterade rymdvågor inte att höras förrän på ett visst avstånd bort från sändaren. Detta avstånd kallas för *skip-avstånd*.

Men sändarens markvåg har också ett visst täckningsområde och mellan detta och zonen där rymdvågen kan höras bildar en skymningszon, en *död zon* (eng. *skip zone*).

8.5.4 Grålinjeutbredning – grayline

Med *grålinjeutbredning* (eng. *gray line*) menas det smala bälte på Jordytan där det för tillfället råder gryning eller skyning.

Tidintervallet för gray line varierar med stationsens latitud. Vid ekvatorn är det ± 5 minuter och i Skandinavien \pm cirka $1\frac{1}{2}$ timme omkring tidpunkten för solens uppgång respektive nedgång.

När åtminstone en av två stationer befinner sig inom gray line kan kortvågsförbindelse erhållas över ett mycket större avstånd än annars.

Kommunikation längs med gray line går bäst på låga frekvenser, till exempel på 3,5 MHz amatörband, under det tidsintervall då D-skiktet just har börjat byggas upp (gryning) respektive nästan har brutits ned (skyning). Då är joniseringen av D-skiktet liten och en rymdvåg som träffar skiktet kommer då snarare att böjas av i D-skiktet än att helt dämpas. Vågutbredningen sker då både genom refraktion i D-skiktet och reflexion i E-skiktet.

8.5.5 Fädning eller signalbortfall

HAREC a.7.8 HAREC a.7.9

Fältstyrkan på de mottagna vågorna kan variera kraftigt från ett ögonblick till ett annat. Fenomenet kallas *fädning* (eng. *fading*, uttalas fejdning).

Sådana interferensfenomen uppstår när vågorna samtidigt vandrat flera vägar fram till mottagaranten, så kallad flervägsutbredning. När de träffar mottagaranten kan de vara tidsförskjutna sinsemellan, med utsläckningseffekter som följd (interferensförluster).

Andra typer av färdning är när

- polariseringriktningen ändras p.g.a. oregelbundenheter i jonosfären (polariseringsförluster)
- överföringsvägen dämpar vågorna tidsmässigt oregelbundet (absorptionsförluster)
- vågutbredningsriktningen ändras genom reflexioner mot hus, bergväggar etc. (reflexionsförluster, vid t.ex. mobil radiotrafik).

8.5.6 Om amatörradiobanden på kortvåg

En mer omfattande analys finns i [17].

8.5.6.1 1,8 MHz (160 m)

Bandet kallas även ”top-band”. Räckvidden är normalt relativt liten, natttid under vintern cirka 1200 km och i bästa fall några tusen km. Men under solfläcksminimum kan räckvidden vara mycket större natttid.

8.5.6.2 3,5 MHz (80 m)

Under dagtid är räckvidden cirka 500 km och under kvällstid 1000–1500 km. Tidigt på morgonen under vintermånaderna, särskilt under solfläcksminimum, är räckvidden tillräcklig för interkontinentala förbindelser (DX = long distance). Under sommarmånaderna har bandet hög atmosfärisk brusnivå. Döda zoner förekommer normalt inte.

8.5.6.3 7 MHz (40 m)

Detta band har större räckvidd än 80 m-bandet. Under dagtid har det en räckvidd av 1000–2000 km. Under natten, särskilt under vintern, kan hela världen nås. Döda zoner är 100 km under dagen och 1000 km under natten.

8.5.6.4 10 MHz (30 m)

Detta band är unikt då det delar egenskaper med dag och nattband. Kommunikation upp till 3000 km via F_2 reflektion är i allmänhet möjlig.

8.5.6.5 14 MHz (20 m)

20 m-bandet är ett säkert DX-band för stora avstånd. Under kvällarna ökar räckvidden på ett rymdvågs-hopp upp till cirka 4000 km. Särskilt gynnsam vågutbredning erhålls vid kontakt genom en skymningszon, det vill säga där den ena parten har dag och den andra har natt. Döda zoner uppträder nästan alltid.

8.5.6.6 18 MHz (17 m)

Detta band är i stora delar likt 20 m-bandet, men F_2 -fluktuationerna är kraftfullare.

8.5.6.7 21 MHz (15 m)

Vågutbredningen i 15 m-bandet är bäst vid högt solfläckstal. Under solfläcksmaximum är bandet nästan ständigt öppet för DX-förbindelser.

Under solfläcksminimum är bandet i bästa fall öppet kortare perioder på dagtid under sommarmånaderna.

Bandet är dött natttid. Vid reflexioner via sporadiskt E-skikt kan avstånd av mer än 2000 km överbryggas.

8.5.6.8 24 MHz (12 m)

Detta band kombinerar fördelarna med 10 m och 15 m banden. Det är huvudsakligen ett dagband, men kan även vara öppet efter solnedgången.

8.5.6.9 28 MHz (10 m)

Bandet är lämpat för närkontakter upp till 50 km natttid och för DX-kontakter dagtid, dock ej dagar då E-skiktet är kraftigt joniserat och skärmar av F-skiktet. Vågutbredningsvägen för DX är på den sida av jorden som har dagsljus. Döda zoner på upp till 4000 km kan uppstå. Förbindelser över stora avstånd är möjliga med låg effekt.

Under solfläcksminimum är bandet inte användbart för DX-kontakter. Då är endast kortvariga förbindelser på avstånd upp till 2000 km möjliga genom reflexioner via sporadiska E-skikt (short skip).

Bandet har i många fall VHF-karakter och man kan ha kontakter via Aurora och andra liknande utbredningsformer såsom Aurora-E och dubbelt hopp på Auroraringen.

8.6 Vågutbredning på VHF, UHF, SHF och EHF

8.6.1 Allmänt

Frekvensområdet 30–300 000 MHz delas upp i följande mindre avsnitt som kallas:

- Very High Frequency (VHF), 30–300 MHz
- Ultra High Frequency (UHF), 300–3000 MHz
- Super High Frequency (SHF), 3–30 GHz
- Extremely High Frequency (EHF), 30–300 GHz.

På VHF och högre frekvenser (tidigare UKV) förekommer sällan någon vågutbredning via jonosfären annat än under tiden för maximal solaktivitet. I stället utnyttjas den lägre delen av atmosfären och knappast högre än 4–5 km över jordytan. Denna del av atmosfären kallas för troposfär och vågutbredning en benämns därför troposfärisk vågutbredning.

All vågutbredning i troposfären förutsätter i princip optisk sikt. Emellertid förekommer en viss vågavböjning utmed jordytan, varför den praktiska räckvidden utmed siktlinjen är något längre än till den optiska horisonten. Man talar om radiohorisont.

På de högre frekvenserna är det på grund av vågutbredningen ofta svårare att få radiokontakt med andra radioamatörer. En metod för att veta att det finns någon som lyssnar i andra ändan är att komma överens om frekvens, riktning och tidpunkt i förväg. En sådan överenskommelse kallas *sked* förkortat av (eng. *Scheduled QSO via sched*) och är vanlig även på kortvågsfrekvenser.

Brytningsindex i atmosfären är en viktig faktor för vågutbredning bortom frisiktsavståndet, speciellt vid frekvenser över 100 MHz. Även den splittring av vågorna som uppstår när de träffar oregelbundenheterna i atmosfären kan utnyttjas för kommunikation på avstånd som är flera gånger frisiktsavståndet.

Vid högre frekvenser begränsas emellertid räckvidden av atmosfärens dämpande inverkan. Likaså förloras vågenergi i den topografi, vegetation och bebyggelse som ligger i siktlinjen mellan sändare och mottagare. I gynnsamma fall är det dock möjligt att överbrygga avstånd på upp till 1000 km genom troposfären. Sådana avstånd kallas för överräckvidd.

8.6.2 Troposfären – Troposcatter

HAREC a.7.10

När en kallfront nära jordytan stöter samman med en varmfront uppstår turbulens i luften med elektriska uppladdningar i gränsskiktet som följd.

Under sådana väderförhållanden kan radiovågor i VHF-området och däröver att brytas eller splittras upp när de träffar det laddade gränsskiktet – *troposcatter*. Då kan oväntade radiokontakter uppnås.

8.6.3 Temperaturinversion

HAREC a.7.12

När ett varmt luftskikt lägger sig över ett kallare luftskikt uppstår en så kallad *temperaturinversion*.

Vågor på VHF och UHF bryts då mot gränsskiktet och böjs av mot jordytan. Om det finns två inversionsskikt samtidigt, så kan de bilda en slags vågledare, så kallad *dukt* (eng. *duct* = ledning). En räckvidd på 600–1300 km kan uppnås. Denna typ av vågutbredning förekommer ofta vid högt atmosfärstryck under sommaren.

8.6.4 Reflexion mot Es (sporadiskt E)

HAREC a.7.13

Vid stark solinstrålning bildas, på de lägre latituderna, joniserade gasmoln på en höjd av cirka 120 km och med en oregelbunden fördelning.

Den kritiska frekvensen är hög för Es-skiktet och det kan även reflektera vågor på VHF och UHF så effektivt att avstånd av 1000–4000 km kan överbryggas.

8.6.5 Aurora-reflexion

HAREC a.7.14

Soleruptioner (flares) utstrålar stora mängder ultraviolett ljus och kastar ut elektriskt laddade partiklar, som efter 1–2 dagar fångas upp av Jordens magnetosfär och tränger ner i polarzonerna. När partiklarna kolliderar med atmosfären bildas det polarsken i form av lysande ”draperier” – *Aurora borealis* kallat norrsken på norra halvklotet eller *Aurora australis* kallat sydsken på södra halvklotet – samtidigt som atmosfären joniseras. Aurora är joniserade skikt i samma plan som Jordens magnetfält och speciellt vågor med frekvenser över 30 MHz reflekteras emot dessa.

VHF- och UHF-kommunikation kan ske med hjälp av aurorareflexion. De signaler som reflekteras av Aurora är kraftigt distorderade och har förlorat all ton. Den reflekterade signalen blir bred i frekvens, vilket emellertid gynnar kommunikation med telegrafi när signalerna är svaga. Oftast är endast telegrafiförbindelser i långsam takt möjliga. Vid starkare Aurora går också SSB att använda.

8.6.6 Reflexion mot meteorer – Meteorscatter

HAREC a.7.15

Radiovågor på VHF och UHF reflekteras mot joniserade spår efter det meteorgrus som faller in i jordatmosfären. Detta fenomen kan utnyttjas för radioförbindelser.

Joniseringen sker när partiklarna passerar genom E-skiktet och brinner upp. Eftersom joniseringen har en varaktighet av endast 0,1–10 sekunder måste MS-förbindelser planeras och förberedas väl. Förbindelserna begränsas vanligen till utbyte av anropssignaler och signalrapporter med höghastighetstelegrafi med en hastighet av 300–3000 tecken per minut. Under de större meteorskurarna kan kontakter uppnås utan överenskommelser på förhand (”sked”), både på telegrafi (CW) och telefoni (SSB).

8.6.7 EME-förbindelser

HAREC a.7.16

Radioförbindelse från en punkt på jorden till en annan kan åstadkommas genom reflexion av VHF-/UHF-signaler mot månen. *EME-förbindelser* (eng. *Earth-Moon-Earth*) kallas även *månstuds* (eng. *Moon Bounce*). EME-förbindelser kräver antenner med mycket hög riktverkan, mycket hög sändareffekt och känsliga mottagare.

8.6.8 Markbaserade relästationer

På VHF och högre frekvenser kan man, som tidigare beskrivits, endast uppnå radiokontakter hitom den så kallade radiohorisonten.

För att överbrygga detta hinder används relästationer, se bild 8.11. Den slags relästation, som allmänt kallas *repeater*, tar emot det den hör på en viss fast

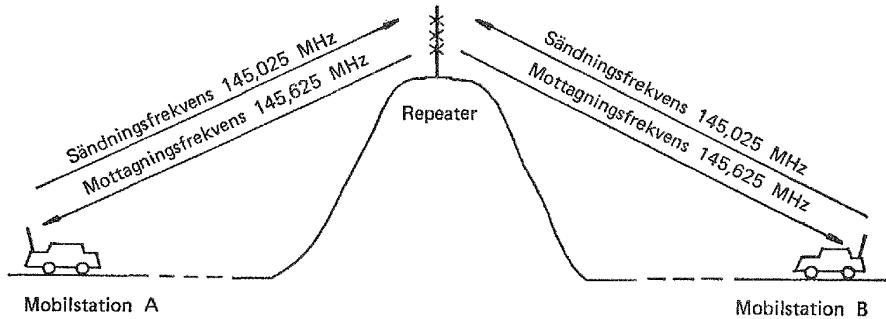


Bild 8.11: Markbaserad repeater

frekvens och återutsänder detta på en viss annan fast frekvens. Se bandplan i bilaga 13.11.

8.6.9 Rymdsatellit-baserade relästationer

Radiovågor med tillräckligt hög frekvens kan passera genom jonsfärskikten. Detta möjliggör radioförbindelser VHF/UHF/SHF mellan stationer på jorden med hjälp av relästationer i rymdsatelliter.

För amatörradiotrafik över rymdsatelliter används vanligen den slags relästation, som kallas *transponder*. En sådan tar emot allt det den hör inom ett helt frekvensband och återutsänder detta i ett helt annat frekvensband. På så sätt kan trafik över satellit ske på ett jämförbart sätt som vid direktkontakt mellan jordbaserade stationer.

Satellitbaserade linjärtranspondrar med amatörradioutrustning finns i OSCAR-satelliterna (OSCAR = Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio). Dessa har konstruerats och byggts av amatörradiogrupper.

OSCAR-satelliterna har många olika transpondrar i funktion, vilka var och en arbetar med olika kombinationer av sändningsslag (moder) och frekvensband. Detta kallas numera att de har olika konfiguration.

En vanlig konfiguration av transponder är CONFIG-V/U (f.d. MOD-J) där upplänken är på VHF-bandet, till exempel 145,900–146,000 MHz och nerlänken på UHF-bandet till exempel 435,800–435,900 MHz. Varje upplänk-frekvens motsvarar en bestämd nerlänk-frekvens, till exempel upp 145,950 och ner 435,850 MHz. Trafiken över transpondern kan därför ske i full duplex.

Man kan då prata och lyssa samtidigt i båda riktningarna, vilket starkt förbättrar trafiken och gör samtalene roligare och intressantare.

En så kallad linjär transponder kan inte bara överföra FM, utan även SSB, tontelegrafi och SSTV. Dessutom även RTTY och andra digitala trafiksätt.

Nästan alla amatörradioband med tillräckligt hög frekvens används i olika kombinationer som upp- och nerlänkar i de olika OSCAR-satelliterna. AMSAT är den organisation, som fortlöpande informerar om amatörradiosatelliter. Den svenska grenen på AMSAT är AMSAT-SM som är aktiva och har på sin webbplats

beskrivningar både för nybörjare och de som kommit lite längre om hur man använder amatörsatelliter.

Amatörradion utvecklas mycket snabbt genom den satellitbaserade verksamheten och det kommer upp allt mer sofistikerade OSCAR-satelliter. Tendensen är att man efter hand går över till allt högre frekvensband och allt mera av digitala sändningsslag.

Med hjälp av satellit kan förbindelseavståndet bli mycket stort även med enkel utrustning och små antenner. En fördel med kommunikation över rymdsatellit är också att den till största delen är oberoende av vågutbredningsvillkoren.

Se bild 8.12.

8.7 Brus och länkbudget

8.7.1 Allmänt

Den mottagna signalens kvalitet kan ofta sammanfattnas med dess signal-brus förhållande. För att kunna estimera det behöver man dels förstå själva länkbudgeten som ger en uppfattning om hur stark signal man får, men även förstå de olika bidragen av brus som sätter det effektiva brusgolvet.

8.7.2 Brus

HAREC a.7.17 HAREC a.7.18

Det finns flera källor till brus, atmosfäriskt brus, galaktiskt brus samt termiskt brus.

Atmosfäriskt brus (eng. *atmospheric noise*) uppstår på grund av blixturladdningar. Över hela jorden sker hela tiden blixtnedslag, och dess starka impulser sprider sig precis som radiovågor och ger en grundläggande störning i kortvågsbandet. Atmosfäriskt brus identifierades 1925 av Karl Jansky.

Galaktiskt brus (eng. *galactic noise*) kommer huvudsakligen från centrum av Vintergatan, och är huvudsakligen termiskt brus från den stora ansamlingen av stjärnor i mitten av Vintergatan. Galaktiskt brus kommer från den delen av himlen som för stunden har mitten av Vintergatan, så det är riktningkskänsligt.

Termiskt brus är mottagarens interna brus, se 1.7.3.

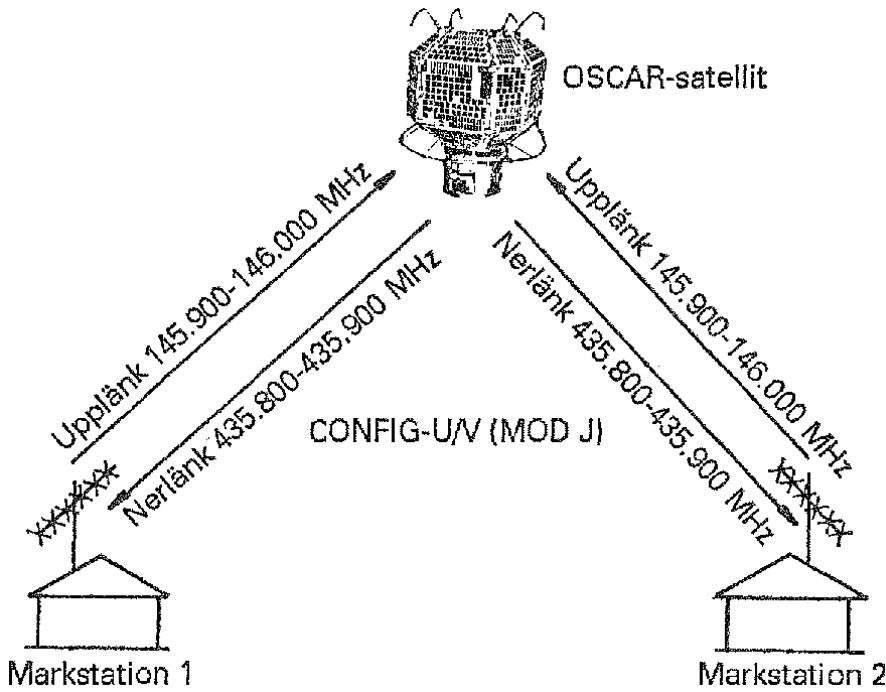


Bild 8.12: Transponder i rymdsatellit

8.7.3 Länkbudget

HAREC a.7.20

För att kunna estimera den upplevda signalkvaliteten så gör man en så kallad *länkbudget* (eng. *link budget*). Länkbudgeten sammanställer hur signalstyrkan respektive brus varierar längs en länk med dess förstärkningar och dämpningar. I slutet av länkbudgeten kan sedan det upplevda signal-brus-förhållandet enkelt estimeras. En väl utförd länkbudget kan därför skapa god förståelse för länkens brister så att förbättringar kan göras.

8.7.3.1 Dominant bruskälla

HAREC a.7.20.1

I en noggrann modell så ska alla bruskällor, från källa till mottagare, listas, justeras för gain och sammanställas. I praktiken så har man en dominant störkälla, typiskt bruset på bandet eller kort *bandbrus* (eng. *band noise*) eller *mottagarens interna brus* (eng. *receiver noise*), varvid de övriga bidragen har liten påverkan på den totala uträkningen. Det är därför praktiskt att fort estimera om det är brus på bandet eller mottagarens brus som domineras, vartefter man enbart räknar med den dominande bruskällan.

Som tumregel kan man säga att för kortvåg är oftast bruset på bandet den dominerande bruskällan, medan för högre band så kommer det interna bruset att dominera, och dämpningar i kablar bli allt mer märkbart.

8.7.3.2 Signal-brus-förhållande

HAREC a.7.1.2

Upplevelsen av en signals kvalitet kan mäts på många sätt, dock är just signalens brusmängd en viktig sådan relation och därför så använder man begreppet *signal-brus-förhållande* (eng. *signal to noise ratio (S/N)*).

Signal-brus förhållandet uttrycks oftast i dB och kan enkelt räknas fram som skillnaden i nivå på signal och på brus, det vill säga signal minus brus, räknat i dB. Med en signalnivå på 45 dB och brusnivå på 22 dB har man således +23 dB S/N.

8.7.3.3 Minimal signal-brus-förhållande

HAREC a.7.20.2

Det är också till stor hjälp att fort etablera det *minimala signal-brus-förhållandet* (eng. *minimum signal to noise ratio*) som man kan tolerera. Genom att jämföra länkbudgeten mot detta kan man fort avgöra om det är tillräckligt bra eller behöver ändras.

Har man för lågt signal-brus-förhållande mot minimum, så behöver man öka förstärkningen eller oftast minska förlusterna i länkbudgeten.

8.7.3.4 Minimal mottagen signalstyrka

HAREC a.7.20.3

Om den dominanta störkällan är det interna bruset och man har för lågt signal-brus-förhållande, måste signalstyrkan in till mottagaren ökas tills signalen är stark nog för att ge tillräckligt högt signal-brus-förhållande. Detta ger nivån för *minimalt mottagen signalstyrka* (eng. *minimum receiver signal power*) som mottagaren kräver.

8.7.3.5 Signaldämpning

HAREC a.7.1.1

Så väl kablar, filter, kopplingar och vågutbredning innehåller *signaldämpning*. Det innebär att man tappar energi i förhållande till den tillförlänta energin. Förhållandet mellan uttagen och inmatad energi uttrycks oftast i form av dB. Man ska vara noga att notera att dämpningen är oftast relaterad till frekvensen, så den ska uppskattas eller mätas för den frekvensen som avses.

8.7.3.6 Brusfaktor

För högre frekvenser tenderar brus domineras av mottagarens interna brus, samtidigt som kabelförluster börjar bli märkbara. För sådana fall kan det vara lämpligt att installera en *lägbrusig förstärkare* (eng. *low noise amplifier (LNA)*) före mottagaren. Även den förstärkaren har dock egenbrus som sedan förstärks. *Brusfaktor* (eng. *noise factor (NF)*) ger förhållandet mellan en förstärkares egenbrus i förhållande till det termiska bruset för ett motstånd på dess ingång. Brusfaktor redovisas oftast i dB, som varande dB över brusgolvet.

En förstärkares egenbrus kommer givetvis att förstärkas, och därfor kommer bruset på utgången vara brusfaktorn plus förstärkningen, räknat i dB. Exempelvis kommer en förstärkare med 4,5 dB i brusfaktor och 20 dB förstärkning ha brus på 24,5 dB över brusgolvet. En efterföljande förstärkare med 10 dB brusfaktor kommer inte signifikant bidra med brus, eftersom föregående steg har 14,5 dB högre brus än egenbruset. För detta fall är den första förstärkaren dominant.

Eftersom kabeldämpning kan vara signifikant, så kommer signalen dämpas genom kabeln. Givet att vi har 15 dB dämpning i kabeln, en signal 40 dB över brusgolvet och en 20 dB förstärkare med brusfaktor 4,5 dB, var ska vi sätta förstärkaren?

Om förstärkaren sitter efter kabeln så kommer signalen att dämpas först i kabeln, bruset kommer att läggas på och sedan kommer det att förstärkas 20 dB. Det ger 40 dB minus 15 dB plus 20 dB för signalen, det vill säga 45 dB. För bruset får vi 4,5 dB plus 20 dB det vill säga 24,5 dB. För detta fallet får vi ett signal-brus-förhållande på 45 dB minus 24,5 dB, det vill säga 20,5 dB, givet att det är det interna bruset som är dominanter.

Om förstärkaren sitter före kabeln så kommer signalen först förstärkas och sedan dämpas i kabeln. Det ger 40 dB plus 20 dB minus 15 dB för signalen, det vill säga 45 dB. För bruset får vi 4,5 dB plus 20 dB minus 15 dB det vill säga 9,5 dB. För detta fallet får vi ett signal-brus-förhållande på 45 dB minus 9,5 dB, det vill säga 35,5 dB, givet att det är det interna bruset som är dominanter.

Med detta exempel ser vi hur en länkbudget hjälper oss att få signal-brus-förhållandet att gå från 20,5 dB till 35,5 dB enbart genom att ändra placeringen av förstärkaren i systemet.

8.7.3.7 Vägförlust

HAREC a.7.20.4

Den dämpning som signalen har i fri-rymds förlust, på grund av dess avtagande fältstyrka kallas även för *vägförlust* (eng. *path loss*). Fri-rymds förlusten beror förenklat på frekvens och avstånd, en enkel modell [17, §19.1.2]:

$$L_{fs} = 32.45 + 20 \log d + 20 \log f$$

där d är avståndet i km och f är frekvensen i MHz och det ger L_{fs} är vägförlusten i dB. Fri-rymds förlusten avtar med kvadraten på avståndet, det vill säga 6 dB på dubblat avstånd och det är i allmänhet den dominante effekten när man lämnat antennens närfält.

Ytterligare förluster kan förekomma på grund av vegetation, delvis täckt *Fresnelzon*, studsar mot jönosfärs med mera. Fresnelzonen är den zon som befinner sig inom den ellips vars form definieras av en våglängd längre väg än direkt väg mellan sändare och mottagare. Merparten av energin mellan två antenner rör sig i denna fresnelzon och således så om den regionen är påverkad av hinder så kommer signalen dämpas märkbart.

8.7.3.8 Antennförstärkning och kabelförluster

HAREC a.7.20.5

En antennens direktivitet ger antennen en *antennförstärkning* (eng. *antenna gain*) då den i en viss riktning har en förmåga att ha högre förstärkning än en enkel dipol.

Antennens förmåga att undertrycka andra signaler, till exempel som mätt med fram-back-relationen, ger också en undertryckning av oönskade signaler och atmosfäriskt brus. Det kan därfor vara viktigt att inte enbart mäta antennens förstärkning av önskad signal, utan även räkna på dess förmåga att ta in oönskat brus och störande signaler.

Anslutna kablar kan ha signifikant påverkan på både sänd- och mottagna signalstyrka då *kabelförluster* (eng. *transmission line losses*) kommer dämpa signaler. Kabelförluster beror på hur lång kabeln är, vilken kabel det är samt vid vilken frekvens man använder. Som regel har högre frekvenser högre dämpning. Både storleken på kabeln och val av dielektrium påverkar förlusten i kabeln.

8.7.3.9 Minsta sända signalstyrkan

HAREC a.7.20.6

En sändare har en varierande uteffekt, och eftersom man försöker åstadkomma en uppskattning på sämsta signal-brus-förhållandet så är det inte maxeffekten eller ens medel effekten som blir den intressanta, utan den *minsta sända signaltrykan* (eng. *minimum transmitter power*). Genom att använda sig av den i beräkningen på sin länk-budget så försäkrar man sig om att länk-budgeten hanterar sämsta tänkbara fall, och för de fall som sändaren är starkare

så får man alltså bättre signal än den längsta man tolererar. På detta sätt bygger man sig marginaler i beräkningen.

8.7.3.10 Sammanställning av länkbudget

En komplett länkbudget fås genom att räkna på signalstyrka respektive brusnivå för varje steg i kedjan, genom att gå igenom alla förstärkningar och förluster längs vägen. När man sedan har räknat fram mottagarens upplevda signalstyrka och brusnivå så kan man räkna fram signal-brus förhållandet, se exemplet i 8.7.3.6.

För att försäkra sig om att det fungerar brukar man räkna konservativt, det vill säga man väljer de sämsta siffrorna, till exempel minsta mottagen effekt och minsta sända effekt.

En väl utförd länkbudget ger god förståelse över var den svaga länken är, och genom att experimentera med olika alternativa lösningar så kan man förstå var man ska börja göra åtgärder och var det är lönlöst eller har ringa påverkan.

9 Mätteknik

I forskning, utveckling och produktion är mätning en hörnpelare i verksamheten. Även inom mättekniken sker en snabb utveckling och digitaltekniken kommer alltmer till användning, men grunderna för mätning är desamma. I detta kapitel behandlas de viktigaste mättekniska begreppen som radioamatörer kan behöva känna till.

9.1 Att mäta

HAREC a.8.1 HAREC a.8.1.1.1

9.1.1 Mäta likspänning

Vid spänningsmätning bestämmer man potentialskillnaden – spänningen – mellan två punkter. Om det finns en spänning, så flyter en motsvarande (mät)ström genom instrumentet som presenterar mätströmmen som en spänning.

Mätströmmen påverkar emellertid spänningsfördelningen i kretsen och då uppstår ett mätfel, vilket inte framgår av det visade mätvärdet. Med kändedom om kretsens och instrumentets data kan man dock beräkna mätfellet. En voltmeter ska ha hög *inre resistans* för att mätfellet ska bli litet.

Endast vid mycket noggrann mätning kan man behöva räkna om det visade mätvärdet med hänsyn till voltmeters inre resistans och förkopplingsresistansen – om en sådan används.



På grund av den höga inre resistansen är en voltmeter endast lämpad för spänningsmätning – INTE för direkt strömmätning!

9.1.1.1 Utöka mätområdet för en voltmeter

Med hjälp av förkopplingsresistor i serie med voltmetern kan man mäta högre spänning än den som voltmetern är gjord för. Spänningen fördelas då proportionellt mellan förkopplingsresistorns resistans och instrumentets inre resistans. Ett exempel på detta finns i bild 3.1.

När förkopplingsresistor används måste mätvärdet räknas om med en skalfaktor eller en skala med motsvarande gradering användas. En voltmeter med valbar förkopplingsresistor kan därför ha flera skalar. I digitala voltmetrar anpassas ”skalan” oftast automatiskt.

9.1.1.2 Inre resistansens inverkan

HAREC a.8.1.2.3

Vid mätning av spänning kommer den inre resistansen hos voltmetern att lasta kretsen, och därmed sänka spänningen och därmed kommer den uppmätta spänningen vara lägre än den faktiska spänningen utan mätinstrumentet.

I gamla tider var den inre resistansen relativt låg, varvid påverkan blev större än med moderna instrument. Dock kan även moderna instrument påverka mätresultatet i kretsar som har väldigt hög impedans.

9.1.2 Mäta likström

Vid strömmätning bestämmer man strömkretsen i en gren av en elektrisk strömkrets. Amperemeter ska kopplas i serie med den aktuella strömgrenen. Det visade mätvärdet motsvarar strömkretsen. Amperemeters inre resistans adderas emellertid till resistansen i strömgrenen och då uppstår ett mätfel. En amperemeter ska ha låg inre resistans för att mätfellet ska bli litet.

Endast vid mycket noggrann mätning kan man behöva räkna om det visade mätvärdet med hänsyn till amperemeters inre resistans och resistansen i strömhunten – om en sådan används.



På grund av den låga inre resistansen ska en amperemeter ALDRIG användas för spänningsmätning. Då förstörs den!

9.1.2.1 Utöka mätområdet för en amperemeter

Med en strömhunt (en resistor parallellt) över amperemeter kan man mäta högre ström än den som amperemeter är gjord för.

Shunten dimensioneras så att större delen av strömmen leds förbi amperemeter. Kvar är den mätström som behövs för att amperemeter ska göra fullt utslag.

Mätströmmen fördelar sig omvänt proportionellt mot instrumentets och shuntens resistanser.

När en strömhunt används måste mätvärdet räknas om med en skalfaktor eller en skala med motsvarande gradering användas. En amperemeter med valbar shuntresistor kan därför ha flera skalar. I digitala amperemetrar anpassas ”skalan” oftast automatiskt.

9.1.3 Mäta växelspänning och växelström

Grunderna för mätning av växelspänning och växelström är samma som för likspänning och likström, men att bland annat en instrumentlikriktare oftast behövs.

Beroende på frekvensen i strömkretsen och vilket slags värde man vill mäta, används olika instrument.

Olika typer av instrument ger olika möjligheter, men också begränsningar.

Mjukjärnsinstrument utan likriktare kan mäta växelströmmar ner till cirka 50 mA och upp till cirka 10 A. Frekvensen får dock inte vara högre än cirka 100 Hz.

Vridspoleinstrument används dels direkt för likströmmätning och dels med likriktare även för växelströmmätning.

Vridspoleinstrument med likriktare används ofta för frekvenser upp till cirka 10 kHz och strömmar ner till 0,1 mA. Noggrannheten är sällan bättre än 1,5 % av fullt utslag.

Beroende på funktionsprincipen kan det skilja på hur instrument mäter, vilket nödvändigtvis inte är detsamma som hur mätvärdet presenteras.

Mjukjärnsinstrument mäter effektivvärdet av en växelström medan ett vridspoleinstrument med likriktare mäter likriktade medelvärdet. Som exempel kan skalan i ett instrument med likriktare även graderas för effektivvärdet för sinusformade förlopp.

För mätning av växelström används vanligen instrument med likriktare, men för HF även instrument med termokors, vilka bygger på termogalvanisk spänning mellan metaller.

9.1.3.1 Frekvensens inverkan

HAREC a.8.1.2.1

Frekvensen på den mätta signalen inverkar mer eller mindre på mätresultatet. Till en del beror det på den instrumenttyp, som används. En faktor är instrumentets gränsfrekvens, det vill säga hur högt i frekvens som instrumentet fortfarande är rimligt rättvisande. Detta kallas instrumentets bandbredd, vilken bör vara dokumenterad.

9.1.3.2 Vågformens inverkan

HAREC a.8.1.2.2

Även formen på den signal som mäts inverkar på mätresultatet och det är viktigt att veta för vilken vågform som instrumentet presenterar mätvärdet. Det vanligaste är att vågen förutsätts vara sinusformad, vilket ofta inte är fallet i praktiken. Det innebär att fel värde presenteras om vågformen är en annan än den förutsatta.

9.1.4 Mäta resistans

HAREC a.8.1.3

Mätning av resistans är enklast att göra på en fristående komponent, medan man vid mätning på en resistor i en strömkrets också måste ta hänsyn

till att andra komponenter i kretsen kan påverka mätresultatet.

Resistans kan mätas på flera sätt. Det grundläggande är att mäta strömmen genom resistorn och spänningen över den och sedan beräkna resistansen med Ohms lag.

Den vanligaste metoden är att använda en modern multimeter som kan mäta resistans direkt. En del kräver att man ställer in området för resistans, medan andra kan göra det automatiskt.

Precisionsmätning av motstånd kan göras av mer avancerade instrument där man använder 4-punktsmätning. För 4-punktsmätning så är ström och spänninganslutningarna separerade så att anslutningsledningarnas resistans inte ger spänning som inkluderas i den mätta resistansen. Istället så mäts spänningen så nära som möjligt på själva mätobjekten, medan spänningsförlusten för strömledarna därmed kan elimineras. Denna mätmetod är relevant framförallt för lågohmiga motstånd.

9.1.5 Mäta effekt

HAREC a.8.1.4

Effektformler vid lik- och växelström (medel-, effektiv- och toppvärdet) Vid likström:

$$P = U \cdot I \quad [\text{W (watt)}] \quad \text{dvs. Joules lag}$$

Vid sinusformad växelström och resistiva belastningar (För PEP-effekt se även avsnitt 3.4.10):

$$\text{effektivvärde } P = \frac{U^2}{R}$$

$$\text{toppvärde } P_{PEP} = \frac{U_{max}^2}{R}$$

U = spänningens effektivvärde R = resistansen

9.1.6 Sändareffekt

En sändares effekt kan mätas på olika sätt. Den metod att mäta *uteffekt* som är relevanta för radioamatören är toppvärdeskännande sådana för mätning av p.e.p. I föreskrifterna används sändareffekten p.e.p. som uteffekt. Därvid måste även p.e.p. avses, fastän det inte uttryckligen uttalas.

Observera, att radioamatören måste beakta EMC-lagen. Se vidare kapitel 10.1.1.

9.1.7 Metoder för mätning av sändareffekt

Tidigare har avhandlats effektberäkning i allmänhet. Här nedan kommenteras mätning av sändareffekt i synnerhet.

Ett tillförlitligt sätt att mäta sändareffekt är att ansluta sändaren till en konstlast med samma resistans som sändarens utgångsimpedans och mäta spänningen över lasten med ett oscilloskop med tillräcklig bandbredd. Då kan man se och mäta HF-spänningens topp-toppvärde och samtidigt se signalens vågform.

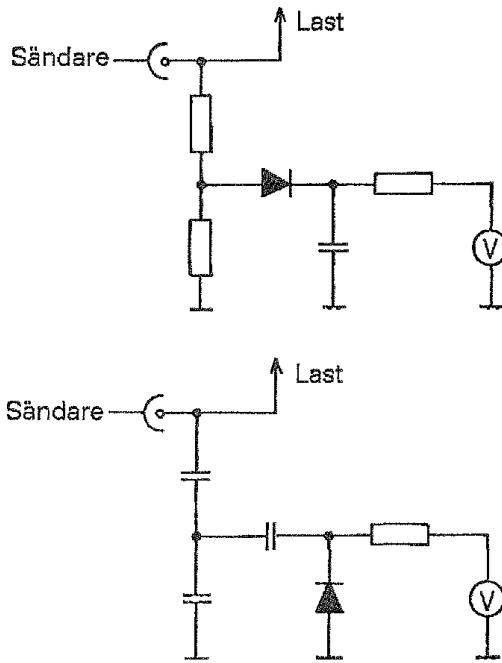


Bild 9.1: Mätning av sändareffekt

Med spänningen och konstlastens impedans (resistans) bekanta så kan uteffekten beräknas enligt formlerna i kapitel 9.1.5.

Den största HF-amplitud som uppstår momentant vid modulering motsvarar PEP-effekten som kommer av *Peak Envelope Power (PEP)*.

En mindre exakt metod att mäta HF-spänning är med voltmeter med likriktare. Utifrån den uppmätta spänningen kan man beräkna effekten över en belastning. På grund av instrumentets tröghet visas emellertid bara ett "utjämnat" toppvärde, vilket inte är det faktiska värde som instrumentet "känner". Jämför med oscilloskopet som inte har denna visningströghet.

Bild 9.1 visar en voltmeter med likriktare, som kopplats till en sändare över spänningsdelare. Två alternativa delare visas; den ena består av resistorer och den andra av kondensatorer.

Den resistiva delaren är bättre i den mening att den är frekvensoberoende och inte belastar sändaren kapacitivt. Dessutom dämpas övertoner som bildas vid likriktningen. I den kapacitativa delaren kan övertoner passera lättare.

Denna mätmetod är noggrann bara när impedansen är lika i sändaren, kabeln till lasten och själva lasten. Lasten kan vara en konstlast, en antenn etc. och ska ha ett känt värde för att effekten ska kunna beräknas.

Ett sätt att skaffa underlag för beräkning av PEP-effekten är att mäta HF-strömmen med ett termokorsinstrument och spänningen med en toppvärdesvisande voltmeter. Utifrån dessa värden beräknar man effekten. Denna metod är dock inte så vanlig.

9.1.8 Direktvisande effektmetrar

HAREC a.8.2.1.2

Många föredrar direktvisande effektmätare. En HF-voltmeter kan givetvis graderas för att visa effekt i stället för spänning, men då med den viktiga förutsättningen att impedansen måste ha en fastställt värde.

Om man avläser effekten genom en $75\ \Omega$ -kabel på ett instrument för $50\ \Omega$, så är det verkliga värdet ett annat än den avlästa.

De effektmetrar som förekommer i SVF-instrument är egentligen voltmetrar, men med skalan graderad i effekt.

9.1.9 Mäta ståendevågförhållande (SVF)

HAREC a.8.1.5

När till exempel en antennledning ansluts till en antenn och deras impedanser inte är lika, så kommer en del av inmatade effekten i ledningen att reflekteras tillbaka från antennen.

Det uppstår då en stående våg i ledningen. Förhållandet mellan inmatad och reflekterad effekt uttrycks som ett *ståendevågförhållande (SVF)* (eng. *Standing Wave Ratio (SWR)*).

Med en SVF-meter som sätts in mellan effektkälla och ledning kan man mäta hur stor effekt som matas in i ledningen och hur stor effekt som vänder tillbaka från slutet av ledningen. SVF-värdet kan då bestämmas på något av följande sätt:

- Man mäter framåt- respektive bakåtgående effekt var för sig med en rikningskänslig effektmeter. Man beräknar därefter SVF eller tar fram det ur ett diagram.
- Man använder ett instrument som beräknar eller visar SVF på något sätt.

9.1.10 Studera vågformen

HAREC a.8.1.6

Vågformen för snabba växelströmsförlopp studeras bäst med oscilloskop.

9.1.11 Mäta frekvens

HAREC a.8.1.7

Frekvensmätning gör man bäst med en så kallad frekvensräknare, som är ett digitalt instrument. Man kan också använda en så kallad absorptionsvågmeter, som är mycket enkel och inte alls lika exakt. Vid frekvensmätning ansluter man instrumentet till mätobjektet med en svag elektrisk eller magnetisk koppling.

9.1.12 Mäta resonansfrekvens

HAREC a.8.1.8

Mäta resonansfrekvensen för en passiv resonanskrets gör man klassiskt med en så kallad dip-meter. Idag använder man antingen en spektrum-analysator med tracking-generator, det vill säga en SNA, eller en nätverksanalysator för att med bättre precision mäta resonansfrekvenser.

9.1.13 Mätfel

Mätinstrument indelas i noggrannhetsklasser efter största tillåtna felvisning. Klasserna är 0,1, 0,2, 0,5, 1,0, 1,5, 2,5 och 5,0 varvid klassen anges på instrumentet. Som exempel får ett instrument i klass 2,5 ha ett tillåtet mätfel av $\pm 2,5\%$ av fullt utslag.

Mätsresultatet bestäms av flera faktorer; dels av instrumentets så kallade mätonoggrannhet, dels av hur mätvärdet presenteras och slutligen av hur noga användaren läser av.

Vid *analog* visning presenteras mätvärdet med en visare mot en graderad skala med en viss upplösning. Visaren kan vara mekanisk eller optisk (ljusspalt). Vid snabba mätvärdesändringar är instrumentets mekaniska tröghet en faktor att ta hänsyn till.

Vid *digital* visning presenteras mätvärdet med siffror eller som längden på en pelare. Det är förelitande att se digital visning med siffror som mer exakt än analog, men det är inte alls säkert. Utöver instrumentets mätonoggrannhet, bestäms nämligen noggrannheten av hur många siffror som mätsresultatet presenteras i.

En överäknelig källa till mätfel är elektromagnetiska fält från apparater i närheten.

En ofta förbisedd felkälla är temperaturen i mätobjektet och/eller i instrumentet, det kan vara av inkopplingstiden med mera.

Visningströgheten är inget mätfel i sig men kan till nackdel vid snabba förlopp. Trögheten förekommer såväl vid analog som digital visning. I det första fallet är masströgheten i instrumentets rörliga delar orsaken och i det andra fallet är orsaken klockfrekvensen för instrumentets mikroprocessor.

9.2 Mätinstrument

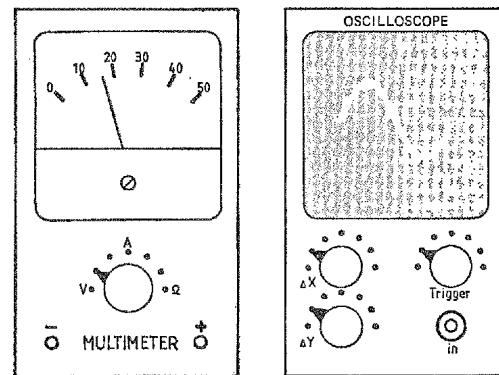
HAREC a.8.2

9.2.1 Att mäta är att veta

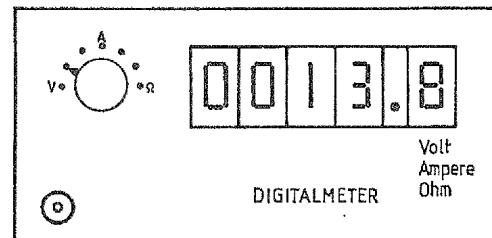
Mätinstrument används för att, under kontrollerade former, testa och bekräfta en funktion eller avsaknad av densamma, i en utrustning. Det används också för att mäta olika komponenter för att verifiera dess funktion och egenskaper.

Med mätinstrument vill man åstadkomma en så snarlik testmiljö som man kan förvänta sig, att utrustningen som man testar, ska kunna hantera i verkligheten.

De mätinstrument vi kommer att nämna nedan, används bland annat i sluttester, som när, i vårt fall,



Instrument med analog visning



Instrument med digital visning

Bild 9.2: Presentation av mätvärden

radioutrustningen är hopmonterad och ska testas, innan den levereras till kund.

Att tillverkarna använder mätinstrument enligt ovan, är sålunda en förutsättning för att kunna veta att den utrustning man konstruerat uppfyller de krav som man specificerat.

Dessa typer av instrument är också av intresse för sändaramatören, som kan använda dessa för felsökning eller service.

9.2.2 Presentation av mätvärden

Mätvärden kan presenteras på olika sätt som illustreras i bild 9.2. De vanligaste sätten är optiska och då med digital eller analog visning. Mätsresultat kan även överföras till dator för vidare bearbetning och visning.

9.2.3 Multimeter

HAREC a.8.2.1.1

Flera mätfunktioner kan utföras med samma basinstrument, som visas i bild 9.2, denna egenskap kallas för en *multimeter*. Genom omkoppling mellan olika tillsatser väljer man mätfunktion och mätområde. Instrumentskalan utformas så att olika slags mätvärden kan avläsas. Kombinationer med elektroniska förstärkare och digital visning etc. är nu vanligt.

9.2.4 Vridspoleinstrument

Vridspoleinstrument, som illustreras i bild 9.3, kan bara användas för likströmsmätning, eftersom visarutslaget beror av strömriktningen. Instrumentet har låg

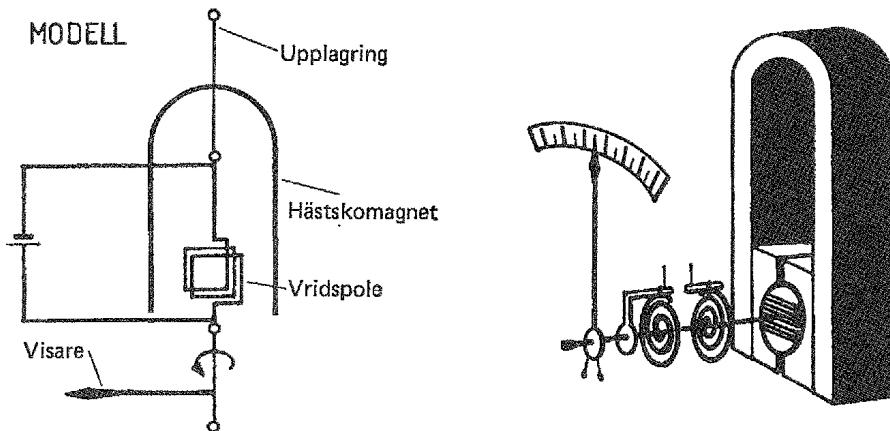


Bild 9.3: Vridspoleinstrument

effektförbrukning och stor noggrannhet. Visningen är vanligen linjär, men kan göras annorlunda.

Funktion En spole är upplagrad i fältet av en hästskomagnet. När den ström, som ska mätas, passerar genom den vridbara spolen så alstras ett magnetfält även i denna. De två magnetfälten påverkar varandra så att spolen vrider sig. Spolen förses med en visare och en returfäder. Ju större ström det flyter genom spolen desto större blir visarutslaget.

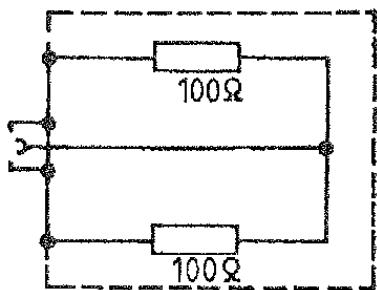


Bild 9.4: Konstlast

9.2.5 Konstlast

En *konstlast* (eng. *dummy load*) är en alternativ last som kan hantera en viss mängd effekt, konstlast illustreras i bild 9.4. En konstlast bör ingå i varje amatörradiostation. Vid mätning och inställning av till exempel modulation och uteffekt, är det lämpligt att belasta sändaren med dess nominella utgångsimpedans. För att då undvika att energi strålas ut bör en väl skärmad konstlast användas.

I moderna amatörradiosändare med koaxialkabel utgång är utgångsimpedansen 50Ω . Konstlasten ska då vara en 50Ω resistor utan reaktiva egenskaper för det intressanta frekvensområdet. Den kan bestå av en eller flera sammankopplade resistorer, ofta parallellt för att minska den induktiva komponenten.

Sändareffekten ska kunna tas upp utan att resistansen förändras nämnvärt. Det är viktigt att resistorerna kyls effektivt med luft eller vätska i ett kärl med tillräckligt utrymme, även när vätskan expanderar

av värmen. Vätskan får inte vara lättantändlig eller miljöfarlig. Till exempel är oljor med PCB förbjudna!

9.2.6 Fältstyrkemätare

Styrkan av elektromagnetiska fält kan bestämmas med *fältstyrkemätare*.

En fältstyrkemätare är en högfrekvensdetektor, vars utspänning visas med ett instrument med skala. Den selektiva kretsen kan bestå enbart av den avstånda antennen, men även av ytterligare selektiva kretsar. Instrumentet visar endast relativa värden och används till exempel för att bestämma strålningsegenskaperna i sändarantennar och för antennjustering. Mätresultatet påverkas även av utstrålning från andra sändare inom mätarens bandbredd. Bild 9.5 visar en sändare och en fältstyrkemätare. Dessutom två enkla fältstyrkemätare.

9.2.7 Kalibreringsoscillator

En *kalibreringsoscillator* (eng. *calibration oscillator*) används för att frekvenskalibrera andra apparaters inställningsskalor, som illustreras i bild 9.6. Den är kristallstyrd och avger särskilt precisa och frekvensstabilas signaler.

Oscillatorsignalen förvrängs avsiktligt, så att det utöver grundfrekvensen även skapas harmoniska övertoner. En oscillator med till exempel grundfrekvensen 25 kHz avger på så sätt även frekvenserna 50 kHz, 75 kHz, 100 kHz, 125 kHz och så vidare. Man får således en "kalibreringsfrekvens" för varje 25 kHz.

Detta övertonsspektrum kan sträcka flera 100 MHz upp. Man "nollsvavar" apparat mot närmaste kalibreringsfrekvens och kan kalibrera till exempel VFO-skalan.

Användningsområdet är huvudsakligen kalibrering av äldre mottagare och gradering av nya skalor och så vidare för densamma. Dagens mottagare och sändare har syntesoscillator och då behövs normalt ingen kalibreringsoscillator.

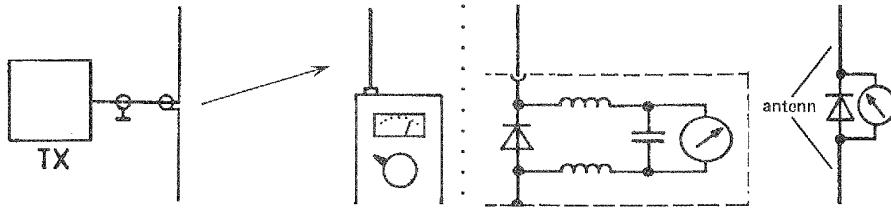


Bild 9.5: Fältstyrkemätare

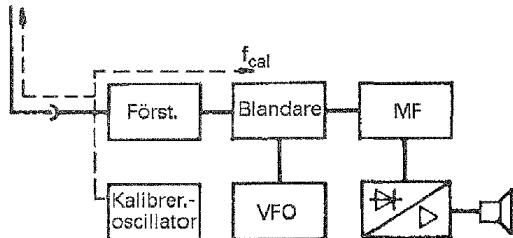


Bild 9.6: Kalibreringsoscillator i mottagare

Not Äldre trafikmottagare har VFO med LC-krets och ofta en inbyggd kalibreringsoscillator, vilken i sin tur kan behöva kalibreras. Det enklaste sättet är då, att jämföra frekvensen på en känd rundradiosändare på mellanvåg med kalibreringsoscillatorn.

9.2.8 Brusmätbrygga

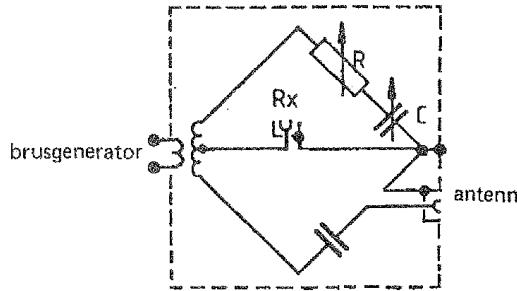


Bild 9.7: Brusmätbrygga

Brusmätbryggan används vid mätning i antennsystem, så som illustreras i bild 9.7. Den består av en brusgenerator och en Wheatstonebrygga för mätning av resistans och reaktans.

Till bryggan ansluts en antenn som mätobjekt och en mottagare som nollindikeringsinstrument för brussignalen. Mottagaren ställs in på den frekvens där mätvärden önskas. Bruset hörs svagast när bryggan är injusterad. Man kan då avläsa mätvärdena för R och X . Mäter man vid flera frekvenser, kan till exempel ett impedansdiagram upprättas. Detta är med andra ord en äldre förlaga till en nätverksanalysator.

9.2.9 Ståendevågmeter (SVF-meter)

HAREC a.8.2.1.3

När en transmissionsledning eller apparat ansluts till en annan med avvikande impedans, kommer HF-energi att reflekteras i övergången.

Denna reflekterade energi kan mäts med en *ståendevågmeter* (eng. *SWR-meter*) så som illustreras i bild 9.8. Med *ståendevåg-förhållande* (*SVF*) (eng. *Standing Wave Ratio (SWR)*) menas förhållandet mellan den effekt som flyter framåt respektive bakåt i en transmissionsledning. Användningområden för SVF-meter är:

- Mätning av *framåtgående effekt* (eng. *forward power*).
- Mätning av *bakåtgående effekt* (eng. *backward power, reflected power*).
- Bestämning av *SVF* (eng. *SWR*).
- Bestämning av resulterande, relativ effekt.

Anmärkning Vid bestämning av absolut effekt måste anslutningsimpedansen vara lika i instrument och transmissionsledning.

SVF-metern är ett av de mest användbara instrumenten vid HF-mätningar. En SVF-meter kan ha separata instrument för fram- respektive backeffekt eller ett gemensamt.

SVF-metern kan vara ständigt inkopplad till exempel mellan sändare och antenn, men ska då kunna tåla effekttutvecklingen. En SVF-meter kan alstra övertoner, vilka kan medföra störningar. Orsaken är olinjäriteten halvledardioderna i instrumentet.

9.2.10 Frekvensräknare

HAREC a.8.2.1.5

Frekvensräknaren (eng. *frequency counter*), som är ett digitalt instrument, används för att bestämma oscillatorfrekvensen i sändare, mottagare med mera.

Bild 9.9 illustrerar den schematiska bilden av en frekvensräknare. I frekvensräknaren räknas antalet svängningar E (från engelskans events) i den aktuella inkommande signalen under en bestämd tidsenhet t . Först förstärks signalen i en analog förstärkare och omvandlas till kantvägspulser i ingångssegets triggerenhet. När varje mätning börjar så kommer en räknare räkna hur många triggerpulser som passerat fram tills dess att den inställda tiden löpt ut. Moderna räknare mäter även hur den första pulsen (eng. *start event*) respektive sista pulsen (eng. *stop event*) skiljer i tid, så att den egentliga tiden kan användas, för att

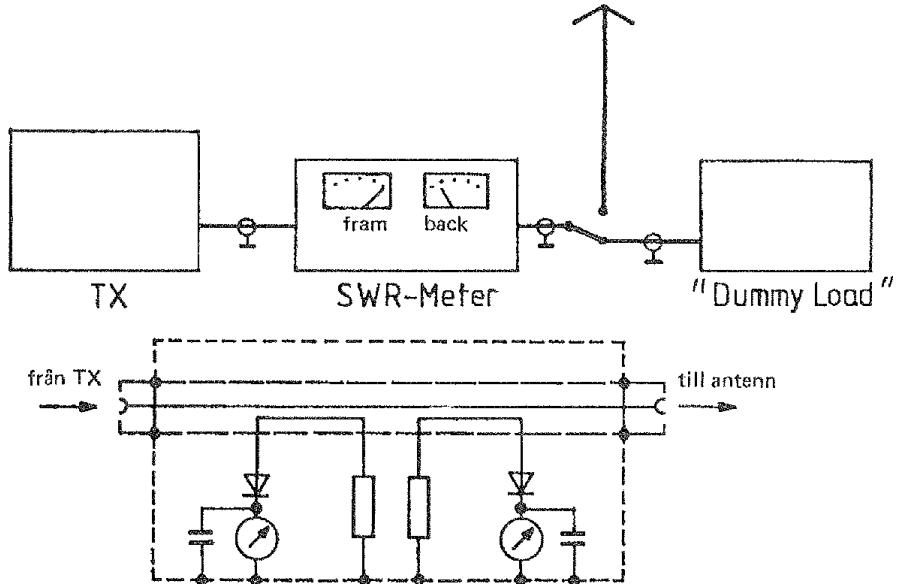


Bild 9.8: SVF-meter, princip och inkoppling

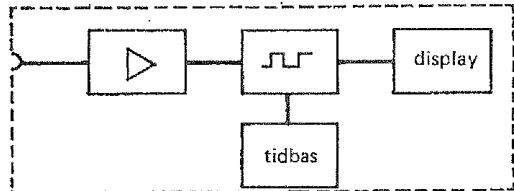


Bild 9.9: Frekvensräknare

få en hög upplösning. Frekvensen kan nu *estimeras* med formeln:

$$f_{est} = \frac{E}{t}$$

Gamla frekvensräknare hade en fix tid som den räknade över, och utan justering av egentlig tid. Dessa har en enkel princip och tiden valdes ofta för att få en enkel skalfaktor mellan räknarens värde och frekvensen, genom att ha steg om 100 ms, 1 s, 10 s och så vidare. Dessa räknare har dock problemet att för låga frekvenser så krävs lång observationstid för att försäkra sig om en tillräckligt bra numerisk precision. En variant av detta som framkom var den så kallade reciproka räknaren, som är den nu förhärskande principen när man behöver precision, i den så mäts både hur många event och tiden. Detta gör att man kan låta tidbasen enkelt varieras med en pot eller extern signal.

Ytterligare en förbättring som kom är att interpolera tiden för den inledande och den avslutande pulsen gentemot tidbasens klocka, för att därmed kunna justera mätningen med ett bättre estimat på tiden det egentligen tog för de räknade eveneten att hända. Med tidsupplösning på 1 ps-nivå kan därmed 12 siffrors noggrannhet presenteras för en mätning över 1 sekund, medan för gamla frekvensräknare med sin 10 MHz oscillator gav 100 ns upplösning och därmed endast 7 siffrors noggrannhet för samma 1 sekund mätning.

De moderna frekvensräknarna har nu mer även filter som sammansätter flera mätningar till en, och presenterar resultat överlappande. Detta ger en uppfattad högre avläsningshastighet, men mätningarna är inte helt oberoende. Vissa frekvensräknare använder även linjärregression för att ytterligare filtrera bort mätbrus.

Resultatet visas som siffror i ett fönster. Noggrannheten i den så kallade tidbasen erhålls med en kristallstyrd oscillator eller för dyrare instrument med en rubidiumnormal. Man kan ofta ansluta en extern frekvensnormal med frekvens på 10 MHz, vilket gör att man med moderna GPS-styrda oscillatorer kan få tillgång till SI-definitionen av hertz till en nu mer modest kostnad även i ett hobbyläbb.

9.2.11 Dipmeter

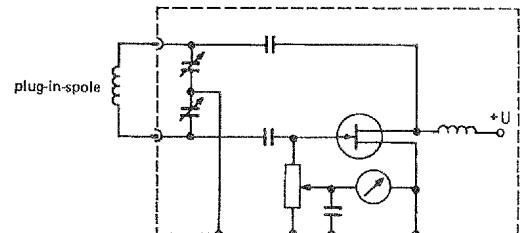


Bild 9.10: Dip-meter

Dipmetern är i princip en oscillator med variabel frekvens och utbytbara induktorer för olika frekvensområden, så som visas i bild 9.10. Den används för att bestämma resonansfrekvensen på passiva och aktiva resonanskretsar samt vid bestämning av induktanser och kapacitanser. Noggrannheten är cirka 3 %.

Funktion Instrumentet avger alternativt reagerar för en HF-signal med viss frekvens. Frekvensen i

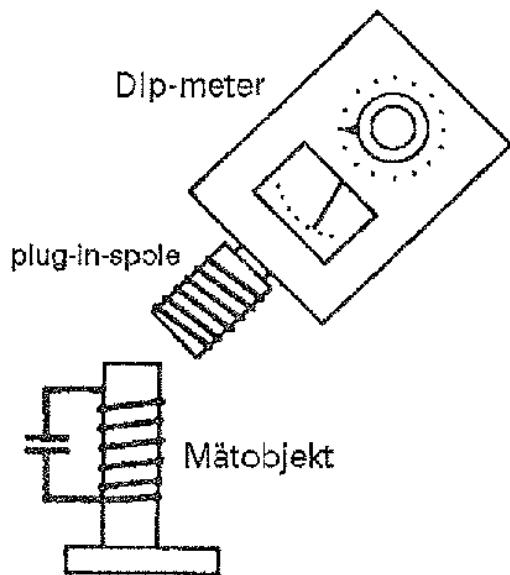


Bild 9.11: Mätning med dip-meter

dipmeterns resonanskrets är steglöst variabel och frekvensvärdet kan avläsas på en skala.

Vid mätning av resonansfrekvensen i en passiv resonanskrets kopplas dipmeterns induktor induktivt till kretsen så som visas i bild 9.11. När resonansfrekvensen i kretsen och dipmetern överensstämmer, ändras belastningen på dipmeterns resonanskrets varvid instrumentet uppvisar en ströminskning – en ”dip”. Frekvensen avläses då på skalskivan.

Vid mätning på en aktiv resonanskrets, det vill säga som drivs av någon HF-källa, uppstår i stället en strömökning vid resonans vilket också visas på instrumentet.

Induktansen i en resonanskrets kan bestämmas med dip-metern, om kapacitansen är bekant. På motsvarande sätt kan en obekant kapacitans bestämmas om induktansen i resonanskretsen är bekant.

Namnet griddipmeter kommer från elektronrörsepoken. Ändringar i gallerströmmen (grid current) i ett oscillatorkopplat elektronrör används som indikation på att en resonanskrets är i resonans. Då minskar gallerströmmen – det blir en ”ström-dip”. Numera används en transistor i stället för röret och instrumentet benämns dip-meter.

9.2.12 Oscilloskop

HAREC a.8.2.1.6

Oscilloskopet (eng. *oscilloscope*) är ett mycket användbart instrument. Mycket snabba förlopp kan med fördel studeras på en oscilloskopskärm.

Spänningsförlopp kan visas som funktion av tiden. Tillsammans med andra instrument kan frekvenskarakteristiken i filter, modulationskvalitet och så vidare åskådliggöras.

Oscilloskopet består av ett katodstrålerör, där styrningen av katodstrålen sker med hjälp av X- och Y-förstärkare och en så kallad triggerförstärkare. Den signal som ska mätas ansluts vanligen till Y-förstärkaren medan en tidbasgenerator som alstrar

en sågtandsformad signal ansluts till X-förstärkaren. Bild 9.12 visar ett blockschema på oscilloskop.

Moderna oscilloskop digitaliseringar signalen efter ingångsförstärkaren, och läggs sedan i minne, där den sågtandsformade signalen är ersatt med en räknare som placeras det i minnet. Sen presenteras bilden på bildskärmen eller på en ansluten dator. Gemensamt för analoga och digitala oscilloskop är i stort samma handhavande.

Man ansluter en eller flera signaler till ingångarna, justerar ingångssteget så att hela vågformen fångas och att det är god amplitud, så den syns men inte klipps. Ibland väljer man att göra vågformerna mindre, för att man ska kunna arrangera dem på ett bra sätt på skärmen. Ibland väljer man att klippa vågen för att man enbart vill se tiden för en kant tydligt.

En viktig sak för att få en tydlig bild på bildskärmen är att triggpunkten, den punkt där mätningen av signalen börjar, är vald så att man inte får dubbla eller otydliga bilder. Valet av triggpunkt sker ofta automatiskt men om signalen som ska mäts är väldigt flack eller har många nollgenomgångar kan triggpunkten bli felaktig. För att lösa problemet med suddiga eller dubbla bilder så brukar man manuellt justera triggpunkten så att man får en tydlig bild.

Man justerar också tidbasen för att ha rätt skala på tidsaxeln, så man ser en eller ett fåtal cykler, eller ibland över längre tid för att se variationer. Man kan också födröja svepet för att kunna se en viss del efter triggpunkten.

Oscilloskop har nu mera ofta inbyggda funktioner för mätning. Det är behändigt att snabbt få en uppfattning om periodtider, frekvenser, amplituder med mera men dessvärre blir mätprecisionen ofta kraftigt lidande, och det ska inte övertolkas. Till exempel är frekvensmätningen inte bättre än hur bra placeringen av markörerna är, så det är sällan tillförlitligheten är bättre än 2 siffrors noggrannhet.

Rätt använt är oscilloskop dock ett fantastiskt mätinstrument.

9.2.13 Spektrumanalysator

HAREC a.8.2.1.7

En *spektrum-analysator* (eng. *spectrum analyzer*) visar amplituden för olika frekvenser över ett visst frekvensområde. Detta är som kontrast till oscilloskopet som visar amplitud för en signal över tiden.

Spektrumanalysatoren kan liknas vid en mottagare, men med en viktig skillnad: där en mottagare har ett eller flera avståndiga ingångssteg, som ska förhindra mottagaren att påverkas av signaler som ligger mer eller mindre nära den önskade signalen, har spektrumanalysatoren en vidöppen ingång.

Spektrumanalysatoren är ett mätinstrument, och ska kunna呈现出 de signaler som matas in på dess ingång, utan att signalerna ska påverkas på något sätt. Detta ställer höga krav på spektrumanalysatorns konstruktion. Den måste kunna tåla starka signaler, utan att en mätning på en svag signal i närheten påverkas.

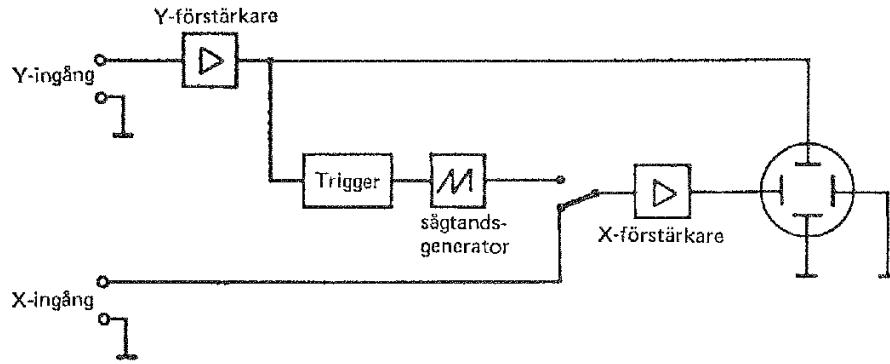


Bild 9.12: Oscilloskop

Spektrumanalysatorerna finns också i två olika typer. Den ena arbetar med svepteknik, och sveper över ett viss del av frekvensspektrumet. Den andra typen kallas för *realtidsanalysator*, och är kapabel att för ett givet ögonblick spela in ett spektrum digitalt för senare analys av innehållet.

Det vi fortsättningsvis beskriver i detta kapitel, är den svepande spektrumanalysatorn, vilket också är den vanligaste typen för service tillämpningar.

En spektrum-analysator består förenklat av en svep-bar oscillator, variabelt filter på mellanfrekvensen, en detektor och ett ställbart filter från detektorn.

Den variabla oscillatorn sveper så att det tänkta frekvensområdet täcks, ofta med ett bestämt antal punkter, till exempel 801, där varje punkt är mätning på en specifik frekvens. Ibland kan man anpassa antalet punkter för att få mätningen gå snabbare, mot att man får en lägre upplösning.

Filtret sätter bandbredden på mätningen, och det kan gå i 1–3 steg, till exempel 3 Hz, 10 Hz, 30 Hz, osv. till 3 MHz. För vissa specifika mätändamål, som till exempel för EMC mätningar, behöver man ha filter av rätt bandbredd och dessa är extra optioner.

Filtret, vars inställning brukar kallas för *Resolution Bandwidth*, fungerar som ett fönster, där fönstret släpper in de signaler som finns i det spektrum som man önskar studera.

Om analysatorn inte skulle ha något filter skulle den ta in alla signaler som finns inom dess specificerade frekvensområde.

Ett brett filter släpper igenom ett större frekvensområde och är användbart för signaler med större bandbredd. Ett smalare filter är att föredra för signaler med smalare bandbredd.

Ett brett filter innebär också att analysatorn kan svepa snabbare. Det är då lättare att kunna detektera signaler som är kortvariga. Ett smalare filter innebär att analysatorn måste svepa längsammare, men kan då istället hitta signaler som inte skulle ha synts med det bredare filtret.

Detta filter har också en annan egenskap som är viktig – ett brett filter släpper också igenom mer brus, vilket påverkar den lägsta brusnivån som analysatorn kan presentera.

För att nå högre känslighet kan man välja smalare filter. Ju smalare filter, desto högre känslighet, men också ett längsammare svep över det aktuella frekvensområdet.

9.2.13.1 Fördjupning

På en spektrumanalysator ställs stora krav på känslighet och förmåga att hantera starka signaler i närheten av en svag men önskad signal utan att falska signaler påverkar instrumentet. Kraven har medfört att kostnaden för instrumentets uppbyggnad och ingående komponenter under lång tid har varit mycket hög.

Under många decennier har sändaramatörer därför varit hänvisade till marknaden för begagnade instrument som haft minst tio till tjugo år på nacken.

Det är bara för några år sedan som det har kommit produkter på marknaden som nu kommit ner i kostnadsnivåer som inneburit att radioamatörer kan köpa dessa instrument, i nyskick.

En modern spektrumanalysator av dyrare snitt erbjuder också en möjlighet att analysera den modulerade signalen. Sålunda förekommer instrument på marknaden som är specialdesignade att analysera signaleringsinnehållet i olika system, till exempel Bluetooth, olika Wi-Fi- och mobiltelefonsystem.

För en specifik mätning över ett visst frekvensspektrum, kan man ställa in en så kallad startfrekvens, samt motsvarande stoppfrekvens för spektrumet ifråga. Analysatorn kommer då att svepa, från startfrekvensen, till stoppfrekvensen. Man kan också att välja en frekvens mitt i spektrumet, och därefter ett valfritt så kallat span. *Span* betecknar det frekvensspann som är önskvärd för att man ska kunna studera signalerna inom det aktuella spektrumet.

För att kunna göra bättre avläsningar kan man sätta markörer, så att man kan avläsa frekvens och amplitud för den punkten. Ibland sätter man dubbla frekvensen för att avläsa skillnaden i amplitud, vilket kan vara relevant för filter eller avläsa den relativt styrkan på ett sidband.

Detektorn kan vara topp-detektor eller RMS detektor, det kan finnas flera. För specifika mätändamål som till exempel EMC mätningar behöver man specifik detektor. Det är viktigt att välja rätt detektor

när signalen ska presenteras. Valet av detektor kan påverka den presenterade nivån med flera dB.

Det finns olika detektorer beroende på hur man vill ha signalen presenterad. Det finns toppvärdesindikerande (Auto-peak, max peak, min peak) detektorer som indikerar signalens toppvärdet. Det finns medvärdesbildande (*Average*, *Sample*) detektorer som, om instrumentet arbetar med digitalteknik, plockar ögonblickliga mätvärden slumpmässigt. Det finns också speciella detektorer (s.k. Quasi-Peak) som används för att mäta enligt specifika EMC-mätningar.

En viktig detektor att komma ihåg är den så kallade RMS-detektorn. Den utvecklades för att kunna mäta på digitalt modulerade signaler, ofta med varierande fas- och amplitudinformation.

Denna detektor är att rekommendera för att mäta på digitalt modulerade signaler. Den finns oftast i lite modernare analysatorer.

En vanlig Average- eller Sample-detektor enligt ovan, förväntar sig att RF-signalens förlopp är i stort sett återkommande konstant, vilket är fallet med analoga signaler som består av en bärväg.

En digitalt modulerad signal har ett innehåll som förändras hela tiden, oftast både till fas och amplitud.

RMS-detektorn läser in – samplar – den digitalt modulerade signalen och tar konstant mätvärdet ur den fasvarierande RF-signalen. Den följer RF-signalens förändrade innehåll.

Denna detektor är därför utmärkt att använda för att mäta på digitalt modulerade signaler, till exempel Bluetooth eller Wifi-signaler, men även de digitala system vi har inom amatörradiot, då dessa signaler innehåller förändringar i fas- och amplitud.

Den kan självklart också användas för att mäta på analoga signaler. Att den plockar ögonblicksmätvärden även på en analog signal gör alltså inget.

Efter detektorn finns ett filter, ofta benämnt med videobandbredd, som medelvärdesbildar detektorns amplitudestimat över tiden. Oftast regleras det automatiskt med bandbredden på filtret, eftersom smalare filter behöver proportionerligt längre tid för att ge ett bra resultat. Sveptiden beror därför på antalet punkter för frekvenser, bandbredd på filtret och videobandbredden. Ibland kan man styra videobandbredden manuellt för att få en längre tid, då det kan vara gynnsamt för att få en tydligare bild, det vill säga ta bort brus och störningar som enbart skapar variationer för att man inte observerar ett bra medelvärde. Videobandbredden påverkar alltså inte själva mätresultatet, utan är enbart till för att användaren lättare ska kunna avläsa mätningen.

9.2.14 Signalgenerator

HAREC a.8.2.1.4

Signalgeneratoren (eng. *signal generator*) är ett instrument, som namnet antyder, genererar en signal, i detta fall en radiofrekvent signal.

Detta instrument kan användas för att till exempel testa mottagare, eller för att generera en eller

flera kontrollerade signaler för att till exempel testa förstärkarsteg.

Äldre signalgeneratorer var oftast uppbyggda runt en resonanskrets, och drev ofta i frekvens nära de värmdes upp. De var sålunda inte stabila. Senare generatorer arbetade med frekvenssyntes, och var att föredra i detta sammanhang.

Den kan också användas för att generera en testsignal, som man matar in på en mottagares ingång, för att sedan kunna följa signalen med en spektrumanalysator (se 9.2.13).

En bra signalgenerator ska ha förmågan att ge en så ren signal som möjligt, där övertoner och sidband av olika slag är så låga som möjligt. Ofta genererar generatorn ett egenbrus runt den inställda signalen. Detta brus avtar, ju längre bort man kommer från den inställda signalen. Detta brus ska förstås vara så lågt som möjligt.

En annan önskvärd parameter är möjligheten att kunna reglera den radiofrekventa utnivån över ett stort område. Signalgeneratorer innehåller oftast någon form av mätfunktion för att kunna mäta nivån.

En fördel är om signalgeneratorn har en möjlighet att själv skapa modulation, till exempel AM- eller FM-signaler. Det kan emellanåt finna en inbyggd lågfrekvensgenerator, där man kan ställa in önskad frekvens för att till exempel generera en ton. I detta sammanhang brukar det också finnas möjlighet att justera modulationsgraden för AM, eller deviationen för FM-signalen.

9.2.15 Nätverksanalysator

En *nätverksanalysator* (eng. *network analyser*) används för att mäta hur mycket signal som går igenom en koppling, till exempel filter eller förstärkare, eller hur mycket signal som reflekteras tillbaka från till exempel en antenn. Ibland kallas detta även för *antennanalysator* i amatörradiosammanhang.

En nätverksanalysator som enbart kan mäta amplituder kallas ibland för *skalär nätverksanalysator* (eng. *Scalar Network Analyzer (SNA)*). En spektrumanalysator med en så kallad *tracking generator*, som genererar en signal med samma frekvens som man analyserar, kan agera SNA. En signalgenerator med svepfunktion kan också agera SNA.

En nätverksanalysator som mäter fasen både på utgående och inkommende signal kan även mäta fasförskjutningen, och då kan man representera fasen både som komplex storhet eller med polära koordinater, det vill säga amplitud och fas. En sådan nätverksanalysator kallas för *vektornätverksanalysator* (eng. *Vector Network Analyzer (VNA)*).

Användningsmässigt liknar en nätverksanalysator en spektrumanalysator, men med flera väsentliga skillnader. För att få korrekt mätning av amplitud och fas läggs större vikt vid att göra *kalibrering* (eng. *calibration*), något som görs för att kompensera varierande amplitud och fas för olika frekvenser. Vid kalibrering använder man ofta *last* (eng. *load*), *kortslutning* (eng. *short*) samt *öppen port* (eng. *open*)

mätning av kalibreringsreferenser. För två-ports mätning använder man även en *överföring* (eng. *through*) för att få port-till-port egenskaperna korrekt. Efter kalibrering av instrumentet så korrigeras mätningarna, och ibland kan skillnaderna vara drastiska.

Nätverksanalysatorn har därtill ofta ett stort antal olika sätt att presentera mätresultaten så att man kan mäta enligt *scatter-modellen*, *return loss (RL)*, *VSWR*, *Smith-diagram* och så vidare. Det gör att en nätverksanalysator kan vara ett kraftfullt verktyg som korrekt använd kan ge god insikt i hur en krets beter sig.

10 EMC

Det moderna samhället blir alltmer tekniskt avancerat och antalet elektroniska apparater i hemmen och på arbetsplatserna ökar kraftigt. Den ökande mängden och komplexiteten hos apparaterna kräver därför regler, som styr både utförande och användning med rimligt bibehållen säkerhet och funktion. Internationella och nationella väl preciserade regler för radio- och teletekniskt samexistens är numera helt nödvändiga.

10.1 Störningar och störkänslighet

10.1.1 Om EMC-lagen

Samlingsbegreppet är *Electromagnetic Compatibility* (EMC), det vill säga en apparats förmåga att fungera tillfredsställande i sin elektromagnetiska omgivning så att den:

- inte alstrar en elektromagnetisk störning som överskrider en nivå som tillåter radio- eller teleutrustning eller annan utrustning att fungera som avsett
- har en sådan tålighet att den elektromagnetiska störning som kan förväntas vid avsedd användning inte medför att utrustningens funktion försämras i en oacceptabel utsträckning.

Lagen om elektromagnetisk kompatibilitet, *SFS 1992:1512* [4] ger regeringen eller den myndighet regeringen bestämmer rätt att i fråga om kommunikationer eller näringsverksamhet eller skydd för liv, personlig säkerhet eller hälsa meddela föreskrifter om EMC. Förordning om elektromagnetisk kompatibilitet *SFS 2016:363* [10] definierar nyckelbegreppen; apparater, EMC, elektromagnetisk störning och tålighet.

Lagen och förordningen tillsammans med Elsäkerhetsverkets föreskrifter *ELSAK-FS* samt direktivet om elektromagnetisk kompatibilitet implementerar EU-direktiv 2014/30/EU i Sverige. Elsäkerhetsverket är ansvarig myndighet, med rätt att utfärda föreskrifter om bland annat skyddskraven, kontroll och märkning samt om vissa undantag.

Ovanstående handlar om störningar orsakade av apparater eller störningar på apparaters funktion. Sådana störningar kan anmälas till Elsäkerhetsverket. Störningar orsakade av radiosändare eller radiomottagare behandlas i avsnitt 10.1.2.

10.1.2 Utdrag ur LEK

Post- och telestyrelsens föreskrifter om undantag från tillståndsplikt för användning av vissa radiosändare

PTSFS 2020:5 [13] hänvisar till lag om elektronisk kommunikation *LEK SFS 2003:389* [6]. Där kan följande läsas om åtgärder vid störningar:

3 Kap. 13§ Om det uppkommer skadlig störning, skall tillståndshavaren omedelbart se till att störningen upphör eller i möjligaste mån minskar, om inte störningen är tillåten. Detsamma gäller den som använder en radiomottagare som stör användningen av en annan radiomottagare.

Skadlig störning definieras i 1 Kap 7§ som:

störning som äventyrar funktionen hos en radionavigationstjänst eller någon annan säkerhetstjänst, eller som på annat sätt allvarligt försämrar, hindrar eller upprepat avbryter en radiokommunikationstjänst som fungerar i enlighet med gällande bestämmelser, inbegripet störning av befintliga eller planerade tjänster på nationellt tilldelade frekvenser

Tillåten störning definieras i förarbetena till *LEK* som en störning orsakad av användares delning av frekvens och anses då vara tillåten. Observera dock att användare med sekundär status inte får störa användare med primär status vid delning av frekvens eller frekvensband. I *LEK* definieras även radioanläggning:

anordning som möjliggör radiokommunikation eller bestämning av position, hastighet eller andra kännetecken hos ett föremål genom sändning av radiovågor (radiosändare) eller mottagning av radiovågor (radiomottagare)

10.1.3 Utstrålning från amatörradiosändare

Vad som sägs i 3 Kap 4§ Lag om elektronisk kommunikation och skrivningen i Post- och telestyrelsens föreskrifter om undantag från tillståndsplikt för användning av vissa radiosändare 3 Kap 14§ *De tekniska egenskaperna hos amatörradiosändaren ska anpassas så att de inte stör användningen av andra radioanläggningar*. Tillsammans med skrivningarna i Strålsäkerhetsmyndighetens *SSMFS 2008:18* och Förordning om elektromagnetisk kompatibilitet *SFS 2016:363*. Medför detta att sändareffekten alltid ska anpassas så att styrkan av utstrålade fält inte förorsakar störningar eller för höga nivåer av elektromagnetiska fält.

Den enligt undantagsföreskrifterna högsta tillåtna uteffekten kan alltså inte användas hinderslöst.

Om störningarna inte kan avhjälpas kan PTS komma att anvisa om restriktioner (begränsningar i sändningstillståndet), det kan vara sändningsförbud under vissa tider, på vissa frekvenser, över viss sändareffekt etc.

10.1.4 PM vid störningsproblem

- Störningar är alltid förenade med obehag och ställer grannsämjan på prov. Håll dig väl med dem som bor i omgivningen! Observera även att gällande EMC har myndigheter inte rättighet att få tillträde till bostäder.
- Om det väcks klagomål på dig om störningar, ska du först kontrollera din egen sändare och antennanläggning.
- Be därefter att få undersöka antennanläggning och apparater hos den som besväras av störningar.
- Om du ser en lösning, berätta om vad som kan göras. Kom överens om vad som får göras. Ändra då inte något inne i apparater, men prova gärna ut yttre, kompletterande filter etc.
- Om det inte går att komma till rätta med störningarna bör de som levererat och installerat anläggningen anlitas.
- Störningsanmälan gällande radiokommunikation kan göras på PTS webbplats.
- Störningsanmälan gällande produkter kan göras till Elsäkerhetsverket.

10.1.5 Arbeta aktivt med avstörning

- Låna hem en av SSA:s avstörningslådor och försök att finna en lösning. I lådan finns ett sortiment av frekvensfilter för avstörning.
- Undvik att störa i onödan. Sänk sändareffekten och begränsa sändningstiden under utprovningen av en lösning.

Lyckas du inte själv med att störa av:

- Ta gärna hjälp av en radioamatör med erfarenhet av avstörning.
- Anlita annan sakkunnig hjälp.

10.2 Störningar i elektronik

Liksom att radiomottagning kan ”störas” av sändningar som inte är av intresse, så kan störningar i form av radiovågor från olika slags elektrisk utrustning försvåra mottagning eller andra funktioner.

Utstrålning från till exempel datorer, kabel-TV, hushållsmaskiner, tändgnistor från oljebrännare, bilar

och mopeder etc. är radiovågor. Elektriska apparater kan alltså både störa och störas genom radiovågor, även om de inte är definierade som *radioanläggning*, det vill säga radiosändare och/eller radiomottagare.

Störningar som uppstår av elektromagnetiska fält kallas *Electromagnetic Interference (EMI)*. Känsligheten för sådana störningar kallas för *Electromagnetic Susceptibility (EMS)*.

10.2.1 Blockering

HAREC a.9.1.1

I de flesta mottagare finns en automatisk förstärkningsreglering. Om insignalerna blir för starka, så räcker regleringen inte till. Då överstyrts förstärkarstegegen så att de arbetar olinjärt. Detta kallas blockering och kan medföra att mottagaren tystnar eller en TV-bild försvinner.

Ett sätt att undvika blockering är att koppla en *dämpsats* (eng. *attenuator*) till mottagaringången. En sådan sänker dock signalstyrkan över hela frekvensområdet, inte bara för en viss signalfrekvens.

10.2.2 Interferens

HAREC a.9.1.2

När den önskade signalen störs av en annan signal nära i frekvens, kallas det *interferens* (eng. *interference*). I mottagaringången finns frekvensfilter, som undertrycker ej önskade signaler, om de inte ligger alltför nära. Om ingången inte är tillräckligt selektiv, kan det behövas en tillsats som förbättrar selektiviteten.

10.2.3 Intermodulation

HAREC a.9.1.3

Blandningsprodukter av signaler i en mottagare eller sändare kallas för *intermodulation* och kan höras som falska signaler i en mottagare. (se även kapitel 5.9.6)

10.2.4 LF-detektering

HAREC a.9.1.4

HF-signaler kan komma in genom in- och utgångarna för LF samt genom nätkabeln. Dessutom förekommer direkteinstrålning av radiovågor genom apparathöljet, om detta inte har tillräckligt avskärmande verkan. *LF-detektering* uppstår när HF-signaler demoduleras i diodsträckor i den störda apparatens komponenter. Detta sker oavsett vilken frekvens som sändaren eller mottagaren är inställd på. Den uppstår särskilt vid AM- eller SSB-modulerade sändningar samt av transienter vid bärvägsnyckling av sändare.

Problem med LF-detektering kan minska genom att minska uteffekten från sändaren eller genom att flytta antennen så att fältstyrkan minskar. Ofta är det inte möjligt att förhindra LF-detektering utan ingrepp i den störda apparaten. Sådana ingrepp bör endast utföras av fackman.

10.3 Störningsorsaker

10.3.1 Störningar från sändare

HAREC a.9.2.1 HAREC a.9.2.2

HF-förstärkare, till exempel i sändarslutsteg, kan komma i oönskad självsvängning, vilket kan uppstå av flera orsaker; det kan vara bristande avkoppling av matningsspänningar, induktiv och/eller kapacitiv återkoppling etc.

Effektförstärkare kan även överstyras. Då uppstår intermodulation och övertoner som strålas ut på oönskade frekvenser. I många fall kan störningar undvikas med en eller flera av följande åtgärder:

- Använd inte mer effekt än vad som behövs.
- Undvik att överstyra sändarslutsteget (kontrolleras t.ex. med ALC-mätaren).
- Förse sändarutgången med lågpassfilter. På så sätt undertrycks övertoner.
- Anpassa sändarens och antennanläggningens impedanser till varandra. Stäm av sändarens π -filter och/eller en separat antennanpassningsenhet rätt. En felinställd sändare kan medföra oavsiktligt utstrålning.
- Koppla in balanseringsnät (balun) mellan osymmetriska antennledningar (koaxialkablar) och symmetriska antenner.
- Placera antennen högt och fritt och så långt från personer och störningskänslig utrustning som möjligt. Fältstyrkan är nämligen högst närmast antennen. Se kapitel 11 om elektriska fält.
- Undvik direkt HF-instrålning på elnätet genom att använda nätfILTER.
- Använd ”mjuk” nyckling av bärvägen (avrundade telegrafitecken). Vid hård nyckling alstras övertoner i form av knäppar som hörs långt vid sidan av sändningsfrekvensen. Se även kapitel 10.4.11.

10.3.2 Störningar på radiomottagning

HAREC a.9.2.3.1 HAREC a.9.2.3.2 HAREC a.9.2.3.3

I regel uppstår störningar på radiomottagning först när instrålade signaler uppnått en viss styrka – immunitetsnivån för HF. Man kan tala om tre slags HF-immunitet hos mottagare:

- mot signaler genom antenningången
- mot signaler genom övriga anslutna ledningar, till exempel högtalar- och nätkablar
- mot elektriska och/eller magnetiska fält som strålar direkt in i apparaten.

I de båda första fallen kan det hjälpa med komplettering med hög- och/eller lågpassfilter och skärmströmsfilter.

Störningar orsakade av instrålning är svårast att avhjälpa och fordrar ingrepp i mottagaren, vilket bör överlätas till en fackman med tillgång till tillverkarens serviceinstruktioner.

10.3.3 Störningar på TV-mottagning

Störningar från radiosändare kan yttra sig till exempel på följande sätt för digital TV:

Sändningar, främst på 2-meter men även på 70-cm, kan orsaka blockering och bildstörningar vid mottagning av digital-TV. TV-bilden tappar då information, det blir pixlingar (fyrkantiga rutor), grönt brus eller hela bilden fryses eller försvinner kortvarigt. För analog TV i till exempel kabel-TV-nät kan störningarna yttra sig på följande sätt:

- Vid sändning av amplitudmodulerade signaler, till exempel AM och SSB, uppstår ljudförvrängning i ljudkanalen samt ränder med mera i bilden.
- Vid sändning av FM och CW uppstår ljudstörningar samt kontrastvariationer, interferensmöns ter (moire-effekter) med mera i bilden.

Problem med störningar av den här typen har minskat betydligt sedan digital-TV infördes och de flesta TV-sändningar numera sker på VHF- och UHF-bandet.

Störningar i TV som orsakas av sändare på lägre frekvenser kan i många fall avhjälpas med frekvensfilter. Ett lågpassfilter efter en kortvågsändare kan till exempel dimensioneras att endast släppa igenom signaler under cirka 35 MHz. Läs mer om lågpassfilter i kapitel 10.4.3.

Ett högpssfilter före en TV-mottagare kan till exempel dimensioneras att endast släppa igenom signaler med frekvenser över cirka 35 MHz. Läs mer om högpssfilter i kapitel 10.4.4.

Om inte mottagning i TV-band I och II är av intresse, så kan ett högpssfilter med en gränsfrekvens av cirka 160 MHz sättas in. Det dämpar den oönskade utstrålning från sändare i HF- och lägre VHF-området, det vill säga upp till och med 144–146 MHz amatörband. Däremot släpps TV-band III (174–230 MHz) och TV-band IV och V igenom (470–890 MHz).

Ytterligare avstörningsmedel kan sättas in om det uppstår störningar av amatörradiosändningar. Det kan vara skärmströmsfilter på antennkablar, bandspärrar samt sug- och spärrkretsar avstämda till störfrekvensen, bandpassfilter avstämmt till nyttofrekvensen. Läs mer om filter i kapitel 10.4.5.

Ett vanligt störningsfall är att en bredbandig antennförstärkare blir överstyrd eller blockerad av en sändare. Se även kapitel 10.2.1.

- Försök att undvika antennförstärkare.

- Försök att undvika dåligt skärmade skarvar och antennkontakter.
- Skaffa en bättre TV-antenn som även kan ta emot TV-sändningar på VHF. Många hushåll har idag endast en UHF-antenn och har därför dålig antennsignal på VHF-bandet där sändningar för HD-TV sker i många områden.

10.3.4 Störningar på LF-apparater

Störningar av HF-instrålning i ljudbandspelare, LF-förstärkare, telefonapparater etc. kan ofta stoppas med avkopplingskondensatorer och HF-drosslar. Moderna avstörningsdrosslar innehåller oftast något ferritmaterial i form av rör, stavar eller ringar.

10.4 Avstörningsmetoder

10.4.1 Allmänt

För att prova ut ett filter, som bäst löser ett visst radiostörningsproblem, kan man behöva tillgång till ett filtersortiment. Som exempel nämns bland annat filter i SSA:s avstörningslådor.

10.4.2 Nätfilter

HAREC a.9.3.1.1

Nätledningar kan fungera som antenn. I sändarfallet kan HF-signaler komma ut i elnätet genom nätledningen och störa andra apparater både genom direktanslutning och genom strålning. I mottagarfallet kan HF-signaler uppfångas av nätledningen, ledas in i apparaterna och LF-detekteras där. För att förhindra sådana störningar behövs ett nätfilter.

Nätfiltret ska vara dimensionerat för den nätströmmen, som apparaten är avsäkrad för och bör anslutas så nära apparaten som möjligt. Om filtret inte kan placeras där, kan det vara nödvändigt att även skärma nätledningen mellan filtret och apparaten och jorda skärmen.

Om ledningen förses med till exempel en serieinduktans – en drossel – så dämpas HF-signaler. En drossel kan man göra till exempel genom att linda upp några varv av nätsladden närmast apparaten på toroider eller en eller flera sammanlagda ferritstavar. I svåra fall kan det behövas ett bredbandigt nätfilter, liknande det på bild 10.1.

Det kan förekomma kraftiga spänningstransienter (spänningsstötar) på elnätet. Dessa transienter kan leda till felfunktioner i anslutna apparater. För att förebygga sådana fel kan man koppla in ett överspänningsfilter, som kan vara separat eller sammanbyggt med nätfiltret.

10.4.3 Lågpassfilter

Lågpassfilter släpper igenom signaler med frekvenser under filtrets gränsfrekvens.

Ett lågpassfilter med lämpligt vald gränsfrekvens dämpar till exempel övertonsutstrålningen från en sändare, vars sändarfrekvens ligger under filtrets gränsfrekvens medan övertonerna ligger över dess gränsfrekvens.

Övertoner kan dämpas med lågpassfilter. En överton är i detta sammanhang en multipel av sändningsfrekvensen (grundtonen) exempelvis för 3,5 MHz grundtonen = (1:a harmoniska) 3,5 MHz, 1:a överton = (2:a harmoniska) 7,0 MHz, 2:a överton = (3:e harmoniska) 10,5 MHz osv.

Viktigt för avsedd filterverkan är, att filtret ansluts med korrekt impedansanpassning och med kortast möjliga ledningar. Detta gäller för övrigt alla filter.

Utstrålning utanför sändningsslagens tillåtna bandbredd anses som ”icke önskad utstrålning”. Vidare gäller att sådan utstrålning från amatörradiosändare ska hållas så låg som dagens amatörradioteknik medger. Bild 10.2 visar principen för lågpassfiltret TP 30 för kortvåg, med gränsfrekvensen 36 MHz, att kopplas mellan sändaren och antennledningen. Med denna gränsfrekvens dämpas övertoner från sändare så att risken för TV-störningar minskar.

10.4.4 Högpassfilter

Högpassfilter släpper igenom signaler med frekvenser över filtrets gränsfrekvens.

Bild 10.3 visar principen för högpassfiltret HP 40-S med gränsfrekvensen 47 MHz, att kopplas in mellan antennledningen och en mottagare för VHF eller högre frekvenser.

Störningar kommer inte alltid ”utifrån”. De kan till exempel alstras i bredbandiga antennförstärkare, vilka lätt överstyrts av alla slags signaler från ett stort frekvensområde. Man kan då koppla in ett högpassfilter före bredbandsförstärkaren, men en bättre lösning är att byta till en väl skärmad passbands- eller ännu hellre kanalförstärkare.

Koaxialkablar med täta skärmar och rätt monterade anslutningskontakter är också viktigt för en lyckad avstörning.

10.4.5 Spärrfilter och sugkretsar

Om en störande signal råkar finnas inom passbandet för mottagaren kan man undertrycka – ”spärra” – den signalen med ett spärr- eller sugfilter. Vilket man väljer är inte kritiskt.

Den störande signalen kan ”spärras” med en parallellresonanskrets i serie med mottagaringången (Bild 10.5). Kretsen består av en induktans och en kapacitans.

Om man använder en stub som resonanskrets – till exempel en koaxialkabel – så ska den ha längden $\lambda/4$ och vara ”kortsluten” eller ha längden $\lambda/2$ och vara ”öppen”.

Man kan även kortsluta – ”suga bort” den störande signalen med en serieresonanskrets parallellt över mottagaringången (Bild 10.6). Om man då använder

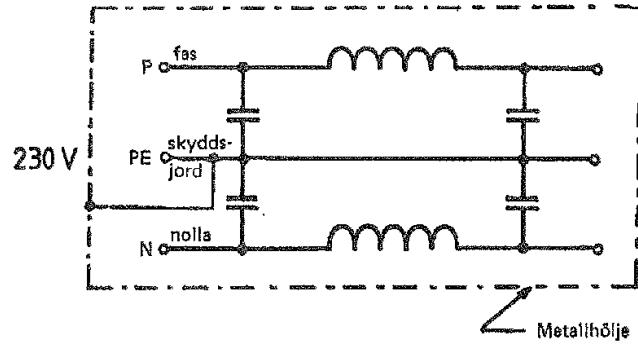


Bild 10.1: Nätfilter

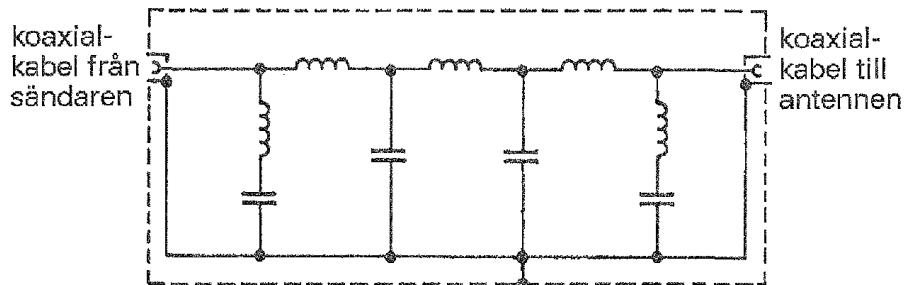


Bild 10.2: Lågpassfilter för sändare

en stub, så ska den ha längden $\lambda/4$ och vara ”öppen” eller ha längden $\lambda/2$ och vara ”kortsluten”.

Den störande signalen kan undertryckas ytterligare med fler stubar, som ordnas som i bild 10.6. Filtret består då av öppna $\lambda/4$ -stubar, som utgör avgrenningar från antennkabeln med ett avstånd av $\lambda/4$.

(Om stubarna i detta filter kortsluts, så bildas ett bandpassfilter i stället).

Exempel på kommersiella spärrfilter är SF 145-S för 144 MHz och SF 435-S, för 435 MHz amatörband. De är avsedda att kopplas in före mottagare som störs av amatörradiosändningar.

SF 145-S spärrar amatörbandet 144–148 MHz och släpper igenom banden 0–120 och 174–870 MHz.

SF 435-S spärrar amatörbandet 430–440 MHz och släpper igenom 0–350 och 470–870 MHz.

10.4.6 Nät- och skärmströmföring för mottagning

Bild 10.7 visar nät- och skärmströmföring. Det är vanligt att *gemensam strömöverföring* (eng. *common mode current*) uppstår som läckage från utrustning och antenn. Detta kallas ofta ledningsbunden störning. Det gör att antennkabeln kan också fungera som antenn. Särskilt i skärmskarvar kan HF-strömmar läcka ut och in. De kan då passera förbi eventuella antennförstärkare, filter etc. och orsaka störningar.

I enkla fall kan gemensam ström stoppas med att linda upp kabeln några varv på ferritstavar eller genom en stor ferritring som på bilden. En nätkabel, så kallad sladdställ, får inte kapas och skarvas.

10.4.7 Phono-ingångsföring (TBA 302)

Bild 10.8 visar phonoingångsföring. Störande påverkan från radiosändningar kan uppstå om anslutningsledningarna till phono-ingången i LF-förstärkare är

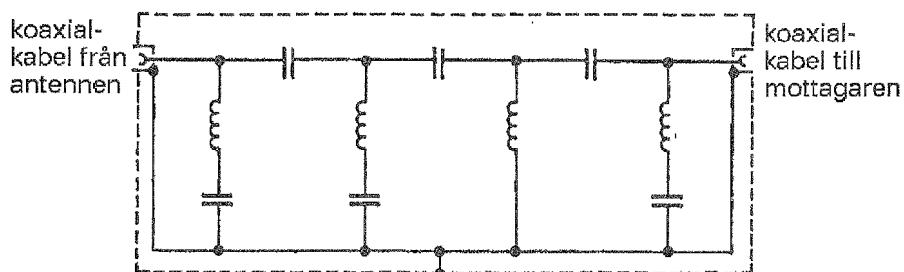


Bild 10.3: Högpassfilter för VHF/UHF-mottagare

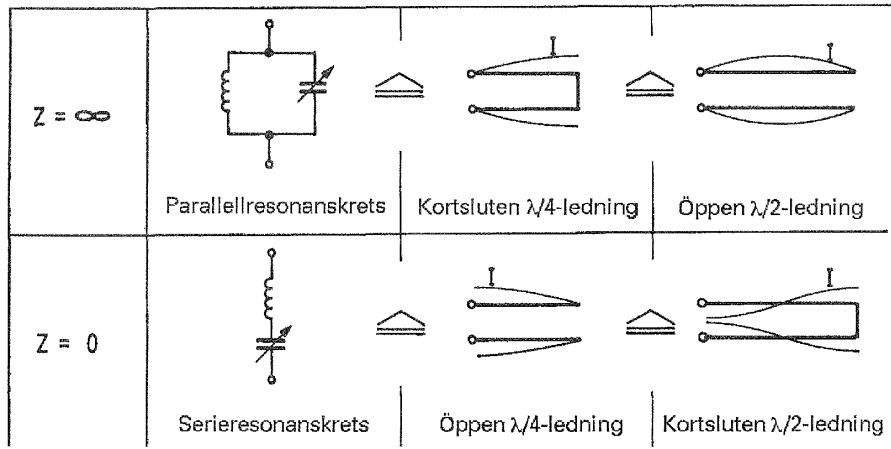


Bild 10.4: Ingångsimpedansen i resonanskretsar

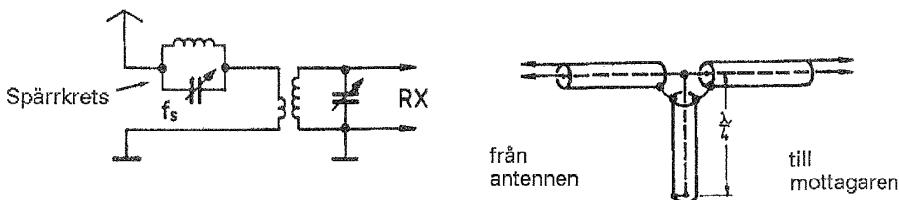


Bild 10.5: Spärrfilter för mottagare

dåligt skärmade och avkopplade. Sådana störningar kan avhjälpas med ett filter.

10.4.8 Högtalarledningsfilter (EM 502-B)

Bild 10.9 visar högtalarledningsfilter. HF-instrålning på högtalarledningar kan ha en störande påverkan. Detta kan undvikas genom koppla in HF-drosslar i ledningarna. Dessa drosslar bör vara skärmade så att de inte verkar som antenner istället.

I enklare fall kan det räcka med att byta till skärmade högtalarkablar eller att linda upp en sträcka av ledningarna på en ferritkärna.

10.4.9 Avkoppling av HF-signaler

HAREC a.9.3.1.2

Med avkoppling av en signal menas att den avleds från en signalväg till en annan. Vid avstörning avkopplas vanligen den störande signalen till systemjord.

Störimmuniteten i mottagare kan alltså förbättras genom att LF-ingångarna HF-avkopplas med kondensatorer och/eller HF-spärras med drosslar.

I svåra störningsfall kan det också bli nödvändigt med HF-avskärmning av LF-ingångsstegen, liksom med ytterligare avstörningsfilter inne i förstärkaren. Sådana åtgärder innebär emellertid att konstruktionsändringar har gjorts. Apparatens elsäkerhetsmärkningar är då ogiltiga.

Bild 10.11 och 10.10 visar några sätt att avkoppla en oönskad signal från styrgallret i ett elektronrör respektive från basen i en transistor.

10.4.10 Parasitfilter

Bild 10.12 visar parasitfilter i HF-förstärkare. Förstärkarsteg kan råka i självsvängning, ofta på frekvenser i VHF/UHF-området. Ett sätt att stoppa det är med så kallat parasitfilter.

10.4.11 Nycklingsfilter

Bild 10.13 visar nycklingsfilter. När en bärväg nycklas, så bildas övertoner. Blandningsprodukter av övertonerna och bärvägen hörs som knäppar på omkringliggande frekvenser. Märk att övertoner uppstår vid all bärvägsnyckling – inte bara vid morseleografering!

När övergångstiden är kort (hård nyckling), så bildas fler övertoner än när den är längre (mjuk nyckling). Knäpparna kan till en del dämpas med ett nycklingsfilter där dels insvängningsförloppet bromsas med en drossel i serie med nycklingskontakten och dels ursvängningsförloppet med en seriekreks av en resistor och en kondensator, kopplade parallellt över nycklingskontakten.

10.4.12 Förbättrad skärmning

HAREC a.9.3.1.3

HF-energi kan i olyckliga fall även stråla ut genom sändarens hölje och in genom andra apparaters hölje. Det medför att apparaternas skärmningar och

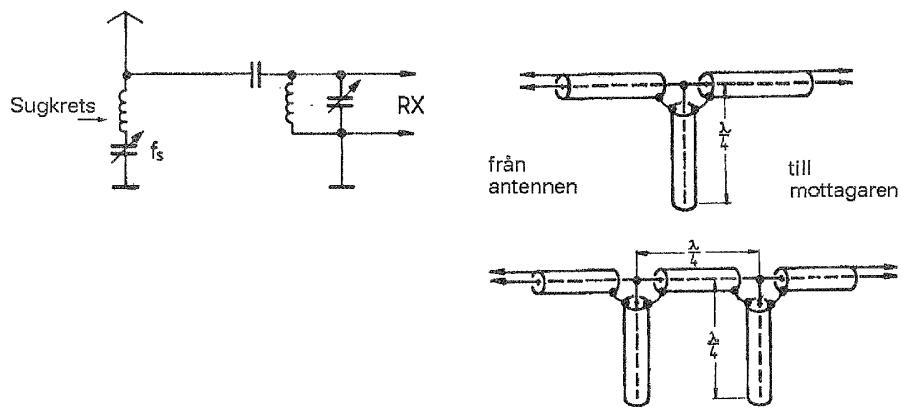


Bild 10.6: Sugkretsar för mottagare

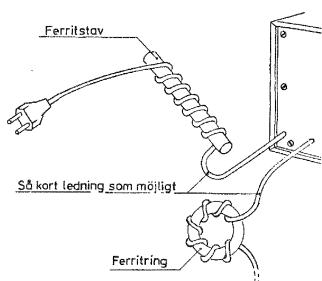


Bild 10.7: Nät- och skärmströmförstöringsfilter

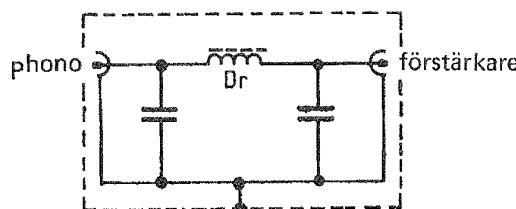


Bild 10.8: Phonoingångsförstöringsfilter

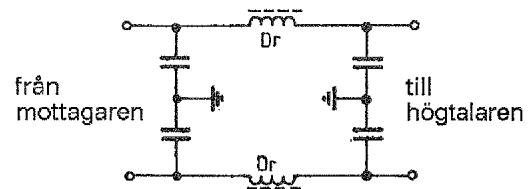


Bild 10.9: Högtalarledningsfilter

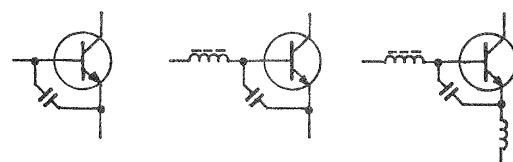


Bild 10.10: HF-avkopplad bas på tre sätt

jordning måste förbättras. Följ då elsäkerhetsbestämmelserna! Se även kapitel 1.3, 1.4 och 12.2.

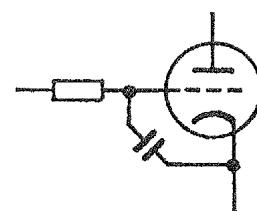


Bild 10.11: HF-avkopplat styrgaller

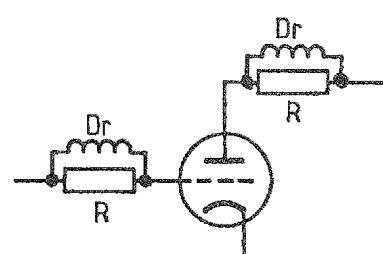
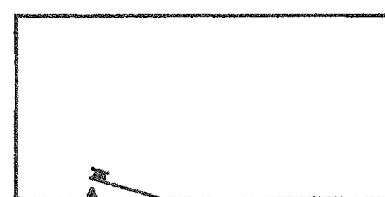


Bild 10.12: Parasitfilter i HF-förstärkare

hårda CW-tecken



mjuka CW-tecken

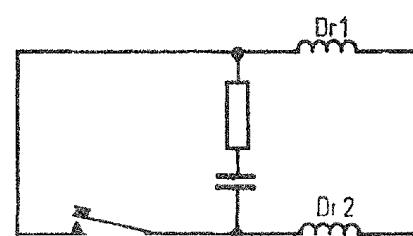


Bild 10.13: Nycklingsfilter

11 Elektromagnetiska gränsvärden

11.1 Inledning

En amatörradiostation skickar ut radiovågor, signaler, för att kommunicera trådlöst med hela världen. Radiovågorna kallas även elektromagnetiska fält (EMF) (eng. *Electromagnetic Field (EMF)*). Runt alla antenner som sänder ut radiovågor bildas elektromagnetiska fält av den energi som skickas in i antennerna från radiosändaren.

Radiovågorna från en amatörradiostation, de elektromagnetiska fälten, klassas som *icke-joniserande strålning* och är som sådan strålning inte tillräckligt energirik för att orsaka annat än uppvärmning av kroppens vävnad.

I allmänhet har studier visat att de nivåer av elektromagnetiska fält som allmänheten kan utsättas för i näheten av en amatörradiostation ligger långt under de värden där kroppstemperaturen skulle öka.

Icke-joniserande strålning, som optisk strålning (infraröd strålning, synligt ljus och ultraviolett strålning) och elektromagnetiska fält (radiovågor och mikrovågor) är normalt inte lika energirik som joniserande strålning. När elektromagnetisk strålning absorberas i biologisk vävnad eller material är den dominande effekten därför endast en temperaturhöjning i vävnaden eller materialet.

Joniserande strålning, partikelstrålning eller elektromagnetisk strålning, som har tillräcklig energi för att rycka loss elektroner från de atomer som den träffar och förvandla dem till positivt laddade joner, jonisering. Exempel på joniserande strålning är röntgenstrålning och strålning från radioaktiva ämnen. Energin hos joniserande strålning kan vara så hög att den kanträna in i kroppen och påverka cellstruktur samt arvsmassa (DNA) i biologiskt material.

Inom World Health Organization (WHO) finns ett program som kallas "The International EMF Project" och där samlas all vetenskaplig information som finns om biologiska effekter orsakade av elektromagnetiska fält. "International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection", (ICNIRP) är en fristående organisation (erkänd av WHO) som bland annat använder denna information för att utveckla riktlinjer för begränsning av exponeringsnivån för elektromagnetiska fält. Dessa riktlinjer används av många länder.

Strålsäkerhetsmyndigheten (SSM) är den myndighet som har det formella ansvaret för strålskydd i Sverige. Myndigheten ska bland annat förebygga akuta skador och minska risken för sena hälsoeffekter

hos allmänheten till följd av exponering för elektromagnetiska fält.

SSM har tagit fram allmänna råd SSMFS 2008:18 [8] för begränsning av allmänhetens exponering för elektromagnetiska fält. De allmänna råden anger vilka referensvärden som gäller i Sverige. Råden utgår från rekommendationer i EU-direktiv 1999/519/EG [5]. EU-direktivet följer i sin tur de riktlinjer för begränsning av elektromagnetiska fält som sammanställts av ICNIRP.

Eftersom grunden i amatörradioutövandet är att generera elektromagnetiska fält för att kommunicaera via radio så är kunskapen om EMF viktig. Med de möjligheter radioamatörer har, måste de allmänna råden gällande EMF följas. Förståelsen för hur fält uppträder och hur de kan begränsas anses vara fundamental kunskap för radioamatörer.

11.2 Fält

För att ange nivån på det elektriska fältet (E) används enheten "volt per meter" (V/m). Det magnetiska fältet (H) nivå anges i enheten "ampere per meter" (A/m).

Antennens uppgift är att så effektivt som möjligt omvandla den högfrekventa strömmen i matarkabeln till en elektromagnetisk våg som utbreder sig i luften.

Den sammansatta elektromagnetiska vågen uppträder inte direkt vid antennen utan uppstår i det som man kallar fjärrfältet. Detta sker genom växelverkan mellan de elektriska och magnetiska fältet som utgår från antennen. Teorierna som beskriver hur denna växelverkan fungerar är komplicerade men det viktiga att förstå är att det finns en gräns mellan vad man kallar fjärrfältet, längre bort från antennen och närfältet nära antennen.

I fjärrfältet kan man tack vara växelverkan mellan det elektriska- och det magnetiska fältet mäta vilket som helst av dem. I och med att det elektromagnetiska fältet sprider ut sig över en större yta så avtar styrkan i fältet med avståndet från antennen. Det sammansatta elektromagnetiska fältet som passerat gränsen till fjärrfältet avtar linjärt med avståndet, dubbleras avståndet halveras fältstyrkan. Det spelar ingen roll om antennen är helt rundstrålande eller koncentrerar effekten i en riktning, det elektromagnetiska fältet avtar på samma sätt.

I närfältet behöver man på grund av fältens komplicerade inbördes förhållande mäta både det elektriska och det magnetiska fältet för att få en uppfattning om storleken på det radiofrekventa fältet. I antennens närhet varierar nivåerna på de olika fälten kraftigt

och på vissa punkter kan höga fältstyrkenivåer mäts upp.

Om antennen har stor utsträckning i förhållande till använd våglängd kan ibland fjärrfältsformler användas för att överlagsmässigt beräkna fältstyrkenivå i antennens närfält. För kompakta antenner (t.ex. små loopar) krävs komplicerade beräkningar med hjälp av antennsimuleringsprogram.

Beroende på den antenntyp som genererar fältet är det antingen ett elektriskt eller magnetiskt fält som domineras i närfälten. Elektrisk fältdominans genereras av antenntyper som bygger på spänningsskillnader (t.ex. dipol) och magnetisk fältdominans av antenner med strömflöde (t.ex. små loopar).

Eftersom alla elektriska ledare kan betraktas som antenner kommer dessa att kunna generera fält, oavsett om det är tänkt att det ska vara en antenn eller inte. Man bör ha detta i åtanke vid installation av matarledning till antennen för att undvika att högfrekvent ström flyter tillbaka till stationen på utsidan av ledningen. Även de apparater man använder för att generera radiosignaler kan ha dålig skärmning och därigenom leds högfrekvent ström till apparaternas utsida.

Det finns alltså en risk att fältstyrkorna kan vara betydande i närheten av sändare och framför allt vid slutsteg med tillhörande kablage.

11.3 Allmänna råd

SSM har gett ut allmänna råd för begränsning av allmänhetens exponering för elektromagnetiska fält SSMFS 2008:18 [8]. Syftet med råden är att skydda allmänheten från akuta skadliga biologiska effekter vid exponering för elektromagnetiska fält. I råden anges grundläggande begränsningar och härledda referensvärden.

De grundläggande begränsningarna säkerställer att elektriska eller magnetiska fenomen som kan uppträda i kroppen inte stör funktioner i nervsystemet eller ger upphov till skadlig värmeytveckling.

De grundläggande begränsningarna är, enligt internationella rekommendationer, satta vid ungefär två procent av de nivåer vid vilka akuta biologiska effekter är vetenskapligt säkerställda.

Från de grundläggande begränsningarna har härletts referensvärdet som utgörs av storheter som är mätbara utanför människokroppen. Referensvärdet ska säkerställa att de grundläggande begränsningarna inte överskrids.

Om uppmätta värden överstiger referensvärdet, innebär detta inte nödvändigtvis att de grundläggande begränsningarna överskrids. I sådana fall gäller enligt dessa allmänna råd de grundläggande begränsningarna.

I EU-direktivet 1999/519/EG [5] skrivs att i sådana fall skall det göras en bedömning huruvida exponeringsnivån ligger under den grundläggande begränsningen.

Referensvärdena i de allmänna råden bör inte överskridas i något område där allmänheten kan vistas under sådana tider att begränsningarna är av betydelse.

Det finns två huvudsakliga akuta biologiska effekter som kan förekomma vid kraftig exponering för elektromagnetiska fält. Fält med frekvens upp till cirka 10 MHz kan om strömtätheten blir hög i kroppen påverka det centrala nervsystemet. Fält med frekvenser från 100 kHz till 10 GHz kan vid höga nivåer leda till en uppvärmning av kroppen.

När elektromagnetisk strålning absorberas i biologisk vävnad kan vävnaden värmas upp. Detta benämns ”Specific Absorption Rate” (SAR) som mäts i enheten watt per kilogram (W/kg) eller milliwatt per gram (mW/g). SAR definieras som den energi, medelvärdesbildad över hela kroppen eller delar av kroppen som absorberas per tidsenhet och per massenhet biologisk vävnad.

Då uppvärmningen av kroppsängen inte går snabbt räknar man med den medeleffekt som under en viss tid orsakar uppvärmning. För frekvenser mellan 100 kHz och 10 GHz beräknas SAR-värde som medelvärde under en sexminutersperiod. För beräkning av SAR-värde på frekvenser överstigande 10 GHz hänvisas till formler för beräkning enligt SSMFS 2008:18.

Beroende på kroppens storlek i förhållande till det elektromagnetiska fältets riktning och våglängd skapas resonansfenomen på grund av att kroppen fungerar som en antenn. Detta påverkar uppvärmningen på så sätt att vid frekvenser som är nära kroppens eller kroppsdelens elektriska resonansfrekvens absorberas effekten lättare och maximal uppvärmning uppstår. Hos vuxna ligger denna resonansfrekvens mellan 70 och 90 MHz om personen står upp är och isolerad från något som kan jämföras med ett jordplan. Även de olika kroppsdelarna kan vara resonanta. En vuxen persons huvud är till exempel resonant vid cirka 400 MHz.

Kroppens storlek avgör alltså vid vilken frekvens den absorberar mest effekt och vid frekvenser över och under resonansfrekvensen så minskar uppvärmningen orsakad av det elektromagnetiska fältet.

Referensvärdena tar hänsyn till detta faktum och det mest restriktiva frekvensområdet ligger inom området 10 till 400 MHz där effekt lättast absorberas av kroppen.

I frekvensområdet 10 till 110 MHz finns även en begränsning till 45 mA för inducerad ström i varje extremitet i syfte att begränsa det lokala SAR-värde.

Bild 11.1 illustrerar referensvärdet för begränsning av elektriska fält på platser där allmänheten kan vistas (100 kHz–10 GHz), med amatörband och fältstyrkenivå angivna, till exempel 10,15 MHz har en högsta tillåtna elektriskt fältstyrka på 28 V/m.

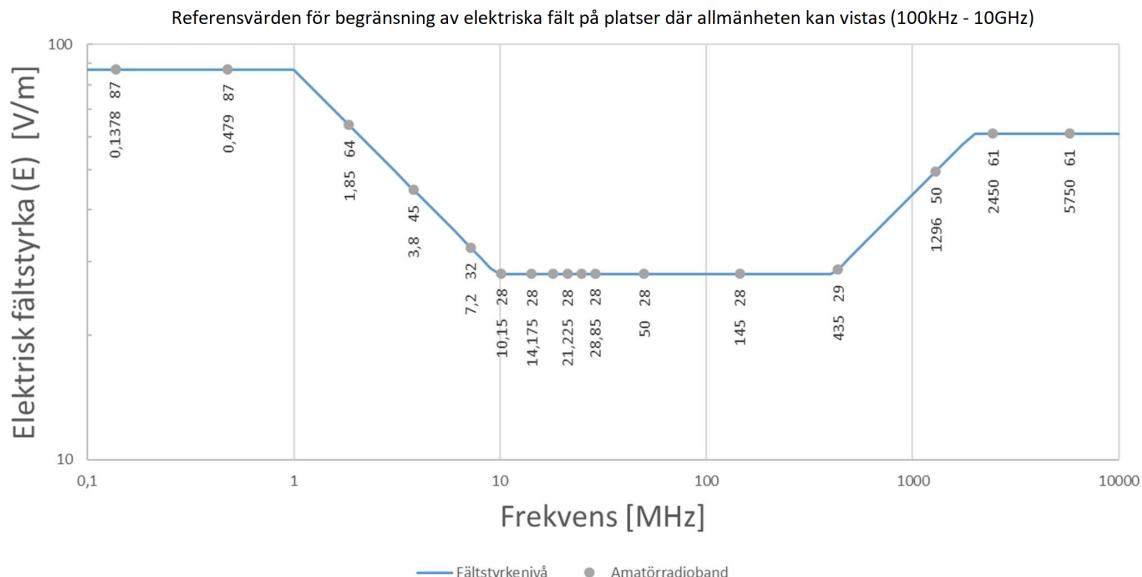


Bild 11.1: Referensvärden för begränsning av elektriska fält (100 kHz–10 GHz)

Bild 11.2 illustrerar referensvärden för begränsning av magnetiska fält på platser där allmänheten kan vistas (100 kHz–10 GHz), med amatörrband och fältstyrkenivå angivna, till exempel 10,15 MHz har en högsta tillåtna magnetisk fältstyrka på 73 mA/m.

11.4 Utvärdering av EMF

För att kunna utvärdera att den egna radiostationen vid sändning ger elektromagnetiska fält som understiger referensvärdena behöver man känna till de parametrar som är avgörande för styrkan på det elektromagnetiska fältet:

- Antennens förstärkning (G).
- Sändningens medeleffekt (P).
- Transmissionsledningens förluster (k).
- Distansen (d).

11.4.1 Antennen

Antennen tar emot signalen från sändaren via en matningskabel och omvandlar denna signal till en elektromagnetisk våg. Hur effektivt antennen omvandlar signalen från sändaren kan enklast förklaras med begreppen förstärkning eller antennvinst.

Man måste alltså känna till vilken förstärkning antennen har uttryckt i linjära faktorer i förhållande till en isotrop antenn.

Antennförstärkning i förhållande till en isotrop antenn uttrycks vanligen i dB. Detta medför att en vanlig dipolantenn som används som referens för 0 dBd har en förstärkning på 2,15 dBi jämfört med en isotrop antenn.

Alla värden på antennförstärkning uttryckt i dBd ska därför ökas med 2,15 för att kunna användas i

tabell 11.1 som visar förhållandet mellan förstärkning i dB och linjära faktorer.

För en antenn med förstärkningen 7 dBi ska alltså värdet 5,0 användas.

11.4.2 Sändareffekten

Alla SAR-värden ska beräknas som ett medelvärde under en period av sex minuter. För att kunna utföra en beräkning av effekterns medelvärde behövs utöver PEP-effekt kännedom om de två faktorer som påverkar medeleffekten. Faktorerna har därför betydelse för nivån på det elektromagnetiska fältet och påverkar därigenom den genomsnittliga exponeringen för EMF.

11.4.2.1 Modulationsfaktor

Beroende på trafiksätt så blir medeleffekten olika. Används FM så medför det modulationssättet att man använder max uteffekt kontinuerligt jämfört med SSB där medeleffekten beror på hur man talar.

Nedanstående tabell är de faktorer som enligt OET bulletin 65 supplement b, [18] används i USA för att räkna ut medeleffekten på grund av modulationsfaktorn.

Trafiksätt	Modulationsfaktor
SSB	0,2
CW	0,4
SSB med processing	0,5
FM	1,0
MGM (t.ex. RTTY,PSK)	1,0
Bärvåg	1,0

Tabell 11.2: Modulationsfaktor per trafiksätt

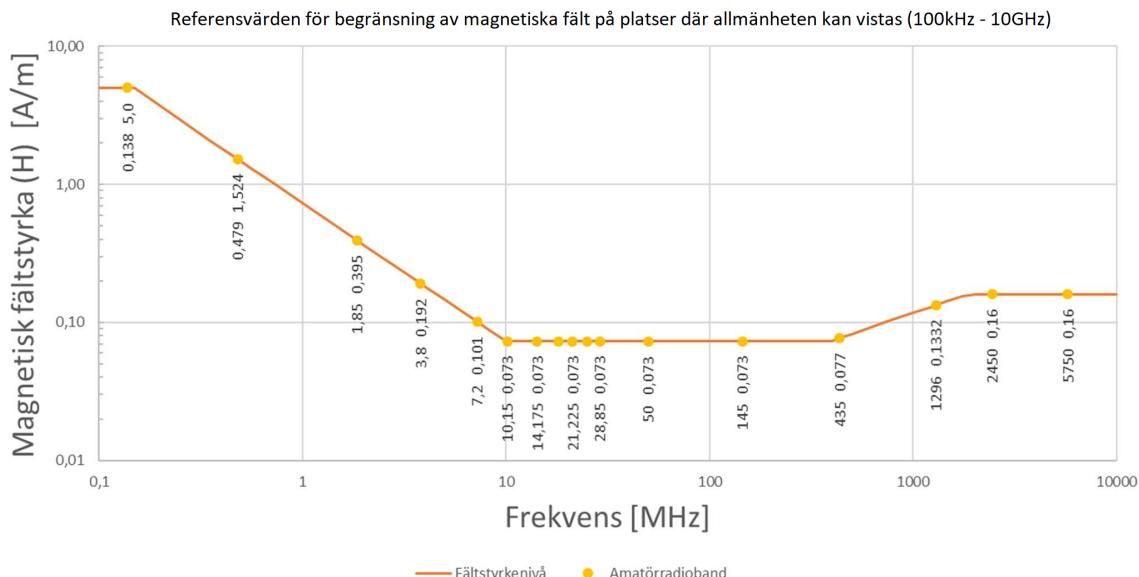


Bild 11.2: Referensvärden för begränsning av magnetiska fält (100 kHz–10 GHz)

dB	0	1	2	2,15	3	4	5	6	7	8	9
G	1,0	1,3	1,6	1,64	2,0	2,5	3,2	4,0	5,0	6,3	7,9
dB	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
G	10,0	12,6	15,8	20,0	25,1	31,6	39,8	50,1	63,1	79,4	100,0

Tabell 11.1: G = Antennens förstärkning i linjära faktorer

11.4.2.2 Intermittensfaktor

Vid vanlig amatörradioanvändning sänder man inte kontinuerligt då växling mellan sändning och lyssning sker regelbundet. Sänder man och tar emot lika mycket under en sexminutersperiod så blir faktorn 0,5 men om man lyssnar mycket mer och sänder sällan blir faktorn mindre.

Sändning (minuter)	Mottagning (minuter)	Intermittensfaktor
1	5	0,17
2	4	0,33
3	3	0,50
4	2	0,67
5	1	0,83
6	0	1,00

Tabell 11.3: Intermittensfaktor

11.4.2.3 Medeleffekt

För att räkna ut vilken medeleffekt som används ska man ta hänsyn till både modulationsfaktor och intermittensfaktor enligt följande

$$\text{Medeleffekt} = \text{Maxeffekten} \cdot \text{Modulationsfaktor} \cdot$$

Intermittensfaktor

P = Medeleffekten under en sexminutersperiod

11.4.3 Kabeldämpning

När uteffekten mäts vid sändaren och fältet genereras av effekten som når antennen måste även den dämpning som matarledaren har vara känd. Annars överskattas den genererade fältstyrkan.

Även här måste linjära faktorer användas. Försluserna i en kabel har negativa värden uttryckt i dB vilket medför att faktorerna i tabell 11.4 blir mindre än ett.

För en kabel med dämpningen 2,5 dB ska alltså värdet 0,56 användas.

11.4.4 Distans

För att kunna beräkna nivån på det elektromagnetiska fältet på en utvald plats behöver man veta distansen till den sändande antennen.

Enligt Strålsäkerhetsmyndighetens allmänna råd så bör inte referensvärdena överskridas på platser där allmänheten vistas. En bedömning bör därför göras över distanserna från den sändande antennen till platser allmänheten riskerar att exponeras för elektromagnetiska fält.

d = Distansen från antennen till platsen där fältstyrkan ska bestämmas

11.4.5 Beräkning

Beräkning av det elektromagnetiska fältet kan med enkelhet bara genomföras i fjärrfältet från en antenn.

dB	0,0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
k	1,00	0,89	0,79	0,71	0,63	0,56	0,50	0,45	0,40	0,35	0,32

Tabell 11.4: $k = \text{Matarkabels dämpning i linjära termer}$

I fjärrfältet vet vi sedan tidigare att man antigen kan utvärdera det elektriska eller det magnetiska fältet. Av denna anledning beskrivs här enbart beräkning av det elektriska fältets del av det elektromagnetiska fältet. Ett vedertaget avstånd från antennen där fjärrfältsberäkningar kan genomföras är $d = \lambda/6$.

Följande former gäller enbart för beräkning av korrekt fältstyrka i fjärrfältet men kan för enklare antenner användas för att uppskatta den fältstyrka som uppträder i närfältet.

E = Det elektromagnetiska fältets storlek i fjärrfältet

Det elektromagnetiska fältets storlek (i fjärrfältet) räknas ut från effekten (medelvärde), antennförstärkningen, matarledningens dämpning och avståndet enligt följande förenklade formel.

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot P \cdot G \cdot k}}{d}$$

Genom enkel matematik kan man då använda samma formel för att räkna ut på vilket avstånd man genererar en viss fältstyrka.

$$d = \frac{\sqrt{30 \cdot P \cdot G \cdot k}}{E}$$

Denna beräkning är enbart relevant för huvudloben. Fältet under antennen beräknas inte, och därför kan resultatet inte användas för att bedöma höjd på eller säkerhetsavstånd till antenntorn. Använd dataprogram för att få bra bedömning på hur en antenn beter sig, särskilt med avseende på antenner med riktverkan.

11.4.5.1 Exempel 1:

Vilken medelfältstyrka genererar man på ett visst avstånd från antennen?

En riktantenn för 144 MHz med förstärkning enligt databladet på 14,92 dBi (31 gånger). Max uteffekt är 1000 W och trafiksättet är MGM (t.ex. RTTY, PSK) med 30 sekunders intervaller. Den valda matarledningen har en dämpning på 2,5 dB (0,56 gånger). Avståndet från antennen till beräkningspunkten är 15 m.

$$P_{medel} = P_{pep} \cdot k_{mod} \cdot k_{if} = 1000 \cdot 1 \cdot 0,5 = 500 \text{ W}$$

$k_{mod} = \text{modulationsfaktor}$

$k_{if} = \text{intermittensfaktor}$

$G = 31 \quad k = 0,56 \quad d = 15$

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot P \cdot G \cdot k}}{d} = \frac{\sqrt{30 \cdot 500 \cdot 31 \cdot 0,56}}{15} = 34,02 \text{ V/m}$$

Då referensvärdet på denna frekvens är 28 V/m, överskrider amatörradiosändningen referensvärdet på detta avstånd.

11.4.5.2 Exempel 2:

På vilket avstånd från antennen når man referensvärdet?

En riktantenn för 144 MHz med förstärkning enligt databladet på 14,92 dBi (31 gånger). Max uteffekt är 1000 W och trafiksättet är MGM (t.ex. RTTY, PSK) med 30 sekunders intervaller. Den valda matarledningen har en dämpning på 2,5 dB (0,56 gånger). Referensvärdet för 144 MHz är 28 V/m.

$$P_{medel} = P_{pep} \cdot k_{mod} \cdot k_{if} = 1000 \cdot 1 \cdot 0,5 = 500 \text{ W}$$

$k_{mod} = \text{modulationsfaktor}$

$k_{if} = \text{intermittensfaktor}$

$G = 31 \quad k = 0,56 \quad E = 28$

$$d = \frac{\sqrt{30 \cdot P \cdot G \cdot k}}{E} = \frac{\sqrt{30 \cdot 500 \cdot 31 \cdot 0,56}}{28} = 18,22 \text{ m}$$

För att följa de allmänna råden bör allmänheten inte kunna vistas i huvudloben framför antennen på ett avstånd mindre än 19 m då sändning utförs enligt exemplet.

11.4.5.3 Exempel 3:

På vilket avstånd från antennen når man referensvärdet?

En dipolantenn för 3,75 MHz har jämfört med en isotrop antenn förstärkningen 2,15 dBi (cirka 1,6 gånger). Max uteffekt är 100 W och trafiksättet är SSB med normala TX/RX intervaller. Den valda matarledningen har en dämpning på 0,5 dB (0,89 gånger). Referensvärdet för 3,75 MHz är 45 V/m.

$$P_{medel} = P_{pep} \cdot k_{mod} \cdot k_{if} = 100 \cdot 0,5 \cdot 0,5 = 25 \text{ W}$$

$k_{mod} = \text{modulationsfaktor}$

$k_{if} = \text{intermittensfaktor}$

$G = 1,6 \quad k = 0,89 \quad E = 45$

$$d = \frac{\sqrt{30 \cdot P \cdot G \cdot k}}{E} = \frac{\sqrt{30 \cdot 25 \cdot 1,6 \cdot 0,89}}{45} = 0,74 \text{ m}$$

Här konstaterar vi att det uträknade avståndet ligger i närfältet från antennen (inom 13 meter). En dipol är en enklare antenntyp så vi kan anta att värdet är användbart för att kunna utvärdera exponeringen.

För att följa de allmänna råden bör människor inte ha tillträde till nån del av antennen närmare än 0,74 m då sändning utförs.

Band [m]	160	80	40	30	20	17	15	12	10	6
Fjärrfältsgräns [m]	27	13	6,7	5	3,3	2,8	2,5	2	1,7	1

Tabell 11.5: *Fjärrfältsgräns per band*

11.5 Egenkontroll

För att utvärdera sin egen station så finns det några olika vägar att gå:

- Räkna ut fältstyrkan eller säkerhetsavståndet med sina egna parametrar enligt exemplen ovan.
- Jämföra med andras utvärderingar.
- Använda programvara som är speciellt gjort för att räkna ut på vilket avstånd referensvärdet nås under givna förutsättningar enligt exempel 2 ovan.
- Använda värden från tabeller där olika typiska antenner är beskrivna.
- Använda antennsimuleringsprogram som har möjlighet att även beräkna fältstyrka.
- Mäta fältstyrkan (speciellt då man utvärderar i närfältet från antennen).

Man bör då tänka på vilket avstånd man har till platser där allmänheten har tillträde, sin effektanvändning, vilka antenntyper och vilka trafiksätt man använder.

11.5.1 Räkna manuellt

Enligt exemplen ovan är det ganska enkelt att göra en uppskattning av de fältstyrkor som genereras av sin egen amatörradioanvändning.

11.5.2 Räkna med specialprogram

Istället för att själv använda miniräknaren kan man använda program som är speciellt framtagna för detta ändamål.

Ett exempel på ett sådant program är **ICNIRPcalc** som är framtaget av en representant från den tyska amatörradioföreningen (DARC). I programmet finns redan olika antenntyper och det finns även möjlighet att lägga in egna antenner för att göra korrekta beräkningar. Detta program finns att ladda ner från SSA:s webbplats för EMC/EMF-frågor.

11.5.3 Tabellvärden

Utifrån den typ av antenn man själv använder kan man jämföra med typiska värden från andras beräkningar och göra en hyfsad uppskattning av sig egen situation.

11.5.4 Antennsimulering

Vissa program för antennsimulering har även funktioner för att beräkna fältstyrkenivåer runt antennen och kan i vissa fall beräkna fältstyrkan även i närfältet.

11.5.5 Mäta fältstyrka

Att mäta fältstyrka kräver tillgång till kalibrerad mätutrustning som ger mätvärdet som är tillförlitliga nog för att med säkerhet kunna användas vid utvärdering av fältstyrkenivån.

11.6 Sammanfattnings

Strålsäkerhetsmyndigheten (SSM) har i sina allmänna råd angett referensvärdet som ska begränsa allmänhetens exponering för elektromagnetiska fält (EMF).

Dessa begränsningar och sändaramatörens möjligheter att generera kraftiga elektromagnetiska fält innebär att vi som sändaramatörer måste förstå och kunna hantera området elektromagnetiska fält (EMF).

Alla sändande antenner kommer att ha ett elektromagnetiskt fält (EMF) runt sig. Detta elektromagnetiska fält (EMF) är beroende på vilken typ av antenn som används och den signal som skickas in i antennen. Hur man bedömer storleken på dessa fält är avgörande för att kunna begränsa exponeringen av EMF från en amatörradiostation.

En egenkontroll bör genomföras för att kunna bedöma den fältbild som amatörradioutövandet orsakar runt sin station. Eftersom amatörradio är en experimentell verksamhet så måste alla förstå hur olika förändringar i sin installation och användning påverkar denna fältbild.

Vilken metod man än väljer för sin egenkontroll är det lämpligt att göra den tydligt och lättförståelig. Detta är viktigt eftersom man bör spara sina resultat och då ha möjlighet att göra om sin utvärdering när man har förändrat något eller några av de värden som skulle kunna påverka resultatet.

11.6.1 Praktisk hantering

Vid all användning av amatörradioutrustning måste man göra en bedömning av vilka fältstyrkor man genererar och vilka som kan bli exponerade. Det kan vara frågan om människor i omedelbar närhet eller människor på längre avstånd. I alla fall bör man fundera på om man valt rätt sätt att generera den elektromagnetiska fältstyrka som man behöver, eller om det finns ett bättre och effektivare sätt som möjliggör att man når motstationen utan att onödigvis exponera någon annan för elektromagnetiska fält.

Det finns vissa installationer som man bör undvika och andra som kan rekommenderas för att hålla nivåerna på exponering så låga som möjligt:

- Antenner som sitter nära människor, exempelvis balkongantenn, kan ge mycket högre exponering än antenner som sitter högt monterade i en mast.
- Riktantennar för höga frekvenser har ofta hög förstärkning, och kan ge höga fältstyrkor i huvudriktningen. Då måste man se till att det inte är möjligt att rikta denna typ av antenn mot platser där människor kan exponeras.
- Inomhusantennar hamnar alltid nära människor och bör enbart användas med låg effekt då de kan ge mycket hög exponering. De kommer också ta emot störningar från hemelektronik (nätadaptrar, datorer etc.) vilket också gör antennplaceringen mycket olämplig.
- Antenner ovanför huskroppar bör endast användas med låg effekt. Trådantennar för lägre frekvenser rakt ovanför bostadshus kommer att vara nära människor i byggnaden.
- Om man har behov av att använda hög effekt så måste man också se till att effekten används så bra som möjligt. Det är direkt olämpligt att kompensera en dålig antenn med högre effekt då det oftast resulterar i höga fältstyrkor på fel ställe.
- Högre fältstyrka kan för det mesta enklast åstadkommas med en antenn som riktar signalen i den riktning man vill kommunicera. Det är ofta mycket dyrare och mer komplicerat att öka uteffekten för att nå samma resultat.
- Osymmetriska antennar kan ge mantelströmmar i matningsledningen. Det innebär att en HF-ström flyter från antennen tillbaka på matarledningen och kan ge höga fältstyrkor längs hela kabellängden. Bättre är det då att använda symmetriska antennar, exempelvis en mittmatad halvvågsdipol. En strömbalun (även common mode choke, RF-choke) där antennen ansluts till matarledningen undertrycker denna HF-ström och därmed kommer matningsledningen sluta att agera radierande element,

varvid fältstyrkorna längs matningsledningen sjunker.

- Vissa antenner, så som T-antenn, använder dock obalansen då matningsledningen agerar radierande element. I dessa fall ska den delen av matningsledningen som agerar radierande element betraktas som sådant även i EMF-sammanhang och säkerhetsavstånd ska iakttas. Det är rekommenderat att använda en strömbalun för att isolera antennen från radiostationen med avseende på mantelburen HF-ström.
- Även symmetriska antennar kan ha strömmar på utsidan av matarledningen. Dra därför matarledningen så långt bort från människor som möjligt.
- Använd inte effektförstärkare eller antennavstämningssenhet utan hölje då fältstyrkorna runt utrustningen kan nå höga nivåer.
- Vid antennplaceringar nära människor så kan det bli omöjligt att använda hög effekt.

Det finns som synes många sätt att göra rätt men också många sätt att göra fel när det gäller att hantera den fältstyrka vi vill generera för att upprätthålla radiokommunikation. Innan man börjar sin amatörradiosändning är det viktigt att ha förståelse för de fält som genereras och att kunna begränsa dem där så behövs. Det går att finna mer information om elektromagnetiska fält på:

- Strålskyddsmyndighetens webbplats där återfinns även SSMFS 2008:18 [8].
- Arbetsmiljöverkets webbplats där finns även AFS 2016:3 Arbetsmiljöverkets föreskrifter om elektromagnetiska fält och allmänna råd om tillämpningen av föreskrifterna.
- Folkhälsomyndighetens webbplats.
- Federal Communications Commission (FCC) OET bulletin 65 supplement B [18].
- EU-direktiv 1999/519/EG [5]

12 Elsäkerhet

12.1 Människokroppen

HAREC a.10.1

12.1.1 Elektrisk chock

Människokroppen är ett komplicerat elektrokemiskt system, som främst kontrolleras av hjärnan. Musklerna styrs av svaga elektriska strömpulser genom nervsystemet. Främmande strömmar genom kroppen kan störa kroppsfunctioner och kan i olyckliga fall göra stor skada. Styrkan och frekvensen på strömmarna avgör skadans art och omfattning.

Elektrisk chock kan döda av flera orsaker. En orsak är att hjärtrytmen störs. Hjärtkammarflimmer och hjärtstillestånd kan lätt uppstå. Flimmer innebär att hjärtat arbetar okontrollerat och med kraftigt nedsatt eller helt upphävd pumpfunktion. Hjärtstillestånd inträffar lätt av hög spänning. Av otillräcklig blodtillförsel blir det syrebrist i hjärncellerna, som då skadas snabbt. Medvetlöst inträder redan efter ett fåtal sekunder.

En annan orsak är andningsstillestånd genom att andningscentrum blockeras. Det kan hända när strömmen från en högspänningskondensator går genom kroppen.

12.1.2 Hjärt- och lungräddning, HLR

Vid hjärtstillestånd, hjärtkammarflimmer eller andningsstillestånd ska hjärt- och lungräddning påbörjas omedelbart då obotliga hjärnskador av syrebrist kan uppstå inom några få minuter. Finns en hjärtstartare, AED, i närheten bör den användas så skyndsamt som möjligt.

Glöm inte att ringa efter hjälp! Ring 112!

Broschyren *Vägledning vid elskada* kan laddas ner eller beställas från Elsäkerhetsverkets webbplats <www.elsakerhetsverket.se>.

Vårdguiden 1177 <www.1177.se> har instruktioner för hjärt- och lungräddning (HLR).

Svenska rådet för Hjärt- och Lungräddning <www.hlr.nu> har beskrivningar och instruktionsfilmer för hjärt- och lungräddning.

12.1.3 Resistansen genom människokroppen

Vid kontakt med ett strömförande föremål kommer kroppen att bli en del av strömkretsen. Det flyter då en främmande ström genom kroppen.

Strömstyrkan följer Ohms lag och beror av strömkällans spänning och inre resistans samt av övergångsresistansen i huden och kroppens inre resistans.

Övergångsresistansen minskar med fuktigare hud samt med större kontaktyta och större kontakttryck. Beröringsspänningen inverkar också. Vid spänningar över cirka 75 V minskar övergångsresistansen med ökande spänning. Vid allvarliga brännskador minskar övergångsresistansen särskilt mycket. Den totala resistansen genom kroppen blir då nära lika med dess inre resistans – ungefär $500\ \Omega$.



Experimentera inte med detta! Det kan vara livsfarligt.

12.1.4 Strömmens inverkan på människan

Sjukvården skiljer på verkan av strömtöt, strömgenomgång och ljusbåge.

En strömtöt kan tyckas ofarlig men kan leda till okontrollerade rörelser, fallskada eller beröring av andra spänningsförande föremål.

Vid en strömgenomgång utjämnas en elektrisk potentiellskillnad genom kroppen vilket utöver hjärtstillestånd, hjärtkammarflimmer, och andningsstillestånd kan leda till blodpropp, muskelskador, njurskador eller inre brännskador.

Vid en ljusbågsolycka ökar risken för kraftiga brännskador på grund av den höga temperaturen i ljusbågen. En ljusbåge kan även orsaka skador på ögonen på grund av bländning eller den stora mängden UV-ljus.



Personer som drabbats av olycka med

- högspänning
- lågspänning med strömgenomgång genom bålen
- som är omtöcknade eller medvetlösa efter strömylcka
- som har drabbats av brännskada
- som visar tecken på nervskada till exempel förlamning

ska omedelbart till sjukhus för akut behandling.

Starka strömmar ger häftiga muskelkrämper och/eller brännskador. Muskelkramp kan förekomma redan vid strömmar under 10 mA. För vuxna, friska mäniskor är det direkt farligt när strömmen överstiger detta värde. För unga eller sjuka kan strömmar under 10 mA vara direkt farliga.

Strömstyrkan påverkar kroppen olika från fall till fall och det är osäkert vilken strömstyrka som är farlig. Det finns både de som överlevt höga strömmar och de som inte har klarat någon millampere. Strömmar som går genom hjärta eller huvudvärk är särskilt farliga. När man arbetar med elektriska apparater under spänning, bör man för säkerhets skull hålla den ena handen i fickan!

12.1.5 Påverkan av elektromagnetiska fält

Undersökningar har visat att vistelse i starka elektromagnetiska fält kan påverka människan. Personer som har varit utsatta för kraftig exponering av fält har bland annat klagat över svettningar och huvudvärk. Det forskas omkring dessa fenomen.

Elektromagnetiska fält kan försaka fel i elektronikutrustningar. Halvledare är särskilt känsliga för kraftfält. Det är möjligt att känsliga instrument, hjärtstimulatorer (pacemaker) etc. kan påverkas av högfrekventa elektromagnetiska fält från radiosändare. När du använder en sändare, mobiltelefon etc. och någon får svårigheter med hjärta eller andning så ska du omedelbart stänga av din apparat helt! Med tiden utvecklas störningsökänsligare elektronik, men säker mot störningar kan man aldrig vara. Se vidare i kapitel 11.

12.1.6 Normer för fältstyrkor

Det finns flera olika normer och rekommendationer för elektromagnetiska fältstyrkor. Några av dessa normer har till exempel syftet att olika slags apparater ska kunna samexistera och därför fungera utan att påverkas av elektromagnetiska fält eller stråla ut elektromagnetiska fält överstigande givna gränsvärden (EMC).

Andra normer och råd har till syftet att skydda arbetstagare eller individer ur allmänheten från akuta biologiska effekter när de exponeras för elektromagnetiska fält.

Strålsäkerhetsmyndigheten har genom utgivandet av SSMFS 2008:18 publicerat allmänna råd om begränsning av allmänhetens exponering för elektromagnetiska fält. Dessa råd bygger på rekommendationer från Europeiska unionens råd. Se vidare i kapitel 11.

12.2 Allmänna elnätet

HAREC a.10.2

Elektrisk energi levereras till förbrukarna över transformatorstationer där högspänning först transformeras till lågspänning. Från transformatorstationerna förgrenas lågspänningssnätet till serviceskåp ute i kvarter och byar.

I Sverige är fördelningstransformatorns sekundärindlingar oftast sammankopplade till ett Y (s.k. Y- eller stjärnkoppling) där mittpunkten är jordad.

De i Sverige vanligast förekommande 3-fas lågspänningssnätet har huvudspänningen 400 V och fasspänningen 230 V. Spänningen mellan fasledarna kallas för huvudspänning och spänningen mellan respektive fasledare och nolledaren kallas för fasspänning.

Bruksföremålen i huset ansluts oftast 1-fasigt, det vill säga mellan någon av fasledarna och nolledaren. Någorlunda lika belastning mellan faserna är önskvärd. Mer effektkrävande apparater som el-pannor och spisar ansluts därför till alla tre faserna (3-fasigt). Amatörradioutrustningar ansluts oftast 1-fasigt.

Nybyggnad, förändring eller reparation av starkströmsanläggning, fast anslutning av elektrisk utrustning till en starkströmsanläggning eller att koppla loss fast ansluten elektrisk utrustning från en starkströmsanläggning, klassas som elinstallationsarbete och får endast utföras av person som har auktorisation som elinstallatör eller av yrkesverksam som omfattas av ett elinstallationsföretags egenkontroll. Om du har *erforderlig kunskap* om elsäkerhet får du

- byta ut en elkopplare (strömbrytare) för högst 16 A 400 V
- byta ut ett anslutningsdon (vägguttag, lamputtag, stickpropp, skarvuttag eller liknande) för högst 16 A 400 V
- byta ut en ljusarmatur i torrt icke brandfarligt utrymme i bostäder
- utföra, ändra eller reparera en starkströmsanläggning som ingår i en skyddsklenspänningsskrets med nominell spänning om högst 50 V med effekt om högst 200 VA och ström begränsad av säkring på högst 10 A
- byta säkring
- byta ljuskälla (lampa, lysrör eller liknande)
- reparera apparater
- reparera och tillverka apparatkablar och skarvsladdar.

Kom ihåg, att auktoriserad installatör ska anlitas för arbete i fasta installationer.



Bild 12.1: CE-märke

12.2.1 Radioamatören och hembyggd elektronik

Enligt *radioutrustningslagen* SFS 2016:392 [11] ska radioutrustning som släpps ut eller tillhandahålls på marknaden inom EU ska vara konstruerad och tillverkad så att den uppfyller föreskrivna krav, ha en EU-försäkran om överensstämmelse och vara CE-märkt.

När CE-märket bild 12.1 sätts på en produkt eller en radioutrustning så innebär det att tillverkaren eller importören intygar att alla föreskrivna krav är uppfyllda.

I många fall har det dock vid kontroll av CE-märkt utrustning funnits brister i elsäkerhet och elektromagnetisk kompatibilitet (EMC) villkoren för CE-märkning har inte varit uppfyllda. Lär mer om EMC i avsnitt 10.1.1.

Som *radioutrustning* räknas en elektrisk eller elektronisk produkt som avsiktligt avger eller tar emot radiovågor för radiokommunikation eller radiobestämning, eller en elektrisk eller elektronisk produkt som måste kompletteras med ett tillbehör, såsom en antenn, för att avsiktligt avge eller ta emot radiovågor för radiokommunikation eller radiobestämning.

Lagens tillämpningsområde och definitioner anger att lagen inte omfattar radioutrustning som används av radioamatörer för amatörradiotrafik, under förutsättning att utrustningen inte tillhandahålls på marknaden. Radioutrustning som används av radioamatörer för amatörradiotrafik ska inte anses tillhandahållen om det är:

- radiobyggsatser som är avsedda att byggas samman och användas av radioamatörer
- radioutrustning som har modifierats av radioamatörer för att användas av radioamatörer
- utrustning som har konstruerats av enskilda radioamatörer för experimentella och vetenskapliga ändamål i samband med amatörradio.

Detta innebär att du som radioamatör, utöver vanlig elektronik, får bygga och använda en radioutrustning. Du är då ansvarig för att den utrustning du byggt är säker att använda och inte orsakar störningar. Detta innebär dock inte att du får göra följande:

- Bygga en sändare för användning utanför amatörradiobanden.
- Modifiera en amatörradiosändare för användning utanför amatörradiobanden
- Modifiera en CE-märkt sändare utanför amatörradiobanden.
- Återställa en CE-märkt sändare till ursprunget efter modifiering till amatörradiosändare på amatörradiobanden.
- Montera avstörningsfilter inuti en CE-märkt apparat.

Radioutrustningen får vara avsedd att anslutas till en starkströmsanläggning om utrustningen vid användning inte orsakar någon typ av skada på person egendom eller husdjur. Kom även ihåg att 12 V från ett bilbatteri räknas som en starkströmsanläggning.

När en elektrisk eller elektronisk apparat konstrueras eller byggs finns det ett antal punkter som ska uppmärksamas för att apparaten ska vara säker att använda oavsett hur den är avsedd att strömförskjutsas. Som stöd för hur en apparat kunde byggas för att uppfylla kraven gav dåvarande SEMKO ut *Praktiska råd för självbyggaren*. Nedanstående punkter bygger på dessa praktiska råd:

- Höljet ska vara anpassat till apparaten och inte vara öppningsbart utan verktyg.
- Höljet ska vara försedd med nödvändiga ventilationshål för att undvika överhettning. Observera att spänningsförande delar inte får vara näbara genom ventilationshålen.
- Höljet får inte bli så varmt att skada kan uppstå på mänskliga eller egendom.
- Är höljet eller chassiet till en elnätsanslutna apparat av ledande material och apparaten inte har förstärkt isolering så ska *utsatta* delar som riskerar att spänningssättas vid fel anslutning till skyddsjord.
- Kabeln för nätanslutning ska vara försedd med en för ändamålet lämplig dragavlastning som även skyddar kabeln mot nötning när den passerar höljet.
- Komponenter i apparaten ska vara dimensionerade och godkända för den effekt de utvecklar och för den spänning och strömstyrka de ansluts till. *Not: Ett tips är att ha god marginal vad gäller värmeförmåga då det ger ökad livslängd och större säkerhetsmarginaler.*
- Apparaten ska vara försedd med korrekt dimensionerad säkring som skydd mot kortslutning och överbelastning.
- Elnätsanslutna apparat ska vara försedd med 2-polig nätströmbrytare.
- Spänningsförande delar i apparaten ska vara försedda med beröringsskydd som skyddar mot oavsiktlig beröring.
- Komponenter i apparaten ska monteras fast och placeras på lämpliga inbördes avstånd så att risken för störningar, överslag, kortslutning eller överhettning minimeras.
- Kablar och ledningar för starkström ska skyddas mot varma komponenter, nötning och skarpa kanter samt förläggas separerade från ledningar för klenspänning och signaler.

Sträva efter att alltid ansluta din apparat via vägguttag skyddade av jordfelsbrytare.

12.2.2 Strömbrytare

Kraftförsörjningen av radiostationens apparater bör ske över en gemensam huvudströmbrytare, som lätt kan nås. En indikatorlampa får gärna markera att den brytaren är tillslagen och att stationen är under spänning. Informera familjen och övriga i din omgivning om hur den brytaren fungerar. Det är en säkerhetsåtgärd om något skulle hända.

Apparaternas nätströmbrytare ska vara utförda för den aktuella arbetsspänningen och ha ett godkänt utförande.

Vid 1-fassystem ska nätströmbrytaren i apparaterna vara 2-polig och bryta fas- och N-ledare, men aldrig PE-ledaren.

Vid 3-fassystem ska nätströmbrytaren vara 3-polig och bryta fasledarna, men aldrig N-ledare och PE-ledare.

Kom ihåg, att en auktoriserad elinstallatör ska anlitas vid ingrepp i fasta elinstallationer.

12.2.3 Liten terminologi vid elinstallationer

Gruppcentral

Den säkringscentral som följer efter elmätaren, till exempel i villor och lägenheter.

Gruppledningar

Ledningar efter en gruppcentral, dvs. ledningar till belysning, el-spisar, uttag med mera.

Fasledare

En ledare som för fasspänning.

Nollledare (N-ledare)

En ledare som är ansluten till elnätets så kallade nollpunkt (nollskena) och som normalt inte ska förära spänning till jord.

Skyddsledare (PE-ledare)

De ledare i kablar och sladdar, som är speciellt avsedda för skyddsjordning.

Bruksföremål

Ett i princip flyttbart elanslutet föremål, till exempel handverktyg och radioapparater.

Förstärkt isolering

Vissa bruksföremål tillverkas med en så god isolering att de inte behöver skyddsjordas. Så isolerade får anslutningsledningen förses med en speciell stickpropp, som passar i vägguttag, såväl med som utan jorddon. Sådana bruksföremål är märkta med Fi-märket bild 12.2 och får inte ändras så att de kan skyddsjordas.

Bild 12.2 visar Fi-märket, symbolen som finns på all elektrisk utrustning som har dubbel isolering.

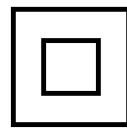


Bild 12.2: Dubbel isolering, Fi-märke

12.2.4 Färgkoder för fas, noll- och skyddsledare

Isoleringsmaterialet omkring gruppledarna i fasta elinstallationer har färger som fyller en viktig funktion. Tyvärr har användningen av dessa färger ändrats flera gånger under årens lopp, vilket skapar risker för förväxling. Ledarnas färger och funktion får aldrig förväxlas då det kan medföra fara för allvarlig skada genom brand, elchock eller ljusbåge.

Fasledaren har numera brun färg vid nyinstallation, men har tidigare varit både svart, grå, vit eller röd. N-ledaren (nollan) har numera blå färg vid nyinstallation, men har tidigare varit både svart och vit. Skyddsledaren (PE-ledare) med gul/grön längsgående randig färgmärkning är alltid en skyddsjordledare och får endast användas för det ändamålet. I äldre installationer kan emellertid skyddsledarens isolering vara till exempel röd.

Det är till fas och N-ledarna i vägguttagen, som man kopplar apparaterna för att få ström. Helst ska uttagen vara i skyddsjordat utförande det vill säga med ett jordningsbleck. Detta bleck är anslutet till den gul/gröna ledaren för skyddsjord.

12.2.5 Uttag och stickproppar med jorddon

Jorddonet ger förbindelse med elsystemets skyddsjord (PE). Det är tidigare rummets utförande som avgjorde om vägg- och lamputtagen skulle ha uttag med jorddon. Kök och tvättstugor med ledande plåtbänkar, vattenkranar och så vidare anses som riskfyllda rum och måste ha uttag med jorddon. Samma gäller källare och liknande andra rum med ledande golv, väggar och inredningar. Bostadsrum var klassade som inte särskilt riskfyllda och har därför tidigare inte försetts med lamp- och vägguttag med jorddon.

Vid nybyggnation är emellertid numera alla uttag är av skyddsjordat utförande! Det rekommenderas att installera skyddsjordade vägguttag för radiostationen. Observera då, att alla uttag i det rummet ska vara skyddsjordade!

12.2.6 Skyddsjordning

Att jorda är det vanliga uttrycket för att ansluta ett föremål till skyddsjord. Men uttrycket används även lite slarvigt i andra fall utan att syfta på skyddsjordning av elsäkerhetsskäl.

Metallhöljen på elektrisk utrustning kan av olika anledningar bli spänningförande och är då en elsäkerhetsrisk. För att minska risken för farlig spänningssättning av metallhöljet ansluts höljet till skyddsjord.



Om det blir isolationsfel mellan en strömförande del och höljet kommer säkringen att bryta strömtillförseln och risken för skada minskar. **PE-ledaren får därför aldrig brytas!**

För skyddsjordning finns särskilda föreskrifter. Kontakta därför en auktoriserad elinstallatör.

12.2.7 Jordfelsbrytare

Jordfelsbrytare är en automatisk strömbrytare som snabbt bryter strömmen då strömmen till och från en apparat är olika. Detta kan inträffa vid ett jordfel eller vid överledning i en skyddsjordad apparat eller i andra fall när inkommande ström och utgående ström genom jordfelsbrytaren inte är lika stora. Jordfelsbrytaren kan skydda dig:

- vid isolations- och jordfel
- om chassiet på en apparat blir strömförande
- om du kommer åt spänningsförande delar och jord samtidigt
- om vägguttagen saknar skyddsjord
- om du använder en apparat på ett felaktigt sätt i våtutrymmen
- om du installerat en apparat på att felaktigt sätt
- om apparatens kabel skadats
- mot och minimera risken för brand.

Jordfelsbrytaren **skyddar inte** för strömmar som går genom fasledare och neutralledare eller genom fas till fasledare (3-fas).

Jordfelsbrytare får inte ersätta skyddsjordning, men kan under särskilda förutsättningar komplettera skyddsjordningen som en extra säkerhetsåtgärd. Vid nyinstallation av bostäder är det numera krav på att minst en jordfelsbrytare ska installeras. Beställ gärna installation av jordfelsbrytare i äldre anläggningar!

12.2.8 Särjordning

Särjordning är ett uttryck för att jorda apparater till en separat jordpunkt, det görs via separat jordlina till ett jordtag, det vill säga jordplåt eller jordspett. Särjordning ska ske på rätt sätt eftersom det avsedda skyddet annars kan bli en fara.

Om du har planer på särjordning, fråga en auktoriserad installatör.

12.2.9 Jordning av antennsystem

I brist på annan jordpunkt är det frestande att ansluta antennjordledaren till PE-ledarens anslutningsbleck i vägguttaget eller till ett värmeelement med förhopping att på så sätt få ett bättre HF-jordplan för antennen. Detta är emellertid ett dåligt exempel på särjordning, som både kan innehåra säkerhetsrisker och medföra störningsproblem.

12.2.10 Snabba och tröga säkringar

Det finns snabba och tröga säkringar. Snabba säkringar är det som normalt används. Tröga säkringar för samma strömstyrka kan behövas för apparater som har speciellt hög startström, till exempel stora nätförstärkare med toroidkärna.

Säkringarna ska kunna bryta tillräcklig hög spänning, annars blir det en kvarstående ljusbåge i dem vid säkringsbrott. Använd säkringar med rätta strömvärdet och välj en säkring med lite marginal till belastningsströmmen så att säkringen inte löser ut under normal drift.

Det är förbjudet att laga säkringar då det kan orsaka brand.

12.3 Faror

12.3.1 Överhettnings

Elektricitet kan lätt vålla både personskador och materiella skador. Det är viktigt att veta hur skador kan undvikas. Elektrisk utrustning ska vara berörings-skyddad med fullgod kapsling. Samtidigt får värmen inne i kapslingen inte bli så hög att det innehåller brandrisk. Spontana fel kan trots allt uppstå.

Isolationsfel medför risk vid beröring och brand kan utvecklas snabbt. När utrustning under spänning lämnas obevakad, ska det ske med särskild aktsamhet.

Hur elektriska apparater och anläggningar får utföras, regleras av lagar och föreskrifter. Elektriska apparater ska uppfylla vissa krav för att få marknadsföras och användas. Utförande och ursprung ska vara dokumenterat på föreskrivet sätt.

Aven självbyggda apparater ska uppfylla kraven på elsäkerhet – det vill säga säkerhet mot elchock och brand – och byggaren bär ensam ansvaret för att utförandet och hanterandet av apparaterna är betryggande.

Den som bygger och använder en elektrisk apparat bör därför ha nödvändiga kunskaper om elsäkerhet.

12.3.2 Höga spänningar

HAREC a.10.3

Ingrepp i elektriska apparater under spänning innehåller personfara. Öppna aldrig en apparat om spänningen är tillslagen. Vid ingrepp till exempel i sändare, mottagare och kraftförsörjningsaggregat är det lätt att utsätta sig för höga likspänningar. I sändare med elektronrör förekommer spänningar i storleksordningen hundratals till tusentals volt. Så är det också i bildskärmar.

Observera att även apparater som drivs med batteri eller ackumulatorer kan innehålla kretsar som omvandlar den låga spänningen till direkt livsfarlig hög spänning.

12.3.3 Höga strömmar

Höga strömmar ger häftiga muskelkramper och brännskador. Man vet att det skiljer mellan skador av likrespektive växelström.

Lågfrekvent växelström ger upphov till muskelkramper, som kan göra det omöjligt att släppa det strömförande föremålet.

Högfrekvent växelström i MHz-området värmer upp kroppsvävnaderna, snarare än att förorsaka muskel reaktioner.

Likström påverkar kroppen annorlunda än växelström. Genom det elektriska motståndet i kroppens vävnader och vätskor utvecklas det värme. Detta kan leda till brännskador både på huden och inne i kroppen. Om likströmmen pulserar uppstår dessutom muskelreaktioner på liknande sätt som vid växelström.

Höga spänningar är alltid farliga. Det är däremot inte så känt att även låga spänningar kan vara det. Ackumulatorer och anslutna apparater kan ge ifrån sig höga strömmar även om spänningen är låg. Oavsiktliga strömvägar till exempel kortslutning genom en klocka eller fingerring kan medföra allvarliga brännskador.

12.3.4 Antenner

Placera helst antennerna utom räckhåll för obehöriga. På sändarantenn kan det nämligen uppstå höga HF-spänningar redan vid låg sändareffekt. HF bränns vid beröring och en reflexrörelse gör det lätt att tappa balansen och falla. Sätt gärna upp skyltar på eller invid antennerna, med varning för högfrekvent spänning samt uppgift om ägarens namn, adress och telefonnummer.

En obalanserad antenn kan resultera i stor spänning även på anslutnen antennkabel. Att röra antennkabeln kan därför innehålla samma risker som att ta i själva antennen. T-antennen är en antenn som är konstruerad för att utnyttja denna obalans då själva antennkabeln är del av antennens utstrålande delar. För de flesta andra antenner så ska antennkabeln inte stråla och därför ska inte beröring innehålla fara, men iakttag försiktighet. Obalans bör åtgärdas, inte enbart av personsäkerhet utan även för att få en effektiv antenn.

Antenner får inte korsa eller placeras nära högspännings-, lågspännings- eller telefonlinjer. Det är en olycksrisk om antenner och kraft- eller teleledningar av någon anledning slår ihop. Det är också en olycksrisk om antenner faller ner över dessa ledningar.

Endast efter tillstånd från berörd myndighet och eller linjeägare får man dra ledningar av något slag över väg eller offentlig plats även antenner. Höga likspänningar från sändaren får inte komma ut i antennen. Se till att antennernas matarledningar är kopplade till god likströmsjord via HF-drosslar eller försedda med överspänningsavledare. Som extra

säkerhetsåtgärd bör sändaren anslutas till antennledningen över en stor kondensator. Undvik att beröra antenner utan att de jordats, särskilt vid vistelse på tak eller i träd.

Under åskväder, snöfall, regn eller dimma då laddade partiklar är i rörelse, kan antennerna laddas upp till höga statiska spänningar. Arbetar man då med antennen kan man överraskas av en elektrisk stöt. Det är då lätt hänt att tappa taget och falla ner.

12.3.5 Restladdning i kondensatorer

Kondensatorer kan behålla en betydande restladdning under många timmar sedan kraften brutits.

- Koppla urladdningsresistorer (bleeder) över filterkondensatorer, så att de laddas ur när matningen stängs av. Av säkerhetsskäl ska urladdningsresistorerna tåla fyra gånger så stor effekt som de själva förbrukar under drift.
- Varning: När du laddar ur en kondensator, kortslut den inte! Använd en urladdningsresistor som tål den effekt som utvecklas vid urladdning!

12.3.6 Säkerhetsåtgärder

Transformator med förstärkt säkerhet:



Om du är osäker på det elsäkerhetsmässiga utförandet på en apparat, till exempel en gammal sändare, använd då en skiljetransformator (fulltransformator) – helst av klass II (extraisolerad).

Vid reparation ska utrustningen vara spänninglös. Före arbetet ska du

1. stänga av utrustningens nätströmbrytare
2. dra ur stickproppen ur vägguttaget (dubbel säkerhet).

Om trimning eller felsökning måste ske under spänning ska följande iakttas:

- Arbeta inte med anläggningen när du är trött eller omotiverad. Då är du minst vaksam mot olyckor.
- Se till att du inte får ström genom kroppen, arbsta helst bara med ena handen och håll den andra borta från den utrustning som du arbetar med. Stoppa gärna den fria handen i fickan!
- Ha inga hörtelefoner på huvudet. Använd högtalare om du trimmar med hörseln.
- Helst bör någon finnas i närheten när du arbetar i apparater under spänning. Visa var nätströmbrytaren sitter. Se gärna till att han/hon kan elolycksfallshjälpa.

Vid arbete med ackumulatorbatterier:

- Trots att spänningen är låg kan ackumulatorbatterier lämna mycket höga strömmar vid kortslutning. Tag därför av fingerringar, armbandsur med mera.
- Använd isolerade verktyg vid arbete med batteripolskor.
- Akta dig för elektrolyten i ackumulatorbatterierna – den är starkt frätande.
- Varning för explosionsrisk av knallgas och syrastränk i ögonen.
- Moderna litium-polymer (LiPo) batterier är oerhört energirika. Dessa kan börja brinna med hög temperatur, och bör behandlas varsamt samt läggas i därför lämpliga skyddspåsar. Olika varianter är olika känsliga, så det är rekommenderat att läsa på om de alternativ som finns och hur bäst hantera dem. Akta för överladdning!

12.4 Åska

HAREC a.10.4

12.4.1 Faror

Vid åska utvecklas det mycket starka, elektromagnetiska fält, som breder ut sig och alstrar mycket korta spänningsstötar i alla metallföremål, till exempel i antenner. Stötarna vandrar genom kablarna in i apparaterna. Är stötströmmen hög, kommer saker i strömvägen att förstöras på något sätt. Förbränning och nersmälning är vanligt.

Men om blixturladdningen sker på långt håll, kan stötströmmen bli så låg att man någorlunda kan undgå skada på apparater och hus.

Om blixturladdningen ändemot sker mycket nära antennen eller som direkt nedslag, då uppstår definitivt stora skador.

12.4.2 Skydd och jordning

Antenner och antennkablar kan man aldrig skydda mot blixtnedslag. De är till sin natur en slags åskledare. Det man kan försöka att göra är att leda en eventuell blixturladdning i ett antennsystem bort från hus och människor. Observera, att man inte får ”haka på” husets ordinarie åskledare. Då gäller inte husförsäkringen.

Antennkabeln, som fungerar som en (för klent dimensionerad) åskledare, ska naturligtvis inte i onödan dras in i huset utan kortaste vägen utanför huset till en avgrenning.

Från avgrenningen fortsätter dels kabeln in till apparaterna genom ett överspänningsskydd och dels en jordlina kortaste vägen ner till jordtaget över en gniststräcka. Det bästa sättet att skydda apparaterna mot åska är fortfarande att koppla bort dem helt från antennkabeln och vägguttag.

Om man bor i ett hyreshus är det tyvärr oftast svårt att få vidta åtgärder som dem här ovan. Då får man nöja sig med att koppla bort antennledningarna från apparaterna och lägga dem väl åt sidan – gärna utanför husväggen.

Som permanent, men otillräckligt skydd kan man förse de olika anslutningsställena med lämpliga överspänningsskydd.

Mer information om hur man kan skydda sin amatörradiostation mot blixten finns på webbplatsen för Uppsala universitet, avdelningen för elektricitetslära. Dokumentet *Att skydda sin amatörradiostation mot blixten* <<http://www.hvi.uu.se/meny/m5.html>>.

13 Trafikreglemente

13.1 Fonetiska alfabet

HAREC b.1.1 – HAREC b.1.26

Ibland behöver man göra förtydliganden genom att bokstavera. Det internationella finns i ITU radio-reglemente (RR) [21, Appendix 14] och kravställs i CEPT för HAREC [15, Annex 6].

Svenska radioamatörer ska kunna två fonetiska alfabet, dels det internationella och dels det svenska.

Det kan vara värt att veta att det förekommer slang med andra ord vid bokstavering. Det finns därtill bokstavering på flera språk. Medan dessa inte ska användas vid internationell trafik, så kan det vara bra att känna till.

13.2 Q-koden

HAREC b.2.1 – HAREC b.2.28

13.2.1 Bakgrund

Vid sändning med morselegrafi används sedan år 1912 internationella ”trafikförkortningar” enligt Q-koden, både för att minska risken för mottagningsfel på grund av språksvårigheter, störningar med mera och för att minska sändningstiden. En trafikförkortning i form av Q-kod har en entydig innehörd, men kan anpassas något till aktuell situation. Varje Q-kod består av tre bokstäver i bokstavsserien QAA–QZZ [21, M.1172].

I reglementesprovet för amatörradiocertifikat ingår frågor om Q-förkortningar.

I CEPT-rekommendation T/R 61-02 [15, Annex 6] nämns följande allmänna Q-förkortningar som berör amatörradio. Radioamatörerna använder emellertid i praktiken fler Q-förkortningar varav några räknas upp sist i tabellen.

En uppsättning Q-koder handlar om signalkvalité och signalstyrka, dessa är QRK, QRM, QRN, QRO och QRP. En uppsättning Q-koder handlar om interaktion med den andra stationen, dessa är QRT, QRZ, QRV och QSB. En uppsättning Q-koder handlar om utbyte av kontakt, dessa är QSL, QSO, QSY, QRX och QTH.

Användning av Q-koder för maritimt bruk enligt ITU-R M.1172

	Kodord	Uttal	Svenskt kodord
A	Alfa	all fa	Adam
B	Bravo	bra vo	Bertil
C	Charlie	tjar li	Cesar
D	Delta	dell ta	David
E	Echo	eck å	Erik
F	Foxtrot	fäcks trått	Filip
G	Golf	gålf	Gustav
H	Hotel	hå tell	Helge
I	India	in dia	Ivar
J	Juliett	djo li ett	Johan
K	Kilo	ki lå	Kalle
L	Lima	li ma	Ludvig
M	Mike	majk	Martin
N	November	no vem bö(rr)	Niklas
O	Oscar	åssk a(rr)	Olof
P	Papa	pa pa	Petter
Q	Quebec	ke beck	Qvintus
R	Romeo	rå mio	Rudolf
S	Sierra	si err ra	Sigurd
T	Tango	täng gå	Tore
U	Uniform	jo ni form	Urban
V	Victor	vick tö(rr)	Viktor
W	Whiskey	oiss ki	Wilhelm
X	X-ray	ecks rej	Xerxes
Y	Yankee	jäng ki	Yngve
Z	Zulu	zo lo	Zäta
Å	Alfa Alfa	all fa all fa	Åke
Ä	Alfa Echo	all fa eck å	Ärlig
Ö	Oscar Echo	åssk a eck å	Östen
0	Zero	ze ro	Nolla
1	One	o ann	Ett (ej etta)
2	Two	to	Tvåa
3	Three	tri	Trea
4	Four	får	Fyra
5	Five	fajv	Femma
6	Six	sicks	Sexa
7	Seven	se ven	Sju (ej sjua)
8	Eight	ejt	Åtta
9	Nine	naj nö(rr)	Nia
,	Decimal	de si mal	Komma
.	Stop	stopp	Punkt

Tabell 13.1: Det internationella och svenska fonetiska alfabetet

Q-kod	Fråga	Svar eller meddelande
QRK	Vilken uppfattbarhet har mina (eller ... :s)* signaler?	Uppfattbarheten hos dina (eller ... :s)* signaler är 1. dålig 2. bristfällig 3. ganska god 4. god 5. utmärkt.
QRM	Är min sändning störd?	Störningarna på din sändning är 1. obefintliga 2. svaga 3. måttliga 4. starka 5. mycket starka.
QRN	Besväras du av atmosfäriska störningar?	Atmosfäriska störningar är 1. obefintliga 2. svaga 3. måttliga 4. starka 5. mycket starka.
QRO	Ska jag öka sändningseffekten?	Öka sändningseffekten.
QRP	Ska jag minska sändningseffekten?	Minska sändningseffekten.
QRT	Ska jag avbryta sändningen?	Avbryt sändningen.
QRV	Är du redo?	Jag är redo.
QRX	När anropar du mig igen?	Jag anropar dig igen kl ... på ... kHz/MHz.
QRZ	Vem anropar mig?	Du anropas av ... *(på ... kHz/MHz).
QSB	Varierar min signalstyrka?	Din signalstyrka varierar.
QSL	Kan du ge mig kvittens?	Jag kvitterar.
QSO	Kan få förbindelse med ... *direkt?	Jag kan få förbindelse med ... *direkt.
QSY	Ska jag gå över till annan frekvens?	Gå över till annan frekvens.
QTH	Vilket är ditt geografiska läge?	Mitt geografiska läge är ...
(QRS)	Ska jag minska sändningshastigheten?	Minska sändningshastigheten (sänd ... ord i minuten).
(QRU)	Har ni något till mig?	Jag har inget till dig.
(QSA)	Vilken styrka har mina (eller: ... :s)* signaler?	Dina (eller: ... :s)* signaler är 1. knappast uppfattbara 2. svaga 3. ganska starka 4. starka 5. mycket starka.
(QTC)	Hur många telegram har du att sända?	Jag har telegram till Dig.
(QTR)	Kan du ge mig rätt tid?	Rätt tid är ...

* namn och/eller anropssignal

Tabell 13.2: Q-koderna

- Vissa Q-koder kan ges jakande betydelse genom att bokstaven C (vid telefoni uttalad som CHARLIE) sänds omedelbart efter förkortningen eller ges nekande betydelse med det engelska ordet NO omedelbart efter förkortningen.
- Q-koder kan kompletteras med andra lämpliga förkortningar, anropssignaler, frekvenser, tidsuppgifter, person- och ortsnamn, siffror, nummer osv. I den beskrivande texten för vissa Q-koder lämnas inom en parentes plats för ytterligare uppgifter. Dessa uppgifter ska då sändas i den ordning som anges i texten.
- Q-koderna antar formen av fråga, då de vid radiotelegrafering åtföljs av frågetecken liksom då de vid radiotelefonering åtföljs av bokstäverna RQ (ROMEO QUEBEC). När kompletterande uppgifter följer efter en uttalad fråga, ska ett frågetecken respektive RQ följa efter uppgifterna.
- Q-koder med numrerade alternativa betydelser ska åtföljas av motsvarande siffra. Siffran ska sändas omedelbart efter förkortningen.
- I internationell radiotrafik ska, då ej annat anges, tidpunkter anges i Coordinated Universal Time (UTC), tidigare GMT.

13.3 Trafikförkortningar

HAREC b.3.1 – HAREC b.3.12

Utöver Q-koden och klartext används vid morselegrafering även andra trafikförkortningar. Eftersom det internationella radiospråket är engelska, är förkortningar av engelska ord vanligast. Förkortningar bör emellertid inte användas i onödan. En ovan operatör vid motstationen kan då få svårt att förstå meddelandet.

13.3.1 Urval för radioamatörer

I CEPT-rekommendation T/R 61-02 nämns utöver Q-koden följande övriga trafikförkortningar, som berör amatörradio. Radioamatörerna använder i praktiken många fler trafikförkortningar än dessa.

I reglementsprovet för amatörradiocertifikat ingår frågor om trafikförkortningar, se tabell 13.3.

Utöver ovanstående trafikförkortningar upptas i CEPT-rekommendationen även följande bokstavskombinationer, vilka används i teleprintertrafik i stället för motsvarande morsestecknen, slagna utan teckenmellanrum. (Strecket ovanför bokstäverna betecknar att det inte finns något mellanrum).

AR sluttecken +
VA eller SK avslutningstecken @

Ett exempel på en avsnitt ur en amatörradiosändning, där trafikförkortningar används särskilt flitigt:

Förkortning	Engelskt uttryck	Svensk betydelse
BK	break	avbryt(-a) (sändningen)
CQ	"seek you"	allmänt anrop, till alla
CW	continuous waves	telegrafi (A1A)
DE	franska "de"	från (anropssignal)
K	come	"kom"
MSG	message	meddelande, telegram
PSE	please	var god (att ...)
R	received	allt uppfattat, mottaget
RST	readability, signal-strength, tone-report	läsbarhet signalstryka ton
RX	receiver	mottagare
TX	transmitter	sändare
UR	your	din, ditt, dina, er

Tabell 13.3: Trafikförkortningar – urval för radioamatörer

"gm es tnx vy much om fer ur rppt. u are cmg in hr ufb. my tx is and rx ant 3 el beam . condx hr gud mni dx stns hrd . wl nw nil so tks es 73"

I klartext ser exemplet ut så här: "good morning and thank you very much Old Man for your report. You are coming in here ultra fine business. My transmitter is and receiver ... antenna is a 3 element beam. Conditions here are good many stations heard. Well now nothing for you so thanks and kindest regards"

13.4 Internationell nödtrafik

HAREC b.4.1 – HAREC b.4.4

13.4.1 Nödsignaler

I CEPT-rekommendation T/R 61-02 [15] ställs krav på att radioamatörer ska känna till de internationella nödsignalerna SOS och MAYDAY.

Nödsignalen på morselegrafi består av teckendlarna - - - - - sända i en följd, där längden på de långa teckendelarna betonas så att de klart skiljer sig från de korta.

Signalen skrivs som bokstäverna SOS med ett streck ovanför.

Nödsignalen på radiotelefoni består av ordet MAYDAY uttalat som det franska uttrycket "m'aider". I Sverige kan man även ropa "NÖDANROP".

13.4.2 Internationella nödfrekvenser

Nödsignaler på telefoni sänds i första hand på frekvenserna:

- 121,5 MHz AM (Flygradio).
- 156,8 MHz FM (Marin VHF kanal 16).

En äldre nödfrekvens är 2182 kHz, men den är ej längre en primär frekvens för nöd- och säkerhetstrafik. Det finns inte längre krav på att fartyg ska ha radiopassning på frekvensen vilket framgår av *Transportstyrelsens föreskrifter och allmänna råd om radioutrustning på fartyg* TSFS 2009:95 [29, §22]. (Läs mer om nödfrekvens i avsnitt 13.4.3)

Kustradion i Sverige upphörde med sin radiopassning, vakthållning, av frekvensen i början av 2005 och US Coast Guard slutade radiopassningen i augusti 2013.



I händelse av nöd, med omedelbart behov av assistans, är det därför olämpligt att i första hand söka hjälp på frekvensen 2182 kHz.

Frekvensen 2182 kHz är fortfarande reserverad i ITU Radioreglemente (RR) [21] för ”Distress and safety communications” och radiopliktig fartyg som trafikerar vatten i och utanför kustnära områden ska ha radioutrustning för frekvensen.

13.4.3 Nödtrafik

I CEPT-rekommendation T/R 61-02 [15] ställs krav på att radioamatörer ska känna till bestämmelser om nödtrafik och användningen av amatörradiostationer vid naturkatastrofer.

ITU Radioreglemente (RR) [21] har sedan WRC-07 inte längre information om ”Distress and safety communications” för annat än GMDSS (*Global Maritime Distress and Safety System*)

Med ”nödfrekvens” avses en frekvens som radiopassas av exempelvis flyg- eller sjöräddningscentral 24/7 (dygnet runt, året runt). Även om termen ”nödfrekvens” ibland förekommer i svenska bandplaner för amatörradio, så finns inga egentliga sådana frekvenser inom amatörradiobanden.

År 1998 hölls en internationell konferens i Tammerfors i Finland (*ICET-98*). Konferensen ledde fram till Tampere-konventionen ”The Tampere Convention on the Provision of Telecommunication Resources for Disaster Mitigation and Relief Operations” [25]. Konventionen trädde i kraft 8 januari 2005.

I enlighet med konventionen har IARU infört rekommendationer om regionala och globala frekvenser för *Emergency Centre of Activity*. Det vill säga centerfrekvenser för radiokommunikation som kan användas i händelse av naturkatastrofer.



IARU:s rekommendationer och förändringen av ITU RR innebär alltså att det inte finns någon speciell nödsignal för amatörradiobanden och inga nödfrekvenser inom amatörradiobanden.

För vidare läsning rekommenderas *IARU Emergency Telecommunications Guide* [1].

13.4.4 Om du hör en nödsignal på radio

Avbryt omedelbart din egen sändning när du hör en nödsignal. Lyssna på nödmeddelandet och **skriv ner** vad som sägs. Notera position, frekvens, tidpunkt etc. Anmäl vad du hört på följande sätt.

13.4.4.1 Nödsignal från radioamatör i utlandet

Om du uppfattar ett nödanrop från Sveriges närområde, så som Nordsjön och Östersjön eller närliggande länder, så använd sunt förfuft och ring 112 och berätta att du uppfattat en nödsignal från utlandet via radio.

För de fall att det är längre bort i Europa, kan det kanske vara läge att vara lite mer restriktiv.

Oavsett vilket bör man först avvaka en stund för att övervaka om anropet verkar besvaras av någon annan samt anteckna informationen i meddelandet innan man själv besvarar det.

Det är aldrig fel vid uppfattandet av nödtrafik att kontakta 112 och påtala vad som har uppfattats. De kan sedan avgöra hur ärendet ska hanteras.

13.4.5 Nödsignal från svenska landområde

Ring 112 för att kalla på räddningstjänst, ambulans, polis, sjöräddning, flygräddning etc. Ditt telefonnummer visas automatiskt i larmoperatörens display. För att undvika missförstånd och feldirigerings risker måste du meddela operatören att nödanropet kommit via radio. Själva olycksplatsen kan ligga i ett helt annat riktnummerområde än det som ditt telefonsamtal kommer ifrån.

13.4.6 Nödsignal från fartyg eller luftfarkost

Om nödsignalen inte besvaras av någon kust- eller markstation, ring 112 och begär sjöräddning respektive flygräddning och meddela dina iakttagelser.



Vidarebefordra nödmeddelandet utan att ändra på det!

13.4.7 Du själv sänder nödsignal över radio

I första hand bör du välja andra signalvägar än amatörradio, så som fast och mobil telefoni, båt- eller flygradio eller därför avsedda nödsändare om möjligt.

Välj gärna en frekvens med mycket trafik utifall du inte använder en nödfrekvens, så det finns en chans att den är bevakad så att någon kan höra ditt nödanrop. Att använda en repeater för att höras bättre är en bra strategi.

Uppträd lugnt och sansat, när du kallar på hjälp över radion. Tänk först och sänd sedan. Färsök få med så mycket som möjligt av det som listas under ”åtgärder” nedan.

13.4.8 Åtgärder

Nyckelordet för dina åtgärder är LARMA:

Läge Ange olycksplatsens läge. Du kan ange gatu- eller vägnamn eller riktmärken som till exempel vägkorset, gränsen, bron, järnvägen etc.

Analysera Gör en överblick över olycksplatsen och tala om vad som hänt. Några skadade? Några innestängda? Brinner det? Släpps farliga ämnen ut?

Ropa Ropa på hjälp. Använd gärna en repeater på 2-metersbandet så att du når många, men även andra frekvenser kan användas. Anropa med NÖDANROP FRÅN SMXxxx. Fråga efter någon med telefon. Ge inte upp om du inte får svar genast.

Meddela Meddela när du fått kontakt med någon med telefon, sänd NÖDTRAFIK PÅGÅR för att freda frekvensen och NÖDMEDDELDET med de viktigaste uppgifterna. Begär att uppgifterna repeteras och ta löfte på att de sänds vidare. Begär att få veta när så har skett. Påminn annars!

Avvakta Vänta på platsen tills hjälp har anlänt. Passa radion så att du kan svara på frågor. Behövs inte längre din hjälp, avsluta då med NÖDTRAFIK UPPHÖR FRÅN SMXxxx ... KLART SLUT.

13.5 Anropssignaler

13.5.1 Anropssignalernas syfte

Alla radiosändare ska vara identifierbara, så att man kan veta vem som sänder [21, §19.1]. Identifiering görs med hjälp av en anropssignal, som är en kombination av bokstäver, (A–Z) och siffror (0–9). [21, §19.45]. Ett tecken är antingen en bokstav eller siffra. Nationella bokstäver som Å, Ä och Ö samt andra specialtecken används inte. Anropssignalerna är internationellt koordinerade och unika, vilket är nödvändigt när signalerna kan komma att höras över hela världen. Systemet är gemensamt för kommersiell trafik och amatörradio, men vi kommer enbart beröra de anropssignalerna som är aktuella för amatörradio.

- Alla sändningar med falsk eller missledande identifiering är förbjuden [21, §19.2]!
- Alla amatörradiosändningar ska vara identifierade [21, §19.4, §19.5].

Identifiering sker normalt i tal eller på morselektrografi, men även andra former kan förekomma som är anpassade till modulationsmetoden som används.

Det finns flera sätt på vilka personen bakom en anropssignal kan identifieras. För svenska anropssignalerna tillhandahåller SSA en Callbook <www.ssa.se>. En

annan populär variant är QRZ <www.qrz.com> där man kan registrera sig. Anropssignalen används även för online-loggning av kontakter, så som Logbook of the World (LoTW) <lotw.arrl.org>.

13.5.2 Anropssignalernas sammansättning

Varje land disponerar en eller flera serier med unika anropssignaler för all sin radiotrafik. Dessa utformas enligt ITU Radioreglemente (RR) [21, §19] på sätt, som beror på syftet med varje särskild radiostation. I RR finns definitioner för olika slags stationer, till exempel stationer för fast radio, landmobiila stationer, stationer i fartyg, i sjöräddningsfarkoster, i flygplan, amatörradiostationer och så vidare.

13.5.3 Identifiering av amatörradiostationer

HAREC b.5.1 HAREC b.5.3

En radiostation ska identifieras med den anropsignalen, som tilldelats av det egna landets teleadministration (myndighet). I Sverige är det Post- och telestyrelsen (PTS) som har ansvaret och som genom beslut har delegerat handläggningen av amatörradiosignaler till Föreningen Sveriges Sändareamatörer (SSA). Anropssignalen meddelas i det amatörradiocertifikat som erhålls efter godkänt kompetensprov.

Anropssignaler för amatörradio är uppbyggda av ett prefix, en siffra och ett suffix på följande sätt [21, §19.68, §19.69]:

- Prefixet består vanligtvis av två tecken, exempelvis SM (Sverige), 9A (Kroatien) eller S5 (Slovenien).
- Prefixet kan ibland bestå av en ensam bokstav, som i så fall måste vara någon av B, F, G, I, K, M, N, R eller W.

Sverige är tilldelat prefix i serierna SA–SM, 7S och 8S [21, Appendix 42].

Prefixet följs av en siffra och ett suffix. Suffixet består av minst ett och högst fyra tecken, där det sista tecknet inte får vara en siffra.

Anropssignaler för speciella ändamål, exempelvis för att fira något jubileum, kan ha suffix som består av fler än fyra tecken [21, §19.68A]. Sådana anropssignalerna, eller andra som inte följer formatmallen, behöver i så fall godkännas av PTS innan de kan tilldelas av SSA.

Exempel: DL65DARC är en eventsignal för tyska (DL) amatörradioföreningen DARC:s 65:års jubileum.

PTS regler för tilldelning av svenska anropssignaler kan skilja sig från grundreglerna i RR som anges ovan, men följer i allmänhet dessa.

Anropssignaler för svenska amatörradiostationer är uppbyggda på följande sätt, varvid med distrikt avses amatörradiodistrikt.

Signalserien SM är tilldelad av Televerket och sedermera PTS fram till 2009. Signalserien SA är

<i>enskilda radioamatörer</i>	SA	+ distriktsiffran + treställigt suffix (grundsignal)
<i>enskilda radioamatörer</i>	SM	+ distriktsiffran + två- eller treställigt suffix (grundsignal)
<i>amatörradioklubbar</i>	SA	+ distriktsiffran + tvåställigt suffix
<i>amatörradioklubbar</i>	SK	+ distriktsiffran + tvåställigt suffix
<i>militära förband och FRO</i>	SL	+ distriktsiffran + två- eller treställigt suffix

Tabell 13.4: Svenska anropssignalprefix

tilldelad av SSA från 2004. Äldre anropssignaler i SM-serien är tilldelade med tvåställiga suffix, medan nyare SM- och SA-signaler har treställiga suffix.

Utöver grundsignalen finns även extra anropssignaler tilldelade i de övriga tillgängliga serierna.

Exempel: SM0XXX är en radioamatör som fått sin tilldelning av PTS.

Exempel: SA0XXX är en radioamatör som fått sin tilldelning av SSA.

Exempel: SK2XX är en amatörrklubb.

Exempel: SM7X är en radioamatör med kort anropssignal.

Sverige är indelat i amatörradiodistrikts med följande numrering och utsträckning:

<i>Distrikt</i>	<i>Utsträckning</i>
0	Stockholms (AB) län
1	Gotlands (I) län
2	Västerbottens (AC) och Norrbottens (BD) län
3	Gävleborgs (X), Jämtlands (Z) och Västernorrlands (Y) län
4	Örebro (T), Värmlands (S) och Dalarnas (W) län
5	Östergötlands (E), Södermanlands (D), Västmanlands (U) och Uppsala (C) län
6	Hallands (N) och Västra Götalands (O) län
7	Skåne (M), Blekinge (K), Kronobergs (G), Jönköpings (F) och Kalmar (H) län.

Distriktsiffran i anropssignalen bestäms av det län som hemadressen är belägen inom. Vid sändning utanför hemadressen bör det framgå av tillägg till anropssignalen.

Exempel: SA0XXX är en radioamatör hemmahörande i Stockholms län.

Exempel: SM7YYY är en radioamatör hemmahörande i Jönköpings län.

Exempel: SK7AX är en amatörrklubb hemmahörande i Jönköping län.

I Post- och telestyrelsens föreskrifter sägs dock inte vilken distriktsiffran som ska användas, när sändning sker från annan plats än hemortsadressen.

Med stöd av praxis rekommenderar dock SSA att följande regler tillämpas:

- Vid trafik från en regelbundet använd fritidsbostad kan i anropssignalen användas den distriktsiffran som utvisar var fritidsbostaden är belägen.
- Vid trafik från annan tillfällig plats bör anropssignalen åtföljas av snedstreck och siffran för det distrikt varifrån sändningen görs. **Exempel:** SM0XYZ/0, SM0XYZ/6 etc.
- Vid trafik från mobil station bör den ordinarie anropssignalen även åtföljas av /M. **Exempel:** SM0XYZ/6/M.
- Vid trafik från mobil station inom hemorten kan dock den extra distriktsiffran utelämnas. **Exempel:** SM0XYZ/M.
- Vid trafik från sjöfarkost bör den ordinarie anropssignalen åtföljas av /MM.
- Vid trafik från luftfarkost bör den ordinarie anropssignalen åtföljas av /AM.
- Vid trafik från svensk farkost på internationellt territorium kan distriktsiffran 8 användas.
- Vid sändning från ett annat lands territorium gäller det landets bestämmelser. Vid osäkerhet – vänd dig till SSA!
- Utländsk radioamatör på besök i Sverige ska använda sin anropssignal från det egna landet, föregångat av SM/. **Exempel:** SM/LA9XX [14].

13.5.4 Nationella prefix

HAREC b.5.4

Tabell 13.5 visar några viktiga nationella prefix att kunna.

13.6 Användning av anropssignal

HAREC b.5.2 HAREC b.7.2.2

Både motstationens och den egna anropssignalen ska användas i början och slutet av varje sändning.

Prefix	Land	Prefix	Land	Prefix	Land
LA	Norge	OH	Finland	OH0	Åland
OZ	Danmark	DL	Tyskland	EA	Spanien
ES	Estland	F	Frankrike	G	Storbritannien
HB	Schweiz	I	Italien	LY	Litauen
OK	Tjeckien	ON	Belgien	PA	Holland
S5	Slovenien	SP	Polen	SV	Grekland
UA	Ryssland	YL	Lettland	EA8	Kanarieöarna
ZS	Sydafrika	HS	Thailand	JA	Japan
K	USA	VE	Kanada	LU	Argentina
PY	Brasilien	VK	Australien	ZL	Nya Zeeland

Tabell 13.5: Landsprefix

Under sändningen ska anropssignalen upprepas ”med korta mellanrum”, utan närmare precisering av mellanrummet. Även om man inte har kontakt med en motstation, ska den egna anropssignalen anges vid varje sändning. Se vidare i PTS föreskrifter.

13.7 Exempel på kontakt

HAREC b.7.2.1

Det finns många sätt att genomföra en radiokontakt, men det finns några grundregler för hur man uppträder och utväxlar samtal. Ett trevligt och kamratligt uppträdande är en hederssak inom amatörradiot. Det behöver inte bli stelt för den skull!

Allmänt anrop är ett sätt att kalla på någon – vem som helst – att kommunicera med. På teleografi låter det så här:

– CQ CQ CQ de SM0XYZ SM0XYZ K

Det vill säga anropet först och därefter den egna anropssignalen. På telefonni låter det så här:

– Allmänt anrop, allmänt anrop, allmänt anrop från SM0XYZ Kom

Glöm inte Kom i slutet. Riktat anrop gör man, när man vill tala med någon särskild station. Då sänder man först anropssignalen på den station, som man vill tala med och därefter sin egen anropssignal. På telegraфи låter det så här:

– SM0ZYX SM0ZYX de SM0XYZ SM0XYZ K

På telefonni låter det så här:

– SM0ZYX SM0ZYX från SM0XYZ SM0XYZ

Kom

Motstationen svarar förhoppningsvis på anropet, alltså

– SM0XYZ från SM0ZYX Kom

13.7.1 Upprättad förbindelse

När en station svarat på anrop, lämnar man först sin signalrapport enligt RST-koden och presenterar sig med sitt förnamn och berättar var man finns. Motstationen kvitterar troligen med sina motsvarande uppgifter.

När man överlämnar ordet till motstationen avslutar man meningens med Kom och lyssnar. Om man har en telegrafiförbindelse och bara vill tala med den

stationen kan man sända KN (kom du och ingen annan (nobody else)).

Om förbindelsen varar länge, är det lämpligt att upprepa anropssignalerna ungefär var tionde minut vid överlämning.

– SM0ZYX från SM0XYZ Kom

13.7.2 Avsluta förbindelse

När man så småningom avslutar kontakten tackar man för sig på och utbyter avskedshälsningar. Då kan det låta så här:

– Tack för en trevlig förbindelse och på återhörande. SM0ZYX från SM0XYZ. Klart Slut.

Träna med din instruktör på att klara olika slags trafiksituationer!

13.7.3 Second operator

Den som självständigt använder en amatörradiosändare ska ha ett amatörradiocertifikat. Det finns ett undantag från kravet på amatörradiocertifikat då en person tillfälligt använder en amatörradiosändare under uppsikt av någon som har ett amatörradiocertifikat. Detta kallas *second operator* och innebär att en person som saknar amatörradiocertifikat kan agera operatör jämte en person som har ett.

I Sverige är det reglerat i undantagsföreskriften PTSFS 2020:5 som tas upp i avsnitt 14.3.2. Detta medger att man kan förevisas hobbyn och även träna under kontrollerade förhållanden. För att detta ska fungera krävs att den med amatörradiocertifikat instruerar om hur man ska bete sig i etern, hur handhavandet går till och kan övervaka att detta följs.

Självklart används anropssignalen för innehavaren av amatörradiocertifikatet. Det är bra att det tydligt framgår att det är en second operator som är aktiv. Antingen ropar amatören upp och sedan berättar att han lämnar över till second operator Simon. Alternativt kan en second operator göra anropen själv och då ropa till exempel ”SM5XYZ second operator Anna”.

Möjligheten att använda second operator ska användas med klokhet, och kan rätt använd skapa en god förståelse för hobbyn och utgöra en morot för

att få både ungdomar och vuxna intresserade av amatörradio.

13.7.4 CQ DX och split

Det förekommer att man hör någon ropa "CQ DX", vilket betyder att stationen söker långväga kontakter, i allmänhet utanför sin egen världsdel.

– "CQ DX, CQ DX, CQ DX, SM0XYZ calling CQ DX and standing by"

I detta fallet är det SM0XYZ som söker att nå någon utanför Europa. Är du själv inte ett DX, det vill säga om du befinner dig i samma världsdel så ska du undvika att svara.

Ibland genomförs så kallade *DX expeditioner* då man beger sig till en plats som sällan aktiveras. Man brukar tala om *rara DX* (eng. *rare DX*), då ett ovanligt landområde aktiveras, som många vill ha i sin logg.

En station som ropar CQ kan få svar från många stationer samtidigt. Då uppstår ett sammelsurium av signaler som kallas för *pile-up*.

När stationen betar av en pile-up kan stationen även fråga "QRZ?", alltså "vem där?"

Ett rart DX kan drabbas av enorma pile-ups, och det kan bli svårt motstationerna att höra DX-stationen bland alla andra som ropar samtidigt. Det kan också vara svårt för DX-stationen att urskilja vilka motstationer som svarar, om alla svarar på samma frekvens. En strategi för att få detta att fungera effektivare är att köra split [20], det vill säga att DX-stationen sänder och lyssnar på olika frekvenser (men fortfarande inom samma frekvensband).

Oftast väljer DX-stationen att lyssna på en frekvens som ligger några kilohertz högre än den egna sändningsfrekvensen, och anger detta genom att sända exempelvis "*listening up*" eller "*listening five up*".

Genom att använda sig av split undviker DX-stationen att störas ut av sin egen pile-up. DX-stationen kan också välja sprida ut sin pile-up, genom att inte lyssna på endast en frekvens, utan genom att svepa över ett lite större område.

"*Listening five to ten up*" betyder då att DX-stationen lyssnar i ett område mellan 5 och 10 kHz över den egna sändningsfrekvensen, och motstationerna får försöka gissa var i detta frekvensområde som DX-stationen lyssnar just för tillfället.

För trafik på morselektrografi använder man vanligtvis ett mindre avstånd mellan sändar- och mottagarfrekvens än för trafik på SSB-telefoni, eftersom telegrafisignalerna upptar mindre bandbredd.

Modererna transceivrar har nästan alltid möjlighet att ställa in split genom att man använder "VFO A/B", "RIT/XIT" eller "clarifier". Mer avancerade transceivrar kan ha möjlighet att separera de två frekvenserna i hörlurarnas vänster- respektive högerkanal.

När en station ropar CQ och gör paus för anropande stationer, ange då din egen signal kort och tydligt en gång i varje pass. Istället för att ropa flera gånger varje pass, skrika eller på annat sätt ta utrymme, ha

tålmod och vänta ut bra tillfälle. Ropa inte under den tid som DX-stationen sänder sitt CQ. Då hör han dig ju ändå inte.

Det kan vara nyttigt att lyssna in sig på operatörens stil. Var medveten om att DX-stationen kan höra helt andra stationer starkare än vad du hör, eftersom konditionerna kan vara helt annorlunda för DX-stationen.

Vid stora pile-ups kan operatören välja att bara lyssna efter vissa stationer, och därför fråga efter "only number five stations please" eller efter "only European stations please". Detta syftar till att dela upp en stor pile-up för en chans att lättare uppfatta vilka som anropar.

Vid uppdelning efter nummer kommer operatören avverka några stationer med ett visst nummer i anropssignalen, för att sedan gå vidare till nästa och så vidare, tills 0 till 9 är genomgångna.

Alternativet att gå efter regioner eller landsprefix kan vara att föredra om operatören upplever att konditionerna dit snart försvinner och därför vill ge dem en extra förtur innan de helt tappar chansen.

Lär dig "DX:rens ordningsregler":

- Jag ska lyssna, och lyssna, och sedan lyssna lite till.
- Jag ska ropa endast om jag kan läsa DX-stationen ordentligt.
- Jag ska icke lita på cluster-information, utan vara helt klar över DX-stationens anropssignal innan jag ropar.
- Jag ska icke störa DX-stationen, eller någon som anropar denne, och jag ska aldrig stämma av på DX:ets egen frekvens, eller i det segment där denne lyssnar.
- Jag ska vänta tills DX:et avslutat föregående kontakt innan jag ropar själv.
- Jag ska alltid ange min fullständiga anropssignal.
- Jag ska ropa och lyssna med lämpliga intervaller.
- Jag ska icke ropa kontinuerligt.
- Jag ska icke ropa då DX:et svarar någon annan än mig.
- Jag ska ropa då DX:et frågar efter en anropssignal som icke liknar min egen.
- Jag ska icke ropa då DX:et söker efter ett annat geografiskt område än mitt eget.
- När DX:et svarar mig så ska jag icke upprepa min anropssignal, annat än om jag tror att denne ej uppfattat den korrekt.
- Jag ska vara tacksam om och när jag får kontakt.

- Jag ska respektera mina amatörförbund och uppvisa så jag förtjänar deras respekt.

Försök inte agera polis och rätta andra stationer som du anser bryter mot reglerna!

13.8 Innehåll i förbindelse

HAREC b.7.2.3

Tidigare har det i Sverige varit reglerat vad innehållet får vara i förbindelser, eller snarare vad de inte får innehålla. Den regleringen är numera borttagen. Man ska vara medveten om att samma regler och förutsättningar inte gäller i alla länder och för deras radioamatörer. Därför uppmanas du att använda sunt förfuvt, hålla god ton och respektera alla amatörer. Se även IARU etik och trafikmetoder.

13.8.1 Tystnadsplikt

Innehållet i en radioförbindelse skyddas av *Lag om elektronisk kommunikation (LEK)* [6]. I LEK regleras tystnadsplikt för radiobefordrade meddelanden i kapitel 6.

Den som i annat fall än som avses i 20 § första stycket och 21 § i radiomottagare har avlyssnat eller på annat sätt med användande av sådan mottagare fått tillgång till ett radiobefordrat meddelande i ett elektroniskt kommunikationsnät som inte är avsett för honom eller henne själv eller för allmänheten får inte obehörigen föra det vidare. Lag (2012:285).[6, kap 6, §23]

Tystnadsplikten gäller alla radiomeddelanden som avlyssnats, oavsett ursprung.

Detta innebär att om du själv varit part i radiomeddelandet eller om radiomeddelandet var en nyhetsbulletin avsett för många så får du föra det vidare.

En stor del av radioamatörhobbyn bygger dock på radiokommunikation med andra och att andra kan höra dig när du sänder. En radioamatör kan därför inte anses vara omedveten om att någon annan lyssnar på det som sänds ut. Därför är mycket accepterat inom amatörradio som annars skulle vara förbjudet.

Tips om rara DX, tips om någon som ropar CQ, QSL från lyssnaramatörer, att berätta att du hörde någon ha förbindelse med någon annan anses därför normalt inte vara ett brott mot tystnadsplikten.

Att koppla en radiomottagare till webben så att någon kan lyssna på radiotrafik i realtid är tillåtet.

Observera även texten i andra punkten i kapitel 6 § 20 gällande den som i samband med tillhandahållande av ett elektronisk kommunikationstjänst har fått del av eller tillgång till innehållet i ett elektroniskt meddelande inte obehörigen får föra vidare eller utnyttja det han fått del av eller tillgång till.

Detta kan vara aktuellt då någon som tillhandahåller en elektronisk kommunikationstjänst från punkt A till punkt B får tillgång till innehållet i ett elektroniskt meddelande när det har lämnat punkt A och innan det når fram till punkt B.

13.8.2 Inspelning av radiomeddelande

Radiosamtal som du själv deltar i får spelas in utan att andra deltagare i samtalet informeras om att du spelar in samtalet.

Grundregeln är att inspelning av radiomeddelanden är tillåten såvida inte inspelningen är förbjuden för att skydda personers personliga integritet.

Uppspelning av de inspelade meddelandena får inte bryta mot bestämmelserna om tystnadsplikt. Det vill säga att meddelandet inte obehörigen får föras vidare.

Alla radiomeddelanden får inte spelas in. Lagstiftningen skiljer även på analoga- och digitala inspelningar. Dataskyddsförordningen [12] samt 4 kap § 9a i Brottsbalken [3] är exempel på lagar som begränsar inspelning av avlyssnade radiomeddelanden.

Av ovanstående följer att det inte är tillåtet att lagra inspelad radiotrafik för senare lyssning via webbaserade medier då det kan anses kränka den personliga integriteten.

13.8.3 Kryptering av radiomeddelande

Inom Sveriges gränser är kryptering av radiomeddelanden på amatörradiofrekvenser tillåten under villkor att en anropssignal regelbundet sänds ut, anropssignalen ska då kunna avläsas med kända tekniker. Trots detta rekommenderas inte användning av kryptering för amatörradiotrafik.

Tekniken för kryptering av radiomeddelanden har blivit mera lättillgänglig i samband med införandet av digitala radiosystem typ DMR (Digital Mobile Radio) på amatörfrekvenser. Ett flertal av dessa radiosystem är dock ihopkopplade via internationella nätverk och därigenom hörbara i flera länder där kryptering inte är tillåten.

Användningen av krypteringsteknik på amatörradiofrekvenser riskerar därför att medföra begränsningar i de rättigheter vi har enligt PTSFS 2020:5.

13.9 Radioamatörens hederskod

HAREC b.7.1.1

Radioamatören är

HÄNSYNSFULL Han agerar aldrig medvetet på ett sätt som minskar nöjet för andra.

LOJAL Han erbjuder lojalitet, uppmuntran och stöd åt andra amatörer, lokala klubbar, IARU organisationen i hans land genom vilken amatörradio i hans land representeras nationellt och internationellt.

PROGRESSIV Han håller sin station på en hög teknisk nivå. Den är välbyggd och effektiv. Hans operationsteknik är oantastlig.

VÄNLIG Han kommunicerar sakta och tålmodigt när så begärs; erbjuder kamratligt stöd och ger nybörjaren goda råd; välnig assistans, samarbete och omtanke i andras intresse. Detta är kännetecknen för amatörandan.

BALANSERAD Radio är en hobby och får aldrig orsaka konflikt i förpliktelser gentemot familj, arbete, skola eller samhälle.

PATRIOTISK Hans station och hans kunnande står alltid till förfogande för att assistera land och samhälle.

– *anpassad från den ursprungliga Amateur's Code, skriven av Paul M. Segal, W9EEA, 1928.*

13.10 Radioamatörens ordningsregler

HAREC b.7.1.2

13.10.1 Grundläggande principer

Grundläggande principer som ska styra vårt uppträende på amatörbanden är:

Samhörighet, broderskap och kompiskänsla: många, många av oss är aktiva i etern (vår spelplan). Vi är aldrig ensamma. Alla andra amatörer är våra kollegor, våra bröder och systrar, våra vänner. Agera därefter. Var alltid hänsynsfull.

Tolerans: inte alla amatörer delar nödvändigtvis samma uppfattning som du, och din uppfattning är kanske inte den bästa. Förstå att det finns andra med en annan uppfattning om ett visst tema. Var tolerant. Du har inte denna värld för dig själv.

Anständighet: aldrig får svordomar och oanständigheter yttras på banden. Ett sådant beteende säger ingenting om den person som de är avsedda för men mycket om den person som uttalar dem. Behåll ditt lugn i alla situationer.

Förståelse: Var snäll och förstå att alla inte är så smarta, så professionella eller så mycket expert som du. Om du vill göra något åt detta agera positivt (hur kan jag hjälpa till, hur kan jag förbättra, hur kan jag lära ut) i stället för negativt (med svordomar, förlämpningar etc.).

13.10.2 Risken för konflikter

Endast en spelplan, etern: alla radioamatörer vill spela sitt spel eller utöva sin sport men det måste

göras på en enda spelplan: våra amatörband. Hundratals spelare på en enda spelplan leder ibland till konflikter.

Ett exempel: Plötsligt hör du någon ropa CQ på din frekvens (den frekvens du har kört på en stund). Hur är detta möjligt? Du har varit igång här mer än en halvtimme på en helt ren frekvens! Jo, visst är det möjligt; den där andra stationen tror kanske också att du stör honom på HANS frekvens. Kanske har skippet eller konditionerna ändrats?

13.10.3 Hur undvika konflikter?

- Genom att förklara för alla spelare vilka regler som gäller och genom att motivera dem att tillämpa dessa regler. De flesta konflikter orsakas av **okunskap**: många spelare känner inte till reglerna tillräckligt väl.
- Dessutom hanteras många konflikter dåligt återigen på grund av **okunskap**.
- Den IARU-etikhandbok som finns översatt på SSA:s webbplats avser att åtgärda denna brist på kunnande i huvudsak genom att lära ut hur man kan undvika konflikter av alla slag.

13.10.4 Moraliska aspekter

- I de flesta länder bryr sig myndigheterna inte om i detalj hur amatörerna uppför sig på banden, förutsatt att de håller sig till reglerna som myndigheten fastslagit.
- Radioamatörerna anses vara **självstyrande**, detta betyder att självdisciplin måste utgöra basen i vårt agerande. Det betyder emellertid inte att radioamatörerna har en egen polisiär funktion!

13.10.5 Förhållningsregler

Vad menar vi med **förhållningsregler** (code of conduct)? De är en uppsättning regler baserade på såväl **etiska** principer som **trafikmässiga hänsyn**.

Etik Etik bestämmer vår attityd och vårt allmänna uppförande som radioamatörer. Etik har med moral att göra. Etik utgör principerna för moral.

Exempel: etiken säger oss att aldrig medvetet störa andra stationers radiotrafik. Detta är en moralisk regel. Det är omoraliskt att inte följa denna regel, likvärdigt med att fuskas i en tävling.

Praktiska regler för att hantera alla olika aspekter av vårt uppförande behövs utöver etik också en uppsättning regler baserade på **trafikmässiga hänsyn** och på **praxis och sedvänja**. För att undvika konflikter behöver vi också praktiska regler som styr vårt beteende på amatörbanden eftersom vårt huvudintresse är att köra radio på de olika banden. Vi avser här mycket **praktiska regler** och **riktlinjer** för situationer

som ej är etikrelaterade. De flesta trafikmetoder (hur genomföra ett QSO, var får man köra, vad betyder QRZ, hur använda Q-koderna) hör hit. Respekt för dessa trafikmetoder säkerställer optimalt resultat och effektivitet i våra QSO och kommer att vara nyckeln till att undvika konflikter. Dessa trafikmetoder har tillkommit som ett resultat av daglig radiotrafik under många år och som ett resultat av den pågående tekniska utvecklingen.

13.11 Bandplaner

13.11.1 Introduktion

Det allra vanligaste är att en radiostation eller ett nät av stationer tilldelas en eller ett fåtal frekvenser samt väl preciserade villkor i övrigt. Amatörradio är däremot en radiotjänst, som tilldelas inte bara enstaka frekvenser utan hela frekvensband samt inom dessa band förhållandevis stor frihet till personligt val av frekvens, sändningsslag etc. Därvid kan den enskilde radioamatören inte ställa anspråk på ostördä frekvenser. I stället är det upp till radioamatörerna, att själva samråda och rekommendera varandra om hur de tilldelade frekvensbanden bör fördelas på olika slags användning. Denna fördelning av trafiken kallas bandplan.

Frekvensbanden och effekt-gränser sätts av varje lands ansvarig myndighet, kallad administration, och i Sverige är det Post- och telestyrelsen (PTS) som meddelar i *Post- och telestyrelsens föreskrifter om undantag från tillståndsplikt för användning av vissa radiosändare PTSFS 2020:5* [13]. För att koordinera frekvensanvändningen samarbetar olika ländernas ansvariga myndigheter i Internationella Teleunionen (ITU) för att ha en gemensam utgångspunkt för sina beslut, som publiceras som ITU Radioreglemente [21].

ITU:s Radioreglemente är dock inte ett tvingande dokument för administrationerna, och därmed gäller det inte per automatik över nationell lag, utan man behöver alltid hålla sig bekant med vad gällande lag och föreskrifter säger.

För att radioamatörer sedan ska använda banden på ett liknande sätt, så har sedan IARU skrivit ihop en bandplan, som enbart kan tolkas som en rekommendation inom den ram som nationella lagar och föreskrifter sätter på radiosändning.

Det är viktigt att förstå dessa samband rätt, för det förekommer tyvärr att betydelsen av dokument övertolkas, eftersom det kan resultera i att man sänder på frekvenser som inte är tilldelat amatörtjänsten, eller sända med högre effekt än tillåtet.

13.11.2 IARU:s bandplaner, syfte och ändamål

HAREC b.6.1 HAREC b.6.2

Internationella Amatörradiounionen (IARU) är det organ på internationell nivå, där samråd om amatörradios intressen sker regelbundet, dels i arbetsgrupper med olika inriktning och dels i generella konferenser. IARU har som syfte att

- verka för att av ITU tilldelade frekvensband för amatörradio bevaras
- förbättra amatör- och amatörsatellittjänsternas status inom tilldelade frekvensband
- verka för tilldelning av ytterligare frekvensband för amatörradio
- frekvensplanera amatörradiotrafiken inom tilldelade amatörradioband genom samråd och rekommendationer.

Syftet med en bandplan är att ge utrymme för alla aspekter inom amatörradio: självträning, kommunikation och tekniska undersökningar.

Radioamatörernas bandplaner siktar på att ge möjlighet till så många olika amatöranktiviteter som möjligt, såväl sändningsslag som tekniker, både nu och i framtiden. För att utnyttja banden på bästa sätt är det normalt att minsta möjliga bandbredd samt optimal sändarutrustning och teknik används.

För att alla ska kunna utöva amatörradio med ett minimum av störningar, förutsätts att man använder utrustningar som är "state of the art". God insikt i frekvensplanering, tillräckliga resurser, gott anseende samt internationellt samarbete behövs för att främja amatörradiot. De flesta nationella amatörradioorganisationer har sedan många år ett världsomfattande samarbete genom sitt organ International Amateur Radio Union (IARU) som är organiserat som tre regioner. Dessa regioner sammanfaller geografiskt med ITU:s regioner. Region 1 omfattar Afrika, Europa och västra Asien.

13.12 Svenska bandplaner

Tilldelningen av frekvensband för amatörradioanvändning sker enligt överenskommelser mellan telemyndigheterna i de länder som är anslutna till ITU. Tilldelningen är därvid i stort sett lika i de flesta länder. Av olika skäl förekommer dock skillnader såväl mellan ITU-regioner som länder.

I Sverige regleras amatörradioanvändningen främst genom Post- och telestyrelsens (PTS) föreskrifter PTSFS 2020:5 [13] samt genom lag om elektronisk kommunikation **LEK SFS 2003:389** [6]. I anslutning till frekvenstilldelningen anges tillåten effekt och amatörradiostatus i respektive band. Inom denna ram är det upp till radioamatörerna själva att utnyttja sina möjligheter bästa sätt. Bandplaner fungerar som radioamatörernas rekommendationer till varandra. Endast i minsta utsträckning medverkar PTS till reglering inom dessa planer. IARU Region 1 bandplanerna finns i bilaga F och svensk frekvensplan finns i bilaga G.

Föreningen Sveriges Sändareamatörer SSA – företräder de svenska radioamatörerna i IARU Region 1.

Mer information om de rådande bandplanerna för HF, VHF och UHF kan du finna i appendix N men kontrollera alltid mot en officiell källa innan du använder dem för sändning.

14 Bestämmelser

Tekniskt sett kan radioamatörerna världen över, med hjälp av sina radiostationer, tämligen lätt skapa kontakt med varandra. Därvid krävs att reglerna i de länder som berörs vid kontakten respekteras.

En hel serie både internationella och nationella regler styr radiokommunikationerna i en nation. Varje radioamatör ska känna till och följa dessa regler så långt de har anslutning till amatörradio. Vissa länder – till exempel CEPT-länderna – har i någon utsträckning harmoniserat sina bestämmelser inbördes. Nationella avvikelse förekommer likväl och reglerna i det land, som man gör radiosändningar ifrån, ska alltid följas.

14.1 ITU Radioreglemente (RR)

Internationella Teleunionen (ITU) är det internationella samarbetsorgan där olika länders myndigheter (administrationer) för telekommunikation samarbetar och koordinerar sig, bland annat genom gemensamt regelverk och standarder. Det är viktigt för att koordinera användning av spektrum och signalerna i det.

ITU Radioreglemente (RR) [21] är det övergripande regelverket för att koordinera spektrumanvändning, det vill säga för alla former av radiorelaterad verksamhet. Det är det gemensamma ramverk som används, och varje land utgår från det för att sedan skriva de nationella föreskrifterna och tilldelningarna. Dock, den ansvariga myndigheten behöver inte strikt följa ITU RR och det förekommer flera fall där saker i ITU RR ser tillåtna ut men de nationella föreskrifterna inte tillåter samma sak. Man ska därför inte tolka ITU RR som gällande istället för de nationella föreskrifterna utan snarare en utgångspunkt. Det kan ha skett förändringar i ITU RR men där existerande frekvensallokeringar nationellt förhindrar möjligheten att följa ITU RR. Omvänt så är det ofta svårt för de nationella föreskrifterna att gå utanför ITU RR eftersom det kan kräva svåra förhandlingar, och därför försöker man ofta få till i förändringen av ITU RR istället.

I Sverige är det Post- och telestyrelsen (PTS) som är ansvarig för administration gällande telekommunikation och spektrum. Det är deras föreskrifter som reglerar all radio inklusive amatörtjänsten. Där ITU RR nämner begreppet "administration" så avses för Sveriges del PTS.

Som del av ITU RR definieras "Amateur services" [21, Article 25]. Amatör- och Amatörsatellittjänsterna är radiokommunikationstjänster med syfte att tillhandahålla nödvändig kommunikation i händelse av naturkatastrofer, träna operatörer och tekniker i

radio- och telekommunikationsteknik till ingen kostnad för stat och samhälle, bidra till att tidsenlig radiokommunikation främjas och att förbättra internationell förståelse och välvilja.

14.1.1 Artikel 1 (RR) Termer och definitioner

HAREC c.1.1 HAREC c.1.2

1.56 (RR) *Amatörtjänst* [21, 1.56]

En radiokommunikationstjänst avsedd för självutbildning, inbördes kommunikation och tekniska undersökningar bedriven av amatörer, det vill säga av behöriga personer intresserade av radioteknik, endast av personligt intresse och utan ekonomiskt syfte.

1.57 (RR) *Amatörsatellittjänst* [21, 1.57]

En radiokommunikationstjänst som använder rymdstationer på jordsatelliter för samma ändamål som för *Amatörradiotjänsten*.

1.96 (RR) *Amatörradiostation* [21, 1.96]

Radiostation inom *amatörradiotjänst*.

14.1.2 Artikel 25 (RR) Amateur services

HAREC c.1.3 HAREC c.1.4

14.1.2.1 Sektion I. Amatörtjänst

25.1 §1 Radiokommunikation mellan amatörstationer i olika länder skall vara tillåten, om inte administration i en av de berörda nationerna har meddelat att den är emot sådan radiokommunikation. [21, 25.1]

25.2 §2 1) Sändning mellan amatörstationer i olika länder skall vara begränsad till spontan kommunikation med syftet att nyttja amatörtjänsten, som definierad i 1.56, och av personlig karaktär. [21, 25.2]

25.2A §2 1A) Sändning mellan amatörstationer i olika länder skall inte vara kodad med syfte att dölja dess mening, annat än för kontrollsinaler utbytta mellan jordstation och satellitstation i amatörradiotjänst. [21, 25.2A]

25.3 §2 2) Amatörradiostationer får användas för internationell radiokommunikation för tredje parts räkning enbart vid nöd eller krishantering. [21, 25.3]

25.5 §3 1) Administrationerna avgör huruvida en person som söker licens att använda en amatörstation skall bevisa sin förmåga att sända och ta emot text i morsesignaler. [21, 25.5]

25.6 §3 2) Administrationerna skall kontrollera de handhavandemässiga och tekniska kvalifikationerna hos varje person som önskar använda en amatörradiostation. En guide för den kompetens som krävs kan man finna i senaste upplagan av ITU-R rekommendation M.1544. [21, 25.6]

25.7 §4 Den högsta effekten från en amatörstation skall fastställas av berörda administrationer. [21, 25.7]

25.8 §5 1) Alla allmänna regler i överenskommelsen och de i denna artikel skall tillämpas på amatörradiostationer. [21, 25.8]

25.9 §5 2) Under loppet av sändningarna skall amatörstationer sända sina anropssignaler med korta mellanrum. [21, 25.9]

25.9A §5A Administrationer uppmuntras att vidta nödvändiga steg för att tillåta amatörstationer att förbereda sig för och möta kommunikationsbehov vid katastroftillstånd. [21, 25.9A]

25.9B §5B En administration kan avgöra huruvida en person som har tillstånd att använda en amatörstation hos en annan administration kan tillåtas använda en amatörstation medan denna person befinner sig på tillfälligt besök landet, samt vilka villkor och begränsningar de väljer att ange. [21, 25.9B]

14.1.3 Sektion II. Amatörsatellitjänst

25.10 §6 Bestämmelserna i Sektion 1 i denna artikel skall gälla i all tillämplig omfattning även för amatörsatellitjänst. [21, 25.10]

25.10 §7 Administrationer som godkänner rymdstationer i amatörsatellitjänst ska tillse att tillfredsställande jordkontrollstationer upprättas före uppskjutningen för att säkerställa att varje rapporterad skadlig störning skall kunna avbrytas omedelbart av den bemyndigande administrationen. Se 22.1. [21, 25.11]*

14.1.4 Artikel 5 Frekvenstilldelning

14.1.4.1 Inledning

5.1 I Unionens alla dokument där termerna *allocation*, *allotment* och *assignment* används skall de ha den betydelse som ges i 1.16 till 1.18, varvid termerna på de tre arbetsspråken skall vara som följer (franska, engelska och spanska): [21, 5.1] Frekvensfördelning till:

Tjänster	Allocation	(tilldelning)
Områden	Allotment	(fördelning)
Stationer	Assignment	(anvisning) etc.

(För enkelhetens skull återges här endast betydelserna på engelska språket).

14.1.4.2 Sektion I. Regioner och områden

HAREC c.1.5

5.2 För tilldelning av frekvenser har världen delats in i tre Regioner så som visas på följande karta och som beskrivs i 5.3 till 5.9 ... etc. [21, 5.2]

Det innebär att tilldelning, fördelning och anvisning av frekvenser mycket väl kan skilja mellan ITU-regionerna. Skillnaderna förklaras till exempel av regionalt olika behovsstruktur, befolkning etc.

*22 behandlar "Space Services"

Det förekommer också likheter. På nedanstående karta har markerats en tropisk zon, vilket förklaras av den annorlunda vägutbredningen där. Till exempel behöver särskild hänsyn tas vid frekvenstilldelning (allokering) till rundradiotjänsten i zonen.

14.2 CEPT

14.2.1 Begreppet CEPT

Vid sidan av folkrättsligt bindande avtal såsom den internationella telekonventionen (ITC) – har det internationella samarbetet lett till överenskommelser som inte är tvingande. Sådana avtal görs bland annat inom *CEPT*.

CEPT betyder *Conférence Européenne des administrations des postes et télécommunications*, det vill säga Europeiska konferensen för post- och teleadministrationerna. "Konferens" är att förstå som ett ständigt arbetande samarbetsorgan.

Arbetet inom *CEPT* har huvudsakligen karaktär av ömsesidiga programförklaringar mellan länder. Trots att dessa viljeförklaringar eller rekommendationer inte är bindande har de visat sig värdefulla för utvecklingen av det internationella samarbetet.

14.2.2 CEPT-rekommendationerna

Länder anslutna till *CEPT* förenklar numera handläggningen av tillståndsärenden om amatörradio genom att ömsesidigt bekräfta och inom sitt land tillämpa rekommendationer som länderna utformat i samsråd. Det innebär att svenska amatörradiobestämmelser kan harmoniseras till andra länders. För kompetenskrav vid examinering av radioamatörer finns *CEPT*-rekommendationen T/R 61-02 [15].

14.2.2.1 CEPT-rekommendation T/R 61-01

HAREC c.2.1 HAREC c.2.2 HAREC c.2.3

Rekommendationen T/R 61-01 [14] möjliggör för radioamatörer från *CEPT*-länderna att utöva amatörradio under korta besök i andra *CEPT*-länder, utan att behöva ett tillfälligt tillstånd från det besökta *CEPT*-landet. Erfarenheterna av detta system är goda.

14.2.2.2 CEPT-rekommendation T/R 61-02

Rekommendationen T/R 61-02 [15] innebär att administrationerna i *CEPT*-länder utger ömsesidigt erkända amatörradiocertifikat (Harmonised Amateur Radio Examination Certificate – HAREC) till de personer som vid nationella prov uppfyller rekommendationens kunskapskrav.

Radioamatörer med ett *CEPT*-certifikat (HAREC) får utöva amatörradio i annat land som accepterat T/R 61-01 och får tilldelas ett tillstånd av det landet utan att behöva genomgå ytterligare kunskapsprov.

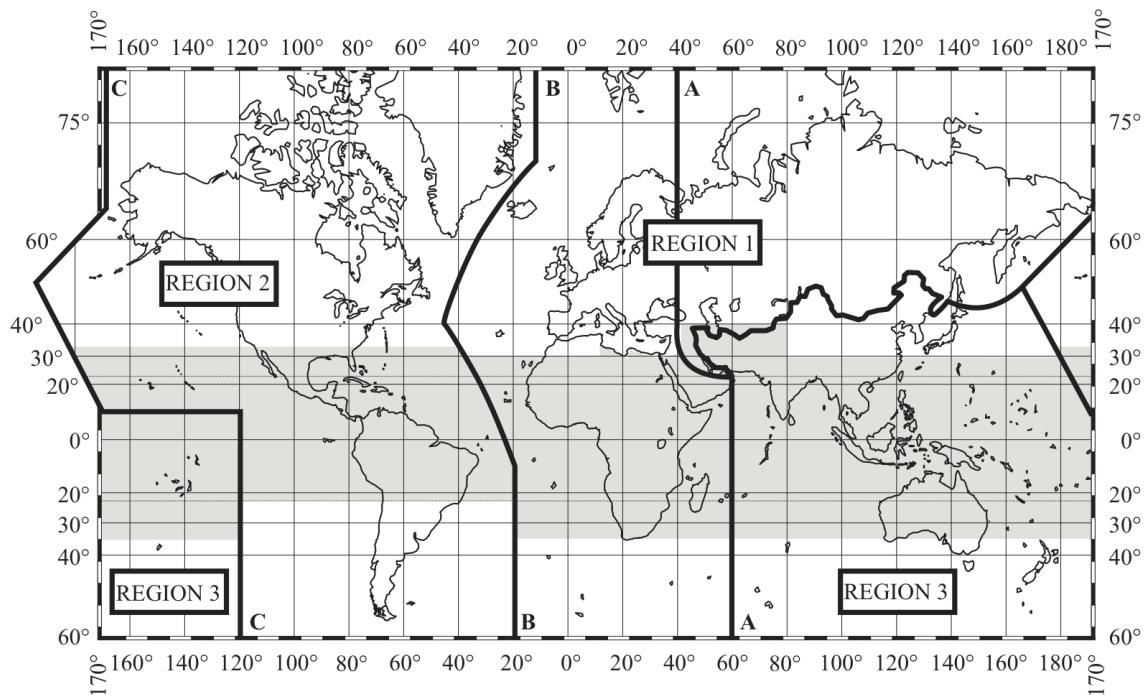


Bild 14.1: ITU Regionkarta (ur RRB-2)

Det svenska amatörradiocertifikatet motsvarar kraven för HAREC och Sverige tillämpar T/R 61-01 och T/R 61-02.

14.3 Svensk lag och föreskrift

Lagar, föreskrifter och anvisningar tillämpas för amatörradioanvändning. Märk, att ändringar kan förekomma. **Använd därför aktuella versioner!**

14.3.1 Lag om elektronisk kommunikation

HAREC c.3.1

Lag (2003:389) om elektronisk kommunikation [6] reglerar all radiokommunikation Sverige. Tillstånd behövs för all radiosändning som inte är undantagen tillståndsplikt. Lagen förkortas ofta LEK.

Post- och telestyrelsen (PTS) är enligt förordning (2003:396) om elektronisk kommunikation den svenska myndighet som handlägger ärenden gällande telekommunikation. PTS ska bland annat svara för att möjligheterna till radiokommunikationer utnyttjas effektivt och har därvid att beakta den internationella regleringen inom området. Regleringen av amatörradioanvändningen begränsas nu till den minsta omfattning som följer av internationella avtal och europeiska rekommendationer, CEPT-rekommendationer.

14.3.2 Post- och telestyrelsens föreskrifter om undantag från tillståndsplikt för användning av vissa radiosändare

HAREC c.3.2

Post- och telestyrelsen föreskriver i PTSFS 2020:5 [13] med stöd av 12§förordningen (2003:396) [7] om elektronisk kommunikation att användningen av amatörradiosändare är undantagen tillståndsplikt. Notera att PTS med viss regelbundenhet uppdaterar undantagsföreskrifterna, och därför bör man kontrollera på PTS webbplats vad som är den senaste versionen och använda den när den trätt i kraft.

Den som använder en amatörradiosändare ska ha ett amatörradiocertifikat. För att få ett amatörradiocertifikat krävs kunskaper i enlighet med Annex 6 i CEPT rekommendation T/R 61-02 [15], examinering för amatörradiocertifikat.

Undantag från kravet på amatörradiocertifikat gäller för den som under en tidsbegränsad period utbildar sig för att få ett sådant certifikat och för den som under en förevisning tillfälligt använder amatörradiosändare, under förutsättning att användningen av radiosändaren sker under uppsikt av en innehavare av amatörradiocertifikat. (Läs mer om användningen i avsnitt 13.7.3)

Den som innehavar amatörradiocertifikat ska ha en egen anropssignal. Denna framgår av certifikatet, eller tidigare av amatörradiotillståndet.

I undantagsföreskriften [13] finns följande definitioner som är relevanta för amatörradiotjänsten:

amatörradiocertifikat kunskapsbevis utfärdat eller godkänt av Post- och telestyrelsen, som utvisar att godkänt kunskapsprov avgjorts.

amatörradiosändare radiosändare som är avsedd att användas av personer som har amatörradiocertifikat, för sändning på frekvenser som är avsedda för amatörradiotrafik.

amatörradiotrafik icke yrkesmässig radiotrafik för övning, kommunikation och tekniska undersökningar, bedriven i personligt radiotekniskt intresse och utan vinstdsyfte.

antennvininst förstärkning i förhållande till en referensantenn som antingen är isotropisk eller en dipol och som mäts i dBi eller dBd. Antennvinisten anger hur bra riktverkan en antenn har.

e.i.r.p. equivalent isotropically radiated power (ekvivalent isotropiskt utstrålad effekt).

e.r.p. effective radiated power (effektivt utstrålad effekt relativt en halvvågspol).

p.e.p. peak envelope power.

Vidare anges ytterligare villkor i kapitel 3 §14 av undantagsföreskriften [13]:

De tekniska egenskaperna hos amatörradiosändaren ska anpassas så att de inte stör användningen av andra radioanläggningar. Den som använder en amatörradiosändare ska ha ett amatörradiocertifikat. För att få ett amatörradiocertifikat krävs kunskaper i enlighet med Annex 6 i CEPT Rekommendation T/R 61-02, Examinering för amatörradiocertifikat, Vilnius 2004, version 4 oktober 2011.11 [15].

Undantag från kravet på amatörradiocertifikat gäller för den som under en tidsbegränsad period utbildar sig för att få ett sådant certifikat och för den som under en förevisning tillfälligt använder amatörradiosändare, under förutsättning att användningen av radiosändaren sker under uppsikt av en innehavare av amatörradiocertifikat.

Den som innehavar amatörradiocertifikat ska ha en egen anropssignal. Denna framgår av certifikatet, eller tidigare av amatörradiotillståndet. Mottagare- och sändarestationens anropssignaler ska sändas i början och i slutet av varje radioförbindelse. Anropssignalerna ska också upprepas med korta mellanrum under pågående radioförbindelse. Under de utbildnings- och förevisningstillfällen som anges i stycket ovan ska anropssignal användas som tillhör den innehavare av amatörradiocertifikat som har uppsikt över användningen av radiosändaren. Vid dessa tillfällen får även anropssignal som tillhör den amatörradioförening eller institution som anordnar utbildnings- eller förevisningstillfället användas om företrädere för föreningen eller institutionen har uppsikt över användningen av radiosändaren.

Automatiska amatörradiosändare, till exempel en radiofyra, repeater eller sändare för positionering ska alltid kunna identifieras genom att en anropssignal regelbundet sänds med morseleografi, röstmeddelande eller på annat sätt. Anropssignalen ska ange vem som är ansvarig för den automatiska sändaren. Den som startar eller använder automatiska amatörradiosändare ska ha eget amatörradiocertifikat och ska använda egen anropssignal. Sådan start och användning får även utföras av den som inte har amatörradiocertifikat, om det sker under uppsikt av en innehavare av amatörradiocertifikat och dennes anropssignal används.

14.3.3 Litteraturhänvisning om lagar och föreskrifter

- CEPT rekommendation T/R 61-01 [14]
- CEPT rekommendation T/R 61-02 [15]
- Lag (2003:389) om elektronisk kommunikation [6]
- Förordning (2003:396) om elektronisk kommunikation [7]
- Post- och telestyrelsens föreskrifter om undantag från tillståndsplikt för användning av vissa radiosändare PTSFS 2020:5 [13]

15 Att skriva logbok

15.1 Logbok

15.1.1 Ändamål

HAREC c.3.3.2

Dina radioförbindelser och övriga händelser med radiostationen bör antecknas i en *stationsdagbok* även känd som *logbok*. Tidigare fanns myndighetskrav på att föra logbok, men det finns inte numer.

Amatörradioverksamheten bygger på förtroende och då är det viktigt att själv kunna dokumentera sin verksamhet till exempel i störningssituationer med mera. Loggen används också för att kunna visa när man har varit aktiv.

Helt i eget intresse är det ju också trevligt med en logbok. Tänk bara på hur bra det är att ha alla underlag för tävlingar och diplom med mera dokumenterade.

15.1.2 Kunna visa hur man för en logbok

HAREC c.3.3.1

I tabell 15.1 visas ett exempel på hur en förenklad loggsida kan se ut med ett par radioförbindelser (QSO) inskrivna.

Fundera på följande:

1. Halv tre på eftermiddagen den tioende oktober gör Arne (SM6XYZ) ett allmänt anrop på den lokala repeatern på 2-metersbandet. Eva (SM6ZYX) som är på väg hem från skolan svarar. Arne berättar att han precis har byggt sitt nya slutsteg på 25 W färdigt och frågar Eva om det hörs någon skillnad när han kopplar ur det. Efter lite småprat om allt möjligt säger de 73 till varandra och då har det gått sju minuter sen de började. Fyll i logboken åt Arne!
2. Gör ett låtsas-QSO med en kurskamrat. Bokstavera era ”anropssignaler”. För in i loggen.

15.1.3 Föra in data

HAREC c.3.3.3

Det man skriver upp i loggen är

- tiden i början och i slutet av förbindelsen (glöm inte datum)
- motstationens anropssignal
- din effekt (ineffekt, PEP eller utstrålad effekt)
- frekvensband, ev frekvens
- sändningsslag (FM, SSB, CW, paketradio etc)
- uppgift om varifrån man sände (egent QTH)
- signalrapporter (rapportkoder).

Allmänna uppgifter om motstationen, till exempel signalrapport, namn, QTH, motpartens utrustning, QSL-adress och så vidare brukar också vara bra att ha med.

Man bör också skriva upp när man har gjort allmänt anrop, sät ut bärväg för prov, experiment och annat som kan vara av intresse.

Om någon annan radioamatör använder din station ska du också skriva upp hens namn och anropsignal.

15.1.4 Rapportkoder

Man blir ofta ombedd av motstationen att lämna en så kallad signalrapport på dennes sändning. Omvänt är det bra att få en signalrapport på den egna sändningen.

För rapportering mellan radioamatörer används RST-koden.

För lyssnarrapporter till exempel till rundradiostationer, förekommer ett kodsystem, som kallas för SINPO eller SINPFEMO. Se bilaga I.

datum	band / frekvens	tid-UTC		anrops-signal	RST		namn och QTH	QSL		anmärkning
		start	slut		sänt	fick		s	m	
20171021	80	06:55	07:13	SK0HQ	59	59	Anders			HQ-nätet
20171021	80	07:15	07:38	SM0ZXY	579	559	Eva Sollentuna			

Tabell 15.1: Exempel på loggblad

16 Morsesignalering

16.1 Inledning

Många slags signaler har genom tiderna använts för att sända budskap. Till en början användes akustiska och optiska signaler, det var rop, hornstötar, rökpuffar, ljusblinkar, signallaggor och så vidare. Under tidigt 1800-tal började man sända meddelanden med hjälp av elektriska impulser genom ledningar. År 1837 presenterade amerikanen Samuel F. B. Morse en elektromagnetisk skrivtelegraf.

Redan i början på 1840-talet hade han förbättrat apparaten och utvecklat ett system, som i stort bibehållits in i våra dagar. Flera andra personer har med tiden vidareutvecklat den teckenkoden som Morse först formulerade och kompletterat den med skilje-tecken och ytterligare andra tecken. Koden kallas fortfarande MORSE-koden. Kommunikationssättet kallas telegrafi och betyder fjärrskrift (av grekiskans tele = fjärr och grafein = skriva).

Grundprincipen för telegrafi är densamma än i dag, men nu används mest maskinella hjälpmekaniker, både vid sändning och mottagning. Jämsides med morsekoden, som utformades för manuell signalering, har det utvecklats signalkoder som är speciellt avsedda för signalering med till exempel teleprinrar, telefaxmaskiner och datorer. Men trots den snabba tekniska utvecklingen överförs fortfarande meddelanden manuellt med morsesignalering. Metoden hävdar sig nämligen speciellt bra under svåra atmosfäriska och trafikmässiga förhållanden samtidigt som den tekniska utrustningen kan vara förhållandevist enkel. Därför lever den 180-åriga morsesignaleringen vidare.

16.2 Morsesignalering inom amatörradiotrafiken

Med amatörradio har människor av många nationaliteter och med många olika yrken och bakgrunder mycket goda kontaktmöjligheter. Ett roligt sätt att ha kontakter över radio är då att morsesignalera. Det är ett levande sätt att uttrycka sig. Radioamatörer tar sig gärna en pratstund eller deltar i tävlingar på det sättet. Det hindrar dock inte att många andra sändningsslag också kommer till användning.

16.3 Morsetecknen

Bild 16.1 visar morsetecknens uppbyggnad. Morse-tecknen består av korta och långa teckendelar samt mellanrum. Man utgår från den korta teckendelen vars längd sätts till en enhet. En lång teckendel ska



Lektion	Nya tecken
1	L N E O = + (åtskillnad och slut)
2	I X
3	V T
4	/ ? √ (vänta)
5	- x (repetition)
6	A Z
7	.
8	H Ö
9	7 4 9 5
10	8 1
11	3 6
12	R D
13	2 0
14	F Y
15	Ä B
16	P S
17	U Q
18	W K
19	Å M
20	C G J
21	~ (lystring)
22	@ (avslutning)
23	f (förstått)
24 (felslagning)

Tabell 16.1: Inlärningsordning för morsetecknen

Att klara en taktökning till 60 tecken/minut och högre krav på säkerhet i både mottagning och sändning, bör man räkna med ytterligare 25 timmar eller mer.

16.7 Inlärningsmetodik

Morsetelegrafi bör läras med beprövad metodik. Bästa sättet är att man också skriver ner tecknen när man hör dem. Metoden är så kallad ”nervbaning” med målet att handen reflexartat skriver ett visst tecken då en viss rytm hörs. Att träna bara genom att höra tecknen är nästan verkningslöst. Först när du lärt dej alla morsetecken grundligt genom mottagning är det dags med sändningsträning.

16.8 Mottagningsövningar

Morsetecken är ju långa och korta teckendelar i form av ljud, ljus etc. De kan även illustreras som långa och korta streck. För att tecknen ska uppfattas som en melodi eller ljudfölgd och för att man inte ska frestas att räkna korta eller långa teckendelar är lämpligt att morsetecknen lärs in i hög hastighet, men med förlängt mellanrum, så kallad spärrad stil. Det är själva ljudbilden som ska läras in. I början kan det ändå vara svårt att låta bli att räkna teckendelar, men efterhand uppfattar man trots allt tecknen som ljudbilder.

När man ska skriva mycket under en längre tid är sittställningen viktig. För att inte bli trött ska man

försöka inta en avslappnad sittställning och låta hela underarmen vila mot bordet. Använd papper med stora rutor och en bra kulspetspenna. Skriv gärna på varannan rad så att det finns plats under att rätta texten.

För att spara tid bör man använda små handrörelser och inte lyfta pennan mer än nödvändigt. Studera skrivanvisningarna i slutet av detta kapitel. Använd för tydighetens skull textad stil, men tydlig skrivstil går också bra. Lyssna på hela tecknet innan du skriver ner det. Skriv lugnt. Hoppa över tecken som du missar! Försök inte att minnas tecken som du just missat. Då kommer du nog att missa efterföljande tecken också. Koncentrera dig i stället på tecknen som kommer.

Vissa morsetecken är så korta att det är svårt att hinna skriva ner dem. För att spara tid måste vissa tecken skrivas i ett penndrag, till exempel bokstäverna M, N med flera. Bokstaven E som är det kortaste tecknet skriver man som en bakvänd trea ”E”. Bokstaven U bör formas fyrkantig och bokstaven V spetsig, annars förväxlas de lätt. En nolla skrivs som Ø, med genomstrykning och en etta som 1. En nolla utan streck kan lätt förväxlas med bokstaven O och en etta utan fot med bokstaven I.

Var noga med handstilen från början och jobba hela tiden med att förbättra den. En olämpligt inlärd handstil är mycket svår att arbeta bort och då får man problem vid högre hastigheter. Du ska ju själv kunna tyda din text i efterhand, men viktigast är att provförrättaren också ska kunna läsa den.

Inlärningstexter är ofta uppdelade i grupper med 5 eller 4 tecken. Dessa ska simulera ord. Var noga med att du får tydliga ordmellanrum även på papperet.

16.9 Eftersläpning vid mottagning

Tiden för vart och ett morsetecken varierar kraftigt. För att få en lugnare nedskrivning bör man försöka hålla några tecken i minnet och släpa efter med nedskrivningen. Detta är nödvändigt i högre hastigheter och särskilt vid vissa teckenkombinationer.

Läs inte! Det är frestande att försöka bilda ord av de bokstäver som man just skrivit ner. Läsningen tar bort uppmärksamhet från mottagningen och det blir lätt felgissningar. Man tappar lätt den text som man just då tar emot. Läs alltså inte och gissa inte på orden. Täck över det skrivna med den lediga handen!

16.10 Sändningsövningar

Att telegrafera är att uttrycka sig. De handsända morsetecknen ska vara tydliga, på samma sätt som att tal och vanlig handskrift ska vara det. Det är därför mycket viktigt att teckengivningen lärs in på rätt sätt. Speciellt de första sändningsövningarna bör ske tillsammans med en kunnig instruktör. Om instruktör saknas – följ då noga anvisningarna och var självkritisk!

16.11 Hjälpmittel vid sändningsövning

För sändningsövningarna behövs en dator med ljudfiler eller träningsprogram. Vidare behövs en summer ansluten till en telegrafnyckel och en stereohörtelefon. Eventuellt kan man ha en andra summer som nycklas av datorn och vars ljud matas i en av hörlurarna.

Lär in sändning med en manuell telegrafnyckel och inte med en så kallad bug. Vid provtagning blir man nämligen ofta nervös och då är det lätt att sända fel med en bug. Med en el-bug är risken stor för nya fel "bara för att man råkat snudda vid fel paddel" därfor kommer ett fel sällan ensamt.



Bild 16.2: Rätt sittställning sett framifrån och från sidan

16.12 Arbetsställning vid sändning

Det är viktigt att ha rätt arbetsställning redan från början. Vid hög sändningstakt och långa sändningspass blir man annars lätt trött och får dålig teckengivning. Över 60-takt börjar rätt arbetsställning att få stor betydelse.

Vid trötthet under sändning höjer man ofta axeln varvid armbågen åker ut. Det blir då arbetsamt och man får "bryta sig" genom slutet på texten under dålig teckengivning.

Bild 16.2 visar rätt sittställning. Sitthöjden bör vara så att båda fötterna kan vila på golvet eller på en fotpall. Telegrafnyckeln bör placeras så, att underarmen är vågrät när handen vilar på nyckelknoppen. Överarmen kan då hänga avslappnad rakt nedåt och över- och underarmen kan bilda en rät vinkel.

Nyckeln bör vara fastsatt. Det är tyvärr vanligt, att nyckeln ställs löst på ett olämpligt högt bord. Detta medför en olämplig och tröttande arbetsställning.

16.13 Nyckelfattning och handrörelser

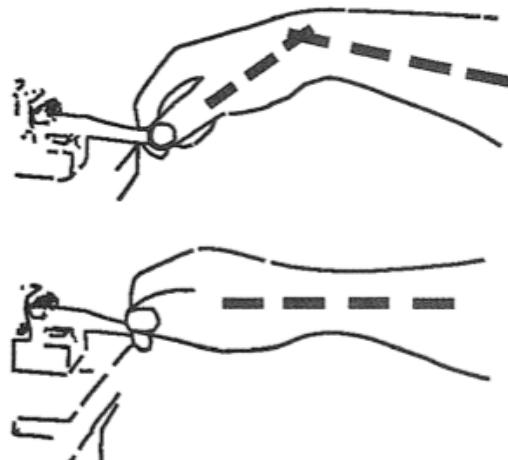


Bild 16.3: Rätta handledsrörelser

Bild 16.3 visar nyckling med handledsrörelser. Håll löst omkring nyckelknopen med tummen och längsfingret. Pekfingrets undersida ska vila lätt ovanpå knopen. Använd alltid denna trefingerfattning. Håll nyckelknopen ganska långt in på fingrarna. När man senare vill öka takten kan man flytta ut fattningen mot fingerspetsarna.

Morsetecknen skapas med rytmiska handledssvängningar uppåt/nedåt. Håll inte hårt om knopen – men släpp den inte heller – och spänn inte handleden. Handleden ska svänga mellan ett något upplyft och ett vågrätt läge. I det vågräta läget når nyckeln sitt så kallade kontaktläge. För att nästa tecken ska hinnas med i tid, får handleden inte svänga djupare än till det vågräta läget.

16.14 Styrd sändning

Sändningsövningarna börjar med styrd sändning, men först sedan morsetecknen lärts in grundligt genom lyssning. Vid styrd sändning använder man stereohörlurar så att datorns eller bandspelarens sändning hörs i den ena luren och den egna sändningen i den

andra. Den ton som nycklas hämtas från en generator som avger en konstant ton.

En textutskrift används som förlaga för den egna sändningen. Det gäller att lyssna på morsetecknen från datorn eller bandet, samtidigt läsa samma tecken från utskriften och själv sända dessa med nyckeln. Ljudbilden från en egna sändningen ska då sammanfalla med den från förebilden. På så sätt samövas hand- och armmusklerna, synen och hörseln för rätt teckengivning.

I kurser på ljudband och data finns rytmiska ramsor för övning av styrd sändning. Börja med att öva ramsorna i nummerordning. När man blir säkrare behöver man inte alltid träna alla ramsor. Man känner själv vilka ramsor som man behöver öva mera.

Styrd sändning övas utan spärrning. Tecken hastigheten och trafikhastigheten ska då vara lika. Trafikhastigheten bör åtminstone vara 35 till 45 tecken/minut för att teckenrytmen ska bli bra. Träna mycket på siffror i den styrda sändningen. Det ger färdighet vid övergångarna mellan korta och långa teckendelar i tecknen. Även övergångarna mellan vissa morsetecken kan vara svåra.

16.15 Fri sändning

Först ska styrd sändning av ramsor och tecken klaras utan problem. Börja först därefter med fri sändning utan ljudförebild. Normalt ska sändning göras utan spärrning.

Försök komma ihåg teckenrytmen från den styrda sändningen. Siffror och skiljetecken är svårast att sända. Öva därför dessa tecken extra mycket. Då blir också bokstäverna lättare att sända!

Sänd inte fortare än att handleden fortfarande arbetar mjukt vid kontaktläget, men ändå distinkt. Sändningen är ditt visitkort och därför krävs att den har kvalitet.

16.16 Kontroll av teckengivningen

Läsbarheten av den sändningsstil, som uppvisas vid certifikatsprovet, bedöms. Ett i övrigt godkänt prov kan alltså bli underkänt på grund av dålig teckengivning. Återkalla därför ett tveksamt utformat morsetecken och sänd om det, men var då klar över att provtexten ökar med det antal tecken man sänder om. Det innebär tidsförlust.

För kontroll av teckengivningen under sändningsprovet, och registreringen av det, användes förr en teckenskrivare med pappersremsa. Emellertid är en sådan skrivare numera ett svåråtkomligt hjälpmittel.

Det hjälpmittel, som i stället står till buds, är en ljudbandspelare, men tyvärr har ju en sådan inte grafisk visning. En telegraferingskunnig person bör därför anlitas för bedömning av teckengivningen.

16.17 Beräkning av antalet teckenvärden

Vid beräkning av antalet teckenvärden i en telegramtext ska bokstäver (utom Å) räknas som ett (1) teckenvärde. Siffror, skiljetecken, felsändningstecken samt bokstaven Å ska räknas som två (2) teckenvärden.

I ovanstående exempel på provtext 16.2 är fördelningen av teckenvärdena följande:

Bokstäver	1	.	211	=	211
Siffror	2	.	12	=	24
Skiljetecken	2	.	13	=	26
Summa teckenvärden				=	261

Observera, att lystrings-, slut- och avslutningsstecken samt felsända avsnitt med respektive felsändningstecken också ska ingå i summan av teckenvärden.

Den därefter beräknade takten är den så kallade telegram- eller trafikhastigheten.

16.18 Beräkning av takten

Formel:

$$\frac{\text{summa teckenvärde} \cdot 60}{\text{tid[sekunder]}} = \text{tecken/min}$$

$$\frac{\text{tecken/min}}{5} = \text{ord/min (WPM)}$$

Exempel Felfri sändning av ovanstående exempel på provtext 16.2 med summa teckenvärde 261 tar exakt 4 minuter och 20 sekunder (260 sekunder). Takten blir då:

$$\frac{261 \cdot 60}{260} = 60,2 \text{ tecken/min}$$

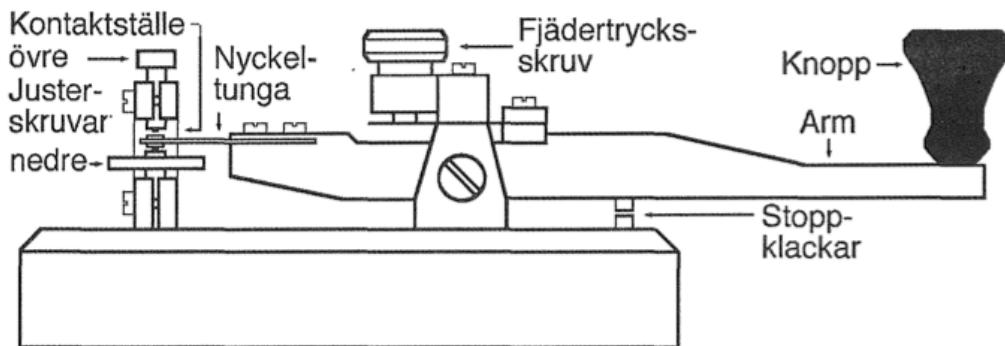


Bild 16.4: Telegrafnyckel

Provtext	bokstäver	siffror	skiljetecken
~ ASCUNCION ÄR HUVUDSTAD I PARAGUAY,	29		4
SOM LIGGER I SYDAMERIKA. PÅ KORTVÄG	31		2
BRUKAR FREKVENS ANGES I KILOHERTZ.	29		2
ENLIGT BANDPLANEN ÄR 3560 KHZ	21	8	
CENTRUM FÖR CW QRP.	15		2
QRV? MEANS ARE YOU READY?	19		4
THE RECEIVER CONTROL SETTINGS SHOULD	32		
BE ADJUSTED AS INDICATED ON PAGE 3-4,	27	4	4
DATED 8/9 2017. QRT + @	8	12	8
(Summa 261 teckenvärden)	211	24	26

Tabell 16.2: Provtext och teckenvärden

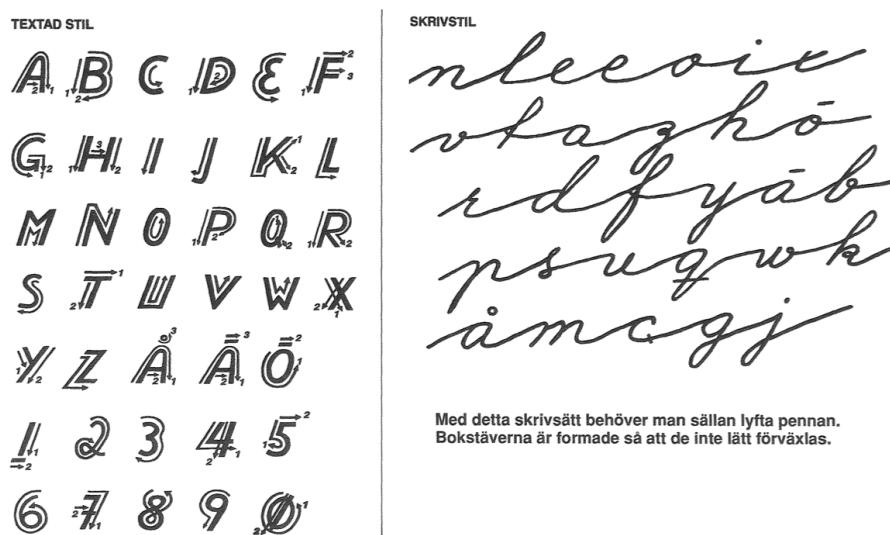


Bild 16.5: Handstilar

A	---	1	-----	
B	-...	2	----- -	
C	-.-.	3	-----	
D	-..-	4	-----	
E	-	5	-----	
F	.-..	6	-----	
G	--.-	7	-----	
H	-...-	8	-----	
I	..	9	-----	ibland förkortat till - -
J	-....	0	-----	ibland förkortat till -
K	-.-	.	-----	Punkt
L	-.-.	,	-----	Komma
M	--	?	-----	Frågetecken
N	-.-	-	-----	Bindestreck eller minus
O	--.-	/	-----	Bråkstreck
P	-.-.	=	-----	Åtskillnad, skrivs också \overline{BT}
Q	--....	~	-----	Lystring, skrivs också \overline{KA}
R	-.-.	✓	-----	Vänta, skrivs också \overline{AS}
S	--	f	-----	Förstått
T	-	HH	-----	Felsändning
U	-.-	+	-----	Plus eller slut, skrivs också \overline{AR}
V	-.-.	@	-----	Avslutning, skrivs också \overline{SK}
W	--.-	(-----	Vänster parentes
X	-.-.)	-----	Höger parentes
Y	--....	"	-----	Anföring
Z	--.-.	,	-----	Apostrof
Å	--.-.	—	-----	Understrykning
Ä	--.-.	—	-----	Repetition
Ö	--.-.	x	----	
SOS	-----	!	-----	Utropstecken
É	-.-..	:	-----	Kolon eller division
Ü	-.-..	;	-----	Semikolon
Ñ	--..	×	-----	Multiplikation
CH	--....			

Tabell 16.3: Morsealfabetet

A Mått enheter

Inom fysiken förekommer allt mellan mycket höga och mycket låga värden på frekvens, spänning, ström, resistans etc. I en radiomottagares antenningång är signalspänningen ofta mindre än 0,000 001 V. I slutsteget i en amatörradiosändare kan anodspänningen vara mer än 2000 V och uteffekten upp till 1000 W. I spektrum för elektromagnetiska vågor finns mycket höga frekvenser så som 10 000 000 000 Hz.

För att ange storheten på mått enheter används ofta ett *prefix* före mått enheten (av latinets *pre*, före och *fixare*, att tillägga). Med prefixet anges från fall till fall vilken multiplikations- eller divisionsfaktor (talfaktor) som används. (Se tabell A.1.)

I exemplen ovan blir signalspänningen 1 μ V, anodspänningen 2 kV, uteffekten 1 kW samt frekvensen 10 GHz vilket i många fall kan vara lättare att läsa och svårare att misstolkas.

Märk, att enhetens sort inte har något att göra med själva prefikset. Nedan ges sorterna Hz, W, V, F etc. som exempel.

Exponenter, till exempel siffran 6 i uttrycket 10^6 , förklaras i bilaga B.5.

A.1 Flyttal

En decimal talstorhet uttrycks ofta med ett så kallat tekniskt flyttal. Decimaltecknet placeras då så att den visade tio-exponenten i talet blir en multipel av 3. Se exempel i ovanstående uppställning.

Decimaltecknet kan även placeras så att tioexponenten är något annat än en multipel av 3. Talstorheten uttrycks då med ett så kallat allmänt flyttal.

I miniräknare med mera visas ofta exponenten som bokstaven E, åtföljt av ett värde. Ibland utelämnas själva bokstaven medan exponentvärdet står kvar.

Exempel:

1000	visas som	$1 \cdot 10^3$	eller	1 E+03
125	visas som	$1,25 \cdot 10^2$	eller	1,25 E+02
10	visas som	$1 \cdot 10^1$	eller	1 E+01
1	visas som	$1 \cdot 10^0$	eller	1 E+00
0,1	visas som	$1 \cdot 10^{-1}$	eller	1 E-01
0,01	visas som	$1 \cdot 10^{-2}$	eller	1 E-02
0,012	visas som	$12 \cdot 10^{-3}$	eller	12 E-03

A.2 Metallers resistivitet

Ämne	Resistivitet vid 20 °C [$\frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$]
Aluminium	0,028
Bly	0,22
Guld	0,024
Järn	0,105
Koppar	0,018
Kvicksilver	0,958
Nickel	0,078
Platina	0,108
Silver	0,016
Tenn	0,115
Volfram	0,056
Zink	0,058

A.3 Grekiska alfabetet

Bokstäver ur bland annat grekiska alfabetet används som symboler för tekniska begrepp. Märk, att samma symboler används olika inom olika teknikområden. I tabell A.2 anges några användningar inom elektroniken.

1 000 000 000 000 000 000 Hz	= 1 EH _z	= $1 \cdot 10^{18}$ Hz	(E är exa)
1 000 000 000 000 000 Hz	= 1 PH _z	= $1 \cdot 10^{15}$ Hz	(P är peta)
1 000 000 000 000 Hz	= 1 TH _z	= $1 \cdot 10^{12}$ Hz	(T är tera)
1 000 000 000 W	= 1 GW	= $1 \cdot 10^9$ W	(G är giga)
1 000 000 W	= 1 MW	= $1 \cdot 10^6$ W	(M är mega)
1 000 W	= 1 kW	= $1 \cdot 10^3$ W	(k är kilo)
100		= $1 \cdot 10^2$	(h är hekto)
10		= $1 \cdot 10^1$	(da är deka)
1		= $1 \cdot 10^0$ V	(1 = 10^0 är grundenhet)
0,1		= $1 \cdot 10^{-1}$	(d är deci)
0,01		= $1 \cdot 10^{-2}$	(c är centi)
0,001 V	= 1 mV	= $1 \cdot 10^{-3}$ V	(m är milli)
0,000 001 V	= 1 μ V	= $1 \cdot 10^{-6}$ V	(μ är mikro)
0,000 000 001 F	= 1 nF	= $1 \cdot 10^{-9}$ F	(n är nano)
0,000 000 000 001 F	= 1 pF	= $1 \cdot 10^{-12}$ F	(p är piko)
0,000 000 000 000 001 C	= 1 fC	= $1 \cdot 10^{-15}$	(f är femto)
0,000 000 000 000 000 001 C	= 1 aC	= $1 \cdot 10^{-18}$	(a är atto)

Tabell A.1: *Prefix*

Versaler ”stora” bokstäver	Gemener ”små” bokstäver	Uttal	Användningsexempel
A	α	Alpha	
B	β	Beta	
Γ	γ	Gamma	Ledningsförmåga
Δ	δ	Delta	Del av .. storhet
E	ε	Epsilon	Förlustvinkel etc.
Z	ζ	Zeta	Dielektricitetskonstant etc.
H	η	\AA ta	Verkningsgrad
Θ	ϑ	Teta	Vinklar
I	ι	Jota	
K	κ	Kappa	Kopplingskoefficient
Λ	λ	Lambda	Våglängd
M	μ	My	Permeabilitet
N	ν	Ny	Frekvens
Ξ	ξ	Xi	
O	\circ	Omkron	
Π	π	Pi	3,14159...
P	ρ	Rho	Resistivitet
Σ	σ	Sigma	Summa
T	τ	Tau	Tidskonstant
Y	υ	Ypsilon	
Φ		Fi	Magnetiskt flöde
	φ	Fi	Fasvinkel
X	χ	Chi	
Ψ	ψ	Psi	
Ω		Omega	Resistans
	ω	Omega	Vinkelfrekvens

Tabell A.2: *Grekiska alfabetet*

B Matematik

Detta avsnitt omfattar några matematiska begrepp, ekvationer och formler som kan vara till hjälp vid studier inför amatörradiocertifikat. Svårighetsgraden spänner över grundskolans och gymnasiets nivåer.

Genomgången av exponentiella tal och logaritmer ligger till grund för förklaringen av begreppen decibel och s-enhet, vilka ofta förekommer i radiotekniska sammanhang.

B.1 Uttryck

HAREC I.c.1 HAREC I.c.2 HAREC I.c.3

Ekvation är ett annat ord för likhet. Vid matematiska beräkningar ställs storheterna upp i en eller flera ekvationer.

I en så kallad sann ekvation har resultatet av de uppställda storheterna samma värde på båda sidor om likhetstecknet.

Exempel:

$$\begin{array}{ll} 3 \cdot 5 = 15 & (3 multiplicerat med 5 är 15) \\ 4 + 7 - 1 = 10 & (4 plus 7 minus 1 är 10) \\ \frac{15}{5} = 3 & (15 dividerat med 5 är 3) \end{array}$$

(Multiplikationstecknet bör skrivas som en höjd punkt · och inte som ×. Då undviks förväxlingar med bokstaven x i ekvationer, där okända tal betecknas med bokstäver).

För att resultatet ska bli rätt måste givna regler alltid följas vid behandlingen av storheterna i uppställningarna. Vid multiplikation och addition kan storheterna hanteras i godtycklig ordning, men däremot inte vid division och subtraktion. Resultatet blir 15, antingen vi skriver $3 \cdot 5$ eller $5 \cdot 3$. Likaså är resultatet 8, antingen vi skriver $3 + 5$ eller $5 + 3$.

Däremot blir resultatet annorlunda när man skriver $\frac{3}{15}$ i stället för $\frac{15}{3}$. Likaså blir resultatet annorlunda när man skriver $15 - 5$ i stället för $5 - 15$. Vid division kan talen ställas upp som så kallade bråktal. De kan skrivas på något av sätten $15 : 3$ eller $15/3$ eller $\frac{15}{3}$.

Talet före kolon, före snedstrecket respektive över bråkstrecket kallas för täljare. Talet efter kolon, efter snedstrecket respektive under bråkstrecket kallas för nämnare.

En invers är när man kan skriva om $\frac{1}{5}$ till 0.2, då är 0.2 inversen till 5 och omvänt är också 5 inversen till 0.2. Med en invers kan man därför skriva om $\frac{15}{5}$ till $15 \cdot \frac{1}{5}$, vilket kan skrivas som $15 \cdot 0.2$.

B.2 Formler

HAREC I.I.d

För att tydligare beskriva allmängiltiga samband mellan storheterna i en ekvation, kan storheterna uttryckas med bokstäver istället för med siffror. En sådan ekvation kallas för formel.

Sökta eller okända storhetter brukar betecknas med bokstäver från slutet av alfabetet, till exempel x , y eller z . Givna eller kända storhetter brukar betecknas med bokstäver från början av alfabetet, till exempel a , b eller c .

Antag två tal a och b , vars produkt är c . Formeln är då:

$$a \cdot b = c$$

Sätts $c = 15$, så är $a \cdot b = 15$. Då kan $a \cdot b$ vara $3 \cdot 5$ eller $5 \cdot 3$ eller $7,5 \cdot 2$ eller vilka andra tal som helst vars produkt blir 15.

Likheten $\frac{x}{y} = \frac{a}{b}$ kan enligt de matematiska reglerna skrivas på något av följande sätt:

$$\begin{array}{llll} \frac{x}{y} = \frac{a}{b} & b \cdot x = a \cdot y & \frac{y}{x} = \frac{b}{a} & \frac{x}{a} = \frac{y}{b} \\ x = \frac{a \cdot y}{b} & y = \frac{b \cdot x}{a} & a = \frac{b \cdot x}{y} & b = \frac{a \cdot y}{x} \end{array}$$

Att alla dessa sätt är varianter av en och samma ekvation kan bevisas, genom att multiplicera den ursprungliga likheten $b \cdot x = a \cdot y$ med $b \cdot y$ på båda sidor om likhetstecknet,

$$b \cdot y \cdot \frac{x}{y} = \frac{a}{b} \cdot b \cdot y \quad \text{d.v.s.} \quad b \cdot x = a \cdot y$$

Detta visar den så kallade diagonalregeln, som innebär korsvis uppmultiplicering av nämnarna till täljarna.

Vid multipliceringen får samma resultat för var och en av varianterna, vilket visar att de är likvärdiga.

B.3 Ekvation med en obekant

HAREC I.d

Med följande exempel visas några av de metoder man kan använda för att lösa en ekvation med en obekant.

Om tredjedelen av ett tal är 8 enheter större än femtedelen av samma tal, vilket är då talet? Det sökta, okända talet kallas till exempel för x . Tredjedelen av x är $\frac{x}{3}$, och femtedelen är $\frac{x}{5}$. När 8 läggs till femtedelen får tydligt två lika tal, och en ekvation (likhet) kan skrivas

$$\frac{x}{3} = 8 + \frac{x}{5}$$

Vi kan multiplicera, dividera, addera eller subtrahera godtyckligt på ena sidan om likhetstecknet om vi också gör samma operationer på den andra sidan.

Likhetsvillkoret får aldrig äventyras.

För att kunna utläsa vilket tal som motsvarar x , gäller det att få x ensamt - "fritt" på den ena sidan om likhetstecknet. Vi multiplicerar alla termer på båda sidorna med 3 i ovanstående formel.

$$\frac{3 \cdot x}{3} = 3 \cdot 8 + \frac{3 \cdot x}{5}$$

vilket kan avkortas till

$$x = 24 + \frac{3 \cdot x}{5}$$

Därefter multipliceras båda sidornas termer med 5.

$$5 \cdot x = 5 \cdot 24 + \frac{3 \cdot x \cdot 5}{5}$$

dvs.

$$5 \cdot x = 120 + 3 \cdot x$$

Båda sidor om likhetstecknet minskas därefter med $3 \cdot x$, således

$$5 \cdot x - 3 \cdot x = 120 + 3 \cdot x - 3 \cdot x$$

Multiplikationstecknet brukar inte skrivas ut, varken mellan tal och bokstäver eller mellan bokstavsgrupper. Alltså:

$$5x - 3x = 120 + 3x - 3x$$

$$5x - 3x = 2x \quad \text{och}$$

$$3x - 3x = 0$$

Kvar blir då $2x = 120$, där x är detsamma som $1 \cdot x$ eller $1x$. Den sist erhållna ekvationen divideras med 2 på båda sidor om likhetstecknet

$$\frac{2x}{2} = \frac{120}{2} \quad \text{vilket ger} \quad x = 60$$

Det sökta talet är alltså 60.

Kontroll:

$$\begin{aligned} \frac{60}{3} &= 8 + \frac{60}{5} \\ 20 &= 8 + 12 \end{aligned}$$

20 = 20 Vilket skulle bevisas.

I det första exemplet använde vi diagonalregeln. De två exemplen visar, att det går att göra omflyttningar när man löser en ekvation. Ett tal med positivt eller negativt förtecken, och som står på ena sidan om likhetstecknet, kan till exempel "flyttas" över till andra sidan om likhetstecknet, om förtecknet byts till det motsatta.

$$5x = 120 + 3x \quad \text{kan också skrivas}$$

$$+5x = +120 + 3x$$

$$5x - 3x = 120$$

$$5x - 3x - 120 = 0$$

B.4 Ekvation med två obekanta

Endast en obekant storhet har behandlats i föregående exempel och en ekvation har varit tillräcklig för det. Två eller flera obekanta storheter kan inte behandlas med bara en ekvation. Antag, att vi ska beräkna

$$7x + 6y = 34$$

Det går det inte att lösa denna ekvation entydigt, eftersom x och y kan ha många olika olika värden, som uppfyller ekvationens villkor – satisfierar den. Men när ännu en ekvation ställs upp, blir det möjligt att göra en entydig lösning. Således:

$$\begin{aligned} 1. \quad \left\{ \begin{array}{l} 7x + 6y = 34 \\ 5x + 9y = 29 \end{array} \right. &\quad \text{eller} \quad \left\{ \begin{array}{l} 7x = 34 - 6y \\ 5x = 29 - 9y \end{array} \right. \\ 2. \quad \left\{ \begin{array}{l} 7x + 6y = 34 \\ 5x + 9y = 29 \end{array} \right. &\quad \text{eller} \quad \left\{ \begin{array}{l} 7x = 34 - 6y \\ 5x = 29 - 9y \end{array} \right. \end{aligned}$$

Nu passar endast ett och samma x - respektive y -värde in i båda ekvationerna. Om x "löses" genom att de båda ekvationerna skrivs om fås:

$$x = \frac{34 - 6y}{7} \quad (\text{B.1})$$

$$x = \frac{29 - 9y}{5} \quad (\text{B.2})$$

Vi kan nu göra en ekvation B.3 där det bara finns en obekant, y , som är lätt att beräkna.

$$\frac{34 - 6y}{7} = \frac{29 - 9y}{5} \quad \text{eller}$$

$$170 - 30y = 203 - 63y \quad \text{eller} \quad (\text{B.3})$$

$$33y = 33 \quad \text{dvs.}$$

$$y = 1$$

Värdet på y sätts in i ekvationerna B.1 och B.2, varefter även värdet på x beräknas. Pröva själv! Svaren är $y = 1$ och $x = 4$.

Allmänt gäller att det behövs minst lika många ekvationer som antalet obekanta storheter.

Exempel: Vi vet, att ytan i en rektangel är produkten av dess längd och bredd. Om en husgrund är 10 meter lång och har en yta av 50 m^2 , så får vi bredden b genom att dividera ytan med längden, $b = \frac{50}{10} = 5$. Bredden är således 5 meter.

Om ytan av ett hus är 300 m^2 och bredden är en tredjedel av längden, vilken bredd och längd har då huset? Antag, att längden är x meter. Bredden är då en tredjedels x och vi får alltså ekvationen

$$x \cdot \frac{x}{3} = 300 \quad x \cdot x = 300 \cdot 3 \quad \text{d.v.s.} \quad x^2 = 900$$

Hur stort är då x ? Vi prövar med olika tal och först med $x = 20$, men $20 \cdot 20 = 400$ vilket är ett för lågt värde. Sedan prövar vi med $x = 40$, men $40 \cdot 40 = 1600$ vilket är ett för högt värde. Sätt $x = 30$. Eftersom $30 \cdot 30 = 900$, så är det sökta talet $x = 30$. Huset är 30 meter långt och $\frac{30}{3} = 10$ meter bredd.

$x \cdot x$ skrivs oftast x^2 vilket uttalas "kvadraten på x " eller " x upphöjt till 2".

$x \cdot x \cdot x$ skrivs oftast x^3 vilket uttalas ”kuben på x” eller ”x upphöjt till 3”.

När vi som i ovanstående exempel har $x^2 = 900$ och vill veta värdet på x , måste vi ”dra kvadratroten ur” 900. Detta skrivs $x = \sqrt{900} = 30$.

Ett tal kan även vara negativt, men det behövde vi inte beakta i detta exempel. Annars skriver man $x = \pm\sqrt{900} = \pm 30$.

B.5 Potenser, digniteter

HAREC I.c.4

Produkten av två eller flera exakt lika stora faktorer kallas potens. I uttrycket x^2 kallas faktorn x för bas. Det antal gånger, som faktorn ingår i produkten, kallas för exponent. Om exponenten är ett positivt helt tal kallas produkten av faktorerna för dignitet. Uttrycket x^2 är till exempel 2:a digniteten av x . Ett annat exempel är $5 \cdot 5 \cdot 5 = 125$. Faktorn är 5 och produkten 125 är 3:e digniteten av 5.

Det är opraktiskt att skriva många faktorer efter varandra. Man skriver därför faktorn en gång och exponenten med en liten siffra till höger ovanför faktorn. Produkten $5 \cdot 5 \cdot 5$ kan i stället skrivas 5^3 . Basen är 5 och exponenten är 3. Digniteten utläses 5 upphöjt till 3. $10 \cdot 10$ skrivs 10^2 och läses 10 upphöjt till 2. $2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2$ skrivs 2^5 och läses 2 upphöjt till 5. Om vi går över till bokstavsbeteckningar gäller allmänt att:

$$a^n = a \cdot a \cdot a \dots n \text{ gånger} = a \text{ upphöjt till } n$$

Faktorn a kallas potensens bas och faktorernas antal kallas potensens exponent.

Om vi nu skriver $2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2$ som 2^5 hur skrivs då $\frac{1}{2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2}$?

Vi kan skriva $\frac{1}{2^5}$ men det är mer praktiskt att skriva 2^{-5} . Minustecknet anger att 2^5 står i nämnaren, alltså under bråkstrecket. På samma sätt kan vi skriva:

$$\begin{aligned} 2^{-1} &\text{ i stället för } \frac{1}{2} \\ 2^{-2} &\text{ i stället för } \frac{1}{4} \\ 5^{-2} &\text{ i stället för } \frac{1}{25} \text{ osv.} \end{aligned}$$

10^6 anger att 10 ska multipliceras med sig självt 6 gånger, vilket är 1 miljon. 10^{-6} anger på samma sätt i miljondel.

Hur beräknas uttrycket $a^3 \cdot a^2$? Eftersom $a^3 = a \cdot a \cdot a$ och $a^2 = a \cdot a$ är tydligen $a^3 \cdot a^2 = a \cdot a \cdot a \cdot a \cdot a = a^5$

Produkten av två digniteter med samma bas är lika med basen upphöjd till summan av exponenterna.

Allmänt uttrycks detta:

$$a^m \cdot a^n = a^{m+n}$$

På samma sätt beräknas $\frac{a^m}{a^n}$.

Exempel:

$$\begin{aligned} a^m &= a^5 = a \cdot a \cdot a \cdot a \cdot a \\ a^n &= a^3 = a \cdot a \cdot a \\ \text{således } \frac{a^5}{a^3} &= \frac{a \cdot a \cdot a \cdot a \cdot a}{a \cdot a \cdot a} = a \cdot a = a^2 \end{aligned}$$

När potenser med samma bas ska divideras med varandra, fås resultatet genom att den gemensamma basen ”upphöjs till” skillnaden mellan exponenterna.

Dvs.

$$\frac{a^m}{a^n} = a^{m-n}$$

Är n större än m får exponenten negativt tecken till exempel för $m = 5$ och $n = 7$

$$\frac{a^5}{a^7} = a^{-2}$$

Alla tal upphöjt till noll blir = 1 till exempel $a^0 = 1$. Med $m = n$ i den föregående formeln får vi

$$\begin{aligned} \frac{a^n}{a^n} &= 1 \\ \text{vi får också } \frac{a^n}{a^n} &= a^{n-n} = a^0 \end{aligned}$$

Till exempel $10^0 = 1$ ingår i serien $10^{-1}, 10^0, 10^1, 10^2 \dots$, vilket är ett annat sätt att skriva $0,1; 1; 10; 100 \dots$ etc.

Uttrycket $a \cdot b^n$ betyder att a ska multipliceras med b upphöjt till n ”.

Uttrycket $(a \cdot b)^n$ betyder att a och b ska multipliceras med varandra n gånger:

$$(a \cdot b)^n = (a \cdot b) \cdot (a \cdot b) \dots \text{ o.s.v. } n \text{ gånger.}$$

I det senare fallet kan parenteserna slopas, utan att resultatet förändras:

$$(a \cdot b)^n = a \cdot b \cdot a \cdot b \dots \text{ o.s.v. } n \text{ gånger.}$$

Samlar vi alla a respektive alla b var för sig får

$$a^n \cdot b^n = (a \cdot b)^n$$

Skilj noga mellan $ab^n = a \cdot b^n$ och $(ab)^n = (a \cdot b)^n$.

Att upphöja en produkt till en potens görs så, att var och en av faktorerna upphöjs till potensen, varefter resultaten multipliceras med varandra.

Exempel 1:

$$(4 \cdot 5)^3 = 4^3 \cdot 5^3 = 64 \cdot 125 = 8000$$

Exempel 2:

$$(3a)^2 = 3^2 \cdot a^2 = 9a^2$$

På samma sätt kan ett bråk upphöjas till en potens genom att upphöja täljaren och nämnaren

$$\begin{aligned} \left(\frac{a}{b}\right)^n &= \frac{a}{b} \cdot \frac{a}{b} \cdot \frac{a}{b} \cdots \text{ o.s.v. } n \text{ gånger} = \frac{a^n}{b^n} \\ \left(\frac{2}{3}\right)^3 &= \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{3} = \frac{2^3}{3^3} = \frac{8}{27} \end{aligned}$$

B.6 Rötter

HAREC I.c.5

Roten ur ett tal är den faktor, vars kvadrat är talet. Tidigare behandlade vi uttrycket $x^2 = 900$ för att få fram värdet på x . Vi ”drog kvadratroten ur 900”. Tecknet $\sqrt{}$ kallas rottecken.

$x = \sqrt{900}$ ska egentligen skrivas $\sqrt[3]{900}$, men tvåan brukar uteslutnas när det gäller kvadratroten. I övriga fall är det nödvändigt att skriva ut rottermen, till exempel $\sqrt[3]{100}$ (uttalas som 3:e roten ur) eller $\sqrt[6]{100}$ (uttalas som 6:e roten ur). Kom ihåg följande allmänna regler:

$$\sqrt{a \cdot b} = \sqrt{a} \cdot \sqrt{b} \quad \text{och} \quad \sqrt{\frac{a}{b}} = \frac{\sqrt{a}}{\sqrt{b}}$$

Den första regeln förenklar dragning av roten ur stora tal, $\sqrt{1225} = \sqrt{25 \cdot 49} = \sqrt{25} \cdot \sqrt{49} = 5 \cdot 7 = 35$. Ett större tal kan alltså delas i flera mindre tal, vars respektive rotvärden är lättare att få fram. Rotvärdena kan erhållas ur matematiska tabeller eller miniräknare. Roten ur tal kan bli ändlös, till exempel $\sqrt{2} = 1.414\ldots$ och $\sqrt{3} = 1.732\ldots$

B.7 Logaritmer

HAREC I.c.3

Beräkningar kan göras enklare med användning av logaritmer. Först studerar vi följande tabell över digniteter av talet 2, till exempel $2^4 = 16$ och $2^9 = 512$. Produkten eller kvoten av tal kan beräknas med addition respektive subtraktion sedan talen omvandlats till exponentiella tal med samma bas.

Exempel: 1) $16 \cdot 512 = 2^4 \cdot 2^9 = 2^{4+9} = 2^{13} = 8192$
 2) $\frac{2048}{64} = \frac{2^{11}}{2^6} = 2^{11-6} = 2^5 = 32$ Här är sambandet mellan exponent och dignitet för basen 2:

Exponent	Dignitet	Exponent	Dignitet
1	2	10	1 024
2	4	11	2 048 ($= 2^{11}$)
3	8	12	4 096
4	$16 (= 2^4)$	13	$8 192 (= 2^{13})$
5	32	14	16 384
6	$64 (= 2^6)$	15	32 768
7	128	16	65 536
8	256	17	131 072
9	$512 (= 2^9)$	18	262 144

En sådan tabell har emellertid begränsad användbarhet vid behandling av godtyckliga taluppställningar. Begreppet logaritm är däremot mera användbart.

Med logaritmen för ett tal menas den exponent, som basen ska upphöjas till, för att potensens värde ska bli talet.

Exempel: I ekvationen $2^x = 31$ säger man att x är logaritmen för talet 31 i det logaritmsystem, vars bas är 2. Detta skrivs $x = \log_2 31$ och läses $x =$ tvålogaritmen för talet 31. Kvadraten på talet 10 är 100, det vill säga $10^2 = 100$. Talet 2 är alltså den exponent som talet 10 ska upphöjas med för att digniteten ska bli 100. Således $\log_{10} 100 = 2$.

Vid omvandling mellan decimala tal och deras logaritmer används så kallade logaritmtabeller eller miniräknare (inte de allra enklaste). För överslagsberäkningar används även diagram och skalor (t.ex. räknestickan).

Så här räknar man med logaritmer När decimala tal ska multipliceras med varandra, omvandlar man dem först till logaritmer. Man adderar dessa och återvandrar resultatet till decimala tal igen.

När decimala tal ska divideras med varandra, omvandlar man dem först till logaritmer. Man subtraherar dessa och återvandrar resultatet till decimala tal igen.

Exempel: Talen 100, 100, 100, 2 och 2 ska multipliceras med varandra. Det decimala förfarandet är:

$$100 \cdot 100 \cdot 100 \cdot 2 \cdot 2 = 4000000 = 4 \cdot 10^6$$

Förfarandet med logaritmer är att man omvandlar talen till deras respektive 10-logaritm, vilken är $\log_{10} x$, varefter logaritmlerna adderas. Dessa räkneoperationer kan göras till exempel med en miniräknare. Då får $2 + 2 + 2 + 0.30103 + 0.30103 = 6.60206$ som är summan av logaritmlerna för talen.

För att uttrycka svaret som ett decimaltal omvandlas logaritmen till antilogaritm, vilken är $10^x = 10^{6.60206} = 4 \cdot 10^6$. (samma som vid det decimala förfarandet).

Skulle talen ha dividerats så skulle deras respektive logaritmer ha subtraherats från varandra i stället.

Här är sambandet mellan en serie decimala tal och deras 10-logaritmer ($\log_{10} x$).

Antilogaritmen för tal med 10-bas och exponenten x d.v.s. (10^x)	Dignitet	Logaritmen för $\log_{10} x$ (avrundade tal)	BIN	2^3	2^2	2^1	2^0	OCT	HEX	DEC
1,00		1,00 · 10^0 0,00	0000	0	0	0	0	00	0	0
1,25		1,25 · 10^0 0,097 ≈ 0,10	0001	0	0	0	1	01	1	1
1,6		1,6 · 10^0 0,204 ≈ 0,20	0010	0	0	2	0	02	2	2
2,0		2,0 · 10^0 0,301 ≈ 0,30	0011	0	0	2	1	03	3	3
2,5		2,5 · 10^0 0,398 ≈ 0,40	0100	0	4	0	0	04	4	4
3,2		3,2 · 10^0 0,505 ≈ 0,50	0101	0	4	0	1	05	5	5
4		4 · 10^0 0,602 ≈ 0,60	0110	0	4	2	0	06	6	6
5		5 · 10^0 0,699 ≈ 0,70	0111	0	4	2	1	07	7	7
6		6 · 10^0 0,778 ≈ 0,80	1000	8	0	0	0	10	8	8
7		7 · 10^0 ≈ 0,85	1001	8	0	0	1	11	9	9
8		8 · 10^0 0,903 ≈ 0,90	1010	8	0	2	0	12	A	10
9		9 · 10^0 ≈ 0,95	1011	8	0	2	1	13	B	11
10		1 · 10^1 1,00	1100	8	4	0	0	14	C	12
20		2 · 10^1 1,301 ≈ 1,30	1101	8	4	0	1	15	D	13
30		3 · 10^1 1,477 ≈ 1,50	1110	8	4	2	0	16	E	14
50		5 · 10^1 1,699 ≈ 1,70	1111	8	4	2	1	17	F	15
100		1 · 10^2 2,00								
500		5 · 10^2 ≈ 2,70								
1 000		1 · 10^3 3,00								
5 000		5 · 10^3 ≈ 3,70								
10 000		1 · 10^4 4,00								
100 000		1 · 10^5 5,00								
1 000 000		1 · 10^6 6,00								

B.8 Binära tal

HAREC I.c.8

Binära tal är tal som skrivs på talbas 2 istället för vår normala talbas 10. Det innebär att varje siffra till vänster har en vikt som är två gånger större än föregående. Varje siffra kan bara vara 0 eller 1. Ett enkelt sätt att illustrera det är en kort tabell.

binärt tal	2^2	2^1	2^0	decimalt tal
000	0	0	0	0
001	0	0	1	1
010	0	2	0	2
011	0	2	1	3
100	4	0	0	4
101	4	0	1	5
110	4	2	0	6
111	4	2	1	7

Ofta grupperar man de binära värdena i grupper om tre eller fyra siffror beroende på sammanhanget.

För större värden är binärt ohanterbart långt. Därför konverterar man gärna grupperna av värden till siffror och bokstäver, där grupper om tre skrivs på oktal form (talbas 8) och grupper om fyra skrivs på hexadecimal form (talbas 16).

C Omräkning mellan dB och kvoten av tal

Benämningen Bel kommer från namnet på amerikanen Alexander Graham Bell, som år 1876 uppfann den första praktiskt användbara telefonen efter idéer från tysken Philipp Reiß.

Inom teletekniken används begreppet decibel för att beskriva förloppet av effekt, ström och spänning. Begreppet förekommer även i andra sammanhang, till exempel akustik där det istället är fråga om ljudtryck.

Måtten i det metriska systemet är alldagliga och ingen finner det märkligt att det till exempel går tio decimeter på en meter. Däremot är begreppet decibel ovant för många.

Räkning med decibel grundas på användning av logaritmer, som är ett bekvämt sätt att uttrycka och behandla talvärden. Detta har i korthet förklarat i avsnitt 1.9. Här beskrivs ett omräkningsförfarande med hjälp av tabeller.

Decibel är ett dimensionslöst uttryck för graden av dämpning alternativt förstärkning.

Dämpning är följdens av att vissa komponenter bromsar elektrisk ström.

Förstärkning innebär att en aktiv komponent kan styra en större elektrisk ström och därmed större effekt än den själv styrs med.

C.1 Decibel över 1 mW vid 50 ohm [dB(m)]

Som nu beskrivits är uttrycket decibel ett logaritmiskt mått för hur två effekter förhåller sig till varandra. När de jämförda effekterna uppträder över lika stora impedanser, kan även förhållandet mellan två spänningar eller två strömmar uttryckas i decibel. I samtliga fall rör det sig om förhållandet mellan två storheter – *aldrig absoluta storheter*.

Exempel: Ett drivsteg i en sändare drivs med 1 watt och avger 10 watt. Effektförhållandet är 10:1 och effektförstärkningen är 10 gånger eller 10 dB. Slutförstärkaren i samma sändare drivs med 10 watt från drivsteget och avger 100 watt till antennen. Även i detta fall är effektförhållandet 10:1 och effektförstärkningen 10 gånger eller 10 dB.

Slutförstärkaren hanterar en 10 gånger så hög effektnivå som drivsteget och ändå är förstärkningen 10 dB i båda fallen. Decibel är m.a.o. dimensionslöst.

Men om en av två jämförda effekterna alltid är densamma och väl definierad så medges nya möjligheter. Den effekt som ska kvantificeras kan nu ställas i förhållande till den kända referenseffekten. Med denna förutsättning kan även de absoluta effektnivåerna,

till exempel genom en sändare uttryckas i decibel. Detta tillgår på följande sätt.

Det är mycket vanligt att in- och utgångarna i HF-utrustningar utförs med en impedans av 50Ω . För god anpassning väljs då koaxialkablarna mellan apparaterna med en karakteristisk impedans av 50Ω .

Det har utbildats en praxis, att referensvärdet vid jämförelse av signalnivåer i radiosystem ska vara en milliwatt (1 mW) utvecklad i en belastning med impedansen 50Ω .

Signalnivåer över belastningen 50Ω kan uttryckas i dB(m), där (m) står för milliwatt, varvid referenseffekten 1 mW är 0 dB(m) vid 50Ω .

Det spänningsfall som bildas över belastningen 50Ω vid effektnivån 0 dB(m) är

$$U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 50} \approx 0,224 \text{ V}$$

Den ström som flyter genom belastningen 50Ω vid effektnivån 0 dB(m) är

$$I = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 50} = 0,0045 \text{ A} = 4,5 \text{ mA}$$

Strömmen 4,5 mA genom belastningen 50Ω motsvarar således 0 dB(m).

Varje annan effekt, spänningsfall och ström som uppstår vid en belastning av 50Ω kan jämföras med respektive referensvärdet 1 mW, 0,22 V och 4,5 mA. $\text{dB}(m)$ är ett absolut och logaritmiskt mått.

Effekt:

$$a[\text{dB}(m)] = 10 \log \frac{P_{[50\Omega]}}{1[mW_{50\Omega}]}$$
$$P_{50} = 1[mW] \cdot 10^{\frac{a}{10}}$$

Ström:

$$0\text{dB}(m) = 4,47mA_{50}$$

$$a[\text{dB}(m)] = 20 \log \frac{I_{50}}{4,47}$$

Spänning:

$$0\text{dB}(m) = 0,223V_{50}$$

$$a[\text{dB}(m)] = 20 \log \frac{U_{50}}{0,223}$$

$$U_{50} = 0,223 \cdot 10^{\frac{a}{20}}$$

C.2 Sambandet mellan spänning över 50 ohm och dB(m)

dB(m)	V	dB(m)	V
-40	0,00224		
-30	0,00707		
-20	0,0224		
-10	0,0707		
0	0,224		
1	0,251	11	0,793
2	0,282	12	0,890
3	0,316	13	0,999
4	0,354	14	1,121
5	0,398	15	1,257
6	0,446	16	1,411
7	0,501	17	1,583
8	0,562	18	1,776
9	0,630	19	1,993
10	0,707	20	2,236

$dB(W)$ är ett annat absolut mått. Effektnivåer över en belastning kan också uttryckas i $dB(W)$, där (W) står för watt. Referenseffekten är då 1 W, det vill säga 0 $dB(W)$. Liksom med $dB(m)$ anges impedansen i den belastning, som effekten utvecklas över. Exempelvis motsvarar 26 $dB(W)$ 398 W (se tabellen för sambandet mellan effektförhållande och dB).

D S-enheter och dB

I kommunikationsradiomottagare brukar det nästan alltid finnas en anordning som mäter och visar styrkan av mottagna signaler.

Eftersom spänningen från antennen in i mottagaren kan variera över ett stort område, är det praktiskt att uttrycka styrkevärdena med en logaritmisk måttenshet, så kallad S-enhet.

Signalspänningen mäts över en impedans av 50Ω .

Eftersom S-enheten är logaritmisk, så motsvarar till exempel signalstyrkan S8 halva signalspänningen, det vill säga $25\mu V$ eller -6 dB jämfört med S9. Om halveringen fortsätts, fås att S0 (noll) motsvarar en signalstyrka av $0,1\mu V$.

I en kortvågsmottagare alstras det ett internt brus med en nivå av åtminstone $0,1\mu V$. Detta brus blandas med den inkommande signalen. En insignal med en styrka under brusnivån (S0) kommer alltså inte att kunna höras. Vid högre signalstyrkor än S9 anges styrkan som S9 +ett antal dB. Det är då frågan om mycket starka signaler.

Följande tabell gäller för det ideala sambandet mellan S-enheter och signalstyrkor över två alternativa brusnivåer.

Signalstyrkan mäts vid mottagarens antenningång, varför skillnaden i signalstyrkan olika antenner och mottagningsriktningar samt dämpningen i antenn och nedledning kan behöva bedömas.

I kortvågsområdet (under 30 MHz) uppträder ett atmosfäriskt bredbandigt brus tillsammans med bruset från den stora mängden rundradio- m.fl. andra starka sändare. Detta brus är mer dominerande än mottagarens interna brus. I praktiken har de flesta KV-mottagare en högre brusnivå än $0,1\mu V$.

Över 30 MHz ändå, är det mest mottagarens interna brus som sätter gränsen för hörbarheten av svaga signaler. Med samma S-skala som för kortvågsområdet, börjar man uppfatta signaler i bruset utan att S-metern ger utslag.

Vid IARU Region 1-konferensen 1978 i Miskolcz föreslog de nationella föreningarna VERON (Nederlanderna) och RSGB (Storbritannien) en annan S-skala över 30 MHz . Vid konferensen 1981 i Brighton antogs förslaget som rekommendation.

Mätningar ska i båda fallen göras med en kvasi-toppvärdesdetektor med en stiftid av $10\text{ ms} \pm 0,2\text{ ms}$ och en falltid av 500 ms .

S-Meter värde		Under 30 MHz (μ V vid 50Ω)	$\text{dB}\mu\text{V}$		Över 30 MHz (μ V vid 50Ω)	$\text{dB}\mu\text{V}$
	dBm			dBm		
S9 +40 dB	-33	5000	74	-53	500	54
S9 +30 dB	-43	1600	64	-63	160	44
S9 +20 dB	-53	500	54	-73	50	34
S9 +10 dB	-63	160	44	-83	16	24
S9	-73	50	34	-93	5	14
S8	-79	25	28	-99	2,5	8
S7	-85	12,6	22	-105	1,26	2
S6	-91	6,3	16	-111	0,63	-4
S5	-97	3,2	10	-117	0,32	-10
S4	-103	1,6	4	-123	0,16	-16
S3	-109	0,8	-2	-129	0,08	-22
S2	-115	0,4	-8	-135	0,04	-28
S1	-121	0,21	-14	-141	0,02	-34

Tabell D.1: Tabell över S-värden, spänningar och effekter

E Beskrivningskod typ av sändning

Radiosändningar beskrivs enligt ITU-RR [21, Appendix 1] med standardiserade kombinationer av siffror och bokstäver som beskriver sändningens nödvändiga bandbredd och sändningsklass.

Den fullständiga beskrivningen av en radiosändning inleds med fyra tecken som beskriver den nödvändiga bandbredden. Detta följs av tre tecken som beskriver sändningsklassen. Vid behov kan sändningsklassens tre tecken kompletteras med ytterligare två tecken som tydligare beskriver signalen.

Detta benämningssystem är dock inte utan problem. Det tar mer hänsyn till metoden hur en signal alstras, snarare än hur en signal helt enkelt ser ut när den sänds.

Direkt modulation av huvudbärvågen benämns på ett sätt, medan modulation av en underbärvåg i en sändare för enkelt sidband med undertryckt bärvåg benämns på ett annat sätt. Om man till exempel nycklar ett RTTY-modem med en direkttskrivande fjärrskrivare och sedan byter till en dator för att göra samma sak, så ändras benämningen av sändningsslaget.

E.1 Bandbredd

Den nödvändiga bandbredden (eng. *necessary bandwidth*) beskrivs med tre siffror och en bokstav. Bokstaven placeras på platsen för decimaltecknet och representerar enheten för bandbredd. Bokstäverna H (Hz), K (kHz), M (MHz) och G (GHz) används, medan varken 0 eller K, M eller G får vara det första tecknet. Numeriska värden med mer än tre signifikanta siffror avrundas.

Decimaltecknen används på följande sätt:

bandbredd	0,001–999 Hz	(decimaltecken H),
bandbredd	1,00–999 kHz	(decimaltecken K),
bandbredd	1,00–999 MHz	(decimaltecken M),
bandbredd	1,00–999 GHz	(decimaltecken G).

Exempel:

0,002 Hz	skrivs	H002
12,5 kHz	skrivs	12K5
0,1 Hz	skrivs	H100
2,4 kHz	skrivs	2K40
25,3 Hz	skrivs	25H3
6 kHz	skrivs	6K00
180 kHz	skrivs	181K
6,25 MHz	skrivs	6M25

Det är särskilt viktigt att komma ihåg bandbredden vid utsändningar nära bandgränserna. Till exempel kommer sidbandet (USB) i en telefonisignal

med bärvågsfrekvensen 29,699, att tydligt överskrida den övre bandgränsen för 10-metersbandet. Bandgränserna får **inte** överskridas och det gäller även för sändningens sidband.

Basbandet är det frekvensområde, som upptas av signaler innan de modulerar bärvågen. Signaler i basbandet ligger vanligen mycket lägre i frekvens än bärvågen. I den låga änden av basbandet kan frekvensen nära sig eller vara likström (0 Hz). I den höga änden beror frekvensen på det värde där information finns liksom att det finns underbärvågor eller andra speciella signaler inom basbandet. Det finns ett basband för alla typer av signaler, vare sig de är analoga eller digitala. Det ska också förstås, att termen basband är relaterad till den modulation som avses från fall till fall.

Det kan finnas mer än ett basband i en komplett modulationsprocess. Till exempel, en nycklad ton som går till sändaren genom mikrofoningången är dess analoga basband medan nycklingspulseerna till tongeneratorn är dess digitala basband.

Sidband alstras alltid när en bärvåg moduleras. De är blandningsprodukter på båda sidor om bärvågen, som resultat av att signaler från basbandet modulerar bärvågen på något sätt. Det övre sidbandet kallas USB (eng. *upper sideband (USB)*) och det undre sidbandet LSB (eng. *lower sideband (LSB)*).

I system för amplitudmodulation är bredden på sidbanden i stort lika med den högsta frekvenskomposanten i basbandet. Sidbanden är spegelbilder av varandra och innehåller exakt samma information. För att spara bandbredd räcker det alltså med att överföra det ena sidbandet, varvid det andra sidbandet kan undertryckas, liksom även bärvågen.

I andra modulationssystem än för amplitudmodulation kan dock bredden på sidbanden mycket överstiga den högsta frekvenskomposanten i basbandsignalen.

Använt bandbredd (eng. *occupied bandwidth*) är avståndet mellan (-23 dB) av den totala medeleffekten. För amatörer är det inte alltid lätt att översta och nedersta delen av ett spektrum, där medeleffekten är lägre än 0,5 % bestämma den använda bandbredden. Den kan mätas med en spektrumanalysator, men ett sådant instrument är svårtillgänglig för de flesta amatörer. Den använd bandbredden kan även beräknas, men det kräver matematikkunskaper i informationsteori och behandlas inte här.

Nödvändig bandbredd är den del av den använda bandbredden, som räcker för att säkra informationsöverföringen i den omfattning och kvalitet som krävs. Förenklade sätt att beräkna nödvändig bandbredd vid specifika modulationssystem finns i kapitel 1.8.

Tilldelat frekvensband är den nödvändiga bandbredden plus två gånger den absoluta frekvenstoleransen.

Frekvenstolerans (eng. *frequency tolerance*) uttryckt i PPM (del per 10^6), procent eller i Hz är den maximalt tillåtna frekvensavvikelsen från den korrekta frekvensen.

E.2 Sändningsklass

Sändningklass anges med tre tecken där

- första tecknet beskriver huvudbärvågens modulering
- andra tecknet beskriver den modulerade signalens karaktär
- tredje tecknet beskriver typ av information.

E.2.1 Huvudbärvågens modulation

Första tecknet – huvudbärvågens modulation.

- N Ingen modulation
Utsändning där huvudbärvågen är amplitudmodulerad
(även i fall med vinkelmodulerad underbärvåg)
- A Dubbla sidband
- H Enkelt sidband, full bärväg
- R Enkelt sidband, reducerad bärväg eller bärväg av varierande nivå
- J Enkelt sidband, undertryckt bärväg
- B Sinsemellan oavhängiga sidband
- C Stympat sidband
Utsändning där huvudbärvågen är vinkelmodulerad
- F Frekvensmodulation
- G Fasmodulation
Utsändning vars huvudbärvåg är amplitud- och vinkelmodulerad
- D antingen samtidigt eller i viss förutbestämd följd.
Utsändning av huvudbärvågen som en sekvens av pulser *not*.
- P Omodulerade pulser
- K Amplitudmodulerade pulser
- L Bredd- eller tidmodulerade pulser
- M Faslägesmodulerade pulser
- Q Vinkelmodulerad bärväg under pulsens varaktighet
- V Kombination av ovanstående eller alstrat på annat sätt
Övriga fall där utsändningens huvudbärvåg är modulerad,
antingen samtidigt eller i förutbestämd följd
på två eller
- W flera av sätten amplitud-, vinkel- eller pulsmodulering
- X Övriga fall

Not: Utsändning där huvudbärvågen är direkt modulerad av en signal, vilken är kodad i kvantiserad form (t.ex. pulskodmodulation) ska hänföras till amplitud eller vinkelmodulation.

E.2.2 Den modulerande signalens karaktär

Andra tecknet – den modulerande signalens karaktär.

- 0 Ingen modulerande signal
En enda kanal med kvantiserad eller digital information,
- 1 utan användning av modulerande underbärvåg
En enda kanal med kvantiserad eller digital information,
- 2 med användning av modulerande underbärvåg
- 3 En enda kanal med analog information
- 7 Två eller flera kanaler med kvantiserad eller digital information
- 8 Två eller flera kanaler med analog information
Sammansatta system av en eller flera kanaler med kvantiserad eller
- 9 digital information samt en eller flera kanaler med analog information
- X Övriga fall

I fråga om bassignalens karaktär skiljer man å ena sidan på kanaler för kvantiserad eller digital information, det vill säga där signalen växlar språngvis mellan vissa givna tillstånd, och på kanaler för analog information, där signalen kan variera kontinuerligt inom givna gränser.

Att fastställa arten av huvudbärvågens modulation kan kräva viss eftertanke. I många fall får den information som ska överföras, modulera en underbärvåg, som i sin tur påtrycks modulatorn för huvudbärvågen.

E.2.3 Informationens form

Tredje tecknet – informationens form.

- N Ingen överförd information
- A Telegrafi för hörselmottagning
- B Telegrafi för automatisk mottagning
- C Faksimil
- D Dataöverföring, fjärrmätning, fjärrstyrning
- E Telefon, även rundradio
- F Television, video
- W Kombination av ovanstående fall
- X Övriga fall

Telegrafisignaler är kvantiserade (till/från, mark/-space). Telefonisignaler har mestadels varit analoga, men är allt oftare kvantiserade (digitala). Faksimilsignaler är analoga eller kvantiserade, beroende på om gråtoner överförs eller ej.

E.3 Tilläggstecken

De två avslutande tecknen är tilläggstecken som ger en mer komplett beskrivning av signalen. Om ingen

komplettering behövs ska tecknen ersättas med två streck (- -).

E.3.1 Närmare beskrivning av signalen

Första tilläggstecknet – närmare beskrivning av signalen.

- Tvåtillståndskod med element av:
- A Olika antal och/eller olika varaktighet- Morse-telegrafi
 - B Samma antal och varaktighet, utan felkorrigering – fjärrskrift
Samma antal och varaktighet, med felkorrigering- fjärrskrift,
 - C AMTOR, paketradio m.m.
 - D Fyratillståndskod där:
Varje tillstånd företräder ett tillstånd om ett antal bitar
Flertillståndskod där:
Varje tillstånd företräder ett signalelement om ett antal bitar
 - E Varje tillstånd företräder ett signalelement om ett antal bitar
 - F Varje tillstånd eller kombination av tillstånd företräder ett tecken
 - G Ljud av rundradiokvalitet:
Monatoniskt
 - H stereofoniskt eller kvadrafoniskt
 - I Ljud av kommersiell kvalitet:
Alla fall utom K och L enligt nedan
 - K Med användning av frekvensinversion eller banduppdelning
Med särskilda frekvensmodulerade signaler för styrning av
 - L den demodulerade signalens nivå
 - M Video
 - N Monokrom
 - O Färg
 - P Kombination av ovanstående fall
 - X Övriga fall

E.3.2 Arten av multiplex

Andra tilläggstecknet – arten av multiplex.

- N Ingen multiplex
- C Kodelning
- F Frekvensdelning
- T Tiddelning
- W Kombination av Frekvens- och Tidsdelning
- X Andra arter av multiplex

E.4 Exempel på beskrivningskod

NON Omodulerad bärväg, ingen överförd information.

100H A1A AN Morsetelegrafi genom nyckling av bärväg, 125-takt, bandbredd 100 Hz, s.k. CW.

16K0 F2A AN Morsetelegrafi, frekvensmodulation med nyckling av ton, t.ex. i repeater, s.k. tontelegrafi.

254H F1B BN Fjärrskrift genom frekvensskiftnyckling av bärväg (FSK), utan felkorrigering, hastighet 50 Bd, frekvensskift i 70 Hz, s.k. RTTY.

254H J2B BN Fjärrskrift genom frekvensskiftnyckling av modulerande tonpar (AFSK), vid sändning av enkelt sidband med undertryckt bärväg, bandbredden beroende av hastighet och frekvenser i tonparet Jfr 254H F1B BN

304H F1B CN Fjärrskrift genom frekvensskiftnyckling av bärväg (FSK), med felkorrigering, hastighet 100 Bd, frekvensskift 170 Hz, t.ex. AMTOR. Jfr 254H F1B BN.

6K00 A3E JN Telefoni, amplitudmodulation med dubbla sidband och full bärväg, bandbredd 6 kHz, s.k. AM.

2K70 J3E JN Telefoni, enkelt sidband och undertryckt bärväg, bandbredd 2,7 kHz, s.k. SSB.

16K0 F3E JN Telefoni, frekvensmodulation, bandbredd 16 kHz, s.k. NBFM (smalbands-FM).

2K12 F3C MN Faksimil med halvtoner (telefoto), kooperationsindex 264, avsökningshastighet 90 linjer/minut, frekvensmodulering med \pm 400 Hz skift.

6M25 C3F MN Television i svartvitt enligt det europeiska 625-linjersystemet.

3K00 F3F MN Smalbandstelevision enligt amatörradiostandard, s.k. ATV.

Exempel på sändningsslag utan ITU beskrivningskod enligt ovan – Telefoni, amplitudmodulation med dubbla sidband och reducerad bärväg. En enda kanal med analog information.

Sändningsslaget tillämpas i effektbesparande syfte bland annat för rundradiosändningar på AM, varvid traditionella rundradiomottagare fortfarande kan användas.

F IARU Region 1 bandplan

F.1 HF

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 HF band plan 2016 [2].

Den vänstra delen är själva bandplanen, medan den högra delen rekommenderar användning/mötespunkter.
(PTS frekvensplan och status för amatörradio i Sverige, framgår av Kapitel 13.11 samt bilaga G och H.)

Band MHz	Segment kHz	Trafiksätt
0,137	135,7–137,8	CW, QRSS and narrow band digital modes
0,472	472–475	CW
	475–479	CW, digimodes
1,8	1810–1838	CW, 1836 kHz QRP Centre of Activity
	1838–1840	Narrow band modes
	1840–1843	All modes–digimodes
	1843–2000	All modes
3,5	3500–3510	CW, priority for intercontinental operation
	3510–3560	CW, contest preferred, 3555 kHz–QRS Centre of Activity
	3560–3570	CW, 3560 kHz–QRP Centre of Activity
	3570–3580	Narrow band modes–digimodes
	3580–3590	Narrow band modes–digimodes
	3590–3600	Narrow band modes–digimodes
		automatically controlled data stations (unattended)
	3600–3620	All modes–digimodes
		automatically controlled data station (unattended)
	3600–3650	All modes, SSB contest preferred
		3630 kHz–Digital Voice Centre of Activity
	3650–3700	All modes, 3690 kHz–SSB QRP Centre of Activity
	3700–3775	All modes, SSB contest preferred
		3735 kHz–Image Centre of Activity
		3760 kHz–Reg.1 Emergency Centre of Activity
	3775–3800	All modes, SSB contest preferred
		priority for intercontinental operation
5,3		Är inte ett amatörband i Sverige
	535105–5354,0	CW, Narrow band modes–digimodes
	5340,0–5366,0	All modes, USB recommended for voice operation
	5366,0–5366,5	Weak signal narrow band modes
7	7000–7040	CW, 7030 kHz–QRP Centre of Activity
	7040–7047	Narrow band modes–digimodes
	7047–7050	Narrow band modes–digimodes
		automatically controlled data stations (unattended)
	7050–7053	All modes–digimodes
		automatically controlled data stations (unattended)

	7053–7060	All modes–digimodes
	7060–7100	All modes, SSB contest preferred 7070 kHz–Digital Voice Centre of Activity 7090 kHz–SSB QRP Centre of Activity
	7100–7130	All modes, 7110 kHz–Reg.1 Emergency Centre of Activity
	7130–7175	All modes, SSB contest preferred 7165 kHz–Image Centre of Activity
	7175–7200	All modes, SSB contest preferred priority for intercontinental operation
10	10100–10140	CW, 10116 kHz–QRP Centre of Activity
	10140–10150	Narrow band modes–digimodes
14	14000–14060	CW, contest preferred, 14055 kHz–QRS Centre of Activity
	14060–14070	CW, 14060 kHz–QRP Centre of Activity
	14070–14089	Narrow band modes–digimodes
	14089–14099	Narrow band modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	14099–14101	IBP, exclusively for beacons
	14101–14112	All modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	14112–14125	All modes
	14125–14300	All modes, SSB contest preferred 14130 kHz–Digital Voice Centre of Activity 14195 kHz ± 5 kHz–Priority for Dxpeditions 14230 kHz–Image Centre of Activity 14285 kHz–SSB QRP Centre of Activity
	14300–14350	All modes, 14300 kHz–Global Emergency centre of activity
18	18068–18095	CW, 18086 kHz–QRP Centre of Activity
	18095–18105	Narrow band modes–digimodes
	18105–18109	Narrow band modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	18109–18111	IBP, exclusively for beacons
	18111–18120	All modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	18120–18168	All modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended) 18130 kHz–SSB QRP Centre of Activity 18150 kHz–Digital Voice Centre of Activity 18160 kHz–Global Emergency Centre of Activity
21	21000–21070	CW, 21055 kHz–QRS Centre of Activity 21060 kHz–QRP Centre of Activity
	21070–21090	Narrow band modes–digimodes
	21090–21110	Narrow band modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	21110–21120	All modes (excluding SSB) digimodes, automatically controlled data stations (unattended)
	21120–21149	Narrow band modes
	21149–21151	All modes–digimodes
	21151–21450	All modes, 21180 kHz–Digital Voice Centre of Activity 21285 kHz–SSB QRP Centre of Activity

		21340 kHz–Image Centre of Activity
		21360 kHz–Global Emergency Centre of Activity
24	24890–24915	CW, 24906 kHz–QRP centre of activity
	24915–24925	Narrow band modes–digimodes
	24925–27929	Narrow band modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	24929–24931	IBP, exclusively for beacons
	24931–24940	All modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	24940–24990	All modes, 24950 kHz–SSB QRP Centre of Activity
	24960 kHz–Digital Voice Centre of Activity	
28	28000–28070	CW, 28055 kHz–QRS Centre of Activity
	28060 kHz–QRP Centre of Activity	
	28070–28120	Narrow band modes–digimodes
	28120–28150	Narrow band modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	28150–28190	Narrow band modes
	28190–28199	IBP, regional time shared beacons
	28199–28201	IBP, worldwide time shared beacons
	28201–28225	IBP, continuous duty beacons
	28225–28300	All modes–beacons
	28300–28320	All modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	28320–29000	All modes, 28330 kHz–Digital Voice Centre of Activity
	28360 kHz–SSB QRP Centre of Activity	
	28680 kHz–Image Centre of Activity	
29	29000–29100	All modes
	29100–29200	All modes–FM simplex–10 kHz channels
	29200–29300	All modes–digimodes automatically controlled data stations (unattended)
	29300–29510	Satellite Links
	29510–29520	Guard channel
	29520–29590	All modes–FM repeater input (RH1–RH8)
	29600	All modes–FM calling channel
	29610	All modes–FM simplex repeater (parrot input and output)
	29620–29700	All modes–FM repeater outputs (RH1–RH8)

F.1.1 Anmärkningar

F.1.1.1 Definitioner

All modes CW, SSB och AM samt de trafiksätt som angetts som *Centre of activity*.

Image modes Alla analoga eller digitala trafiksätt för bildöverföring som ryms inom överenskommen bandbredd.
Till exempel SSTV och FAX.

Narrow band modes Alla trafiksätt som använder en bandbredd upp till 500 Hz inklusive CW, RTTY, PSK med flera.

Digimodes Alla digitala trafiksätt som ryms inom överenskommen bandbredd. Till exempel RTTY, PSK, MT63 med flera.

F.1.1.2 Sändarfrekvenser

I bandplanen angivna frekvenser är ”sändarfrekvenser” (inte frekvensen för den undertryckta bärvägen).

F.1.1.3 Digitala trafiksätt

Omfattar Baudot/RTTY, AMTOR, PACTOR, CLOVER, ASCII, Packet Radio. Observera undantagen för 1,8; 7 och 10 MHz där Packet Radio ej ingår i Digitala Trafiksätt.

F.1.1.4 Sidband

Upp till 10 MHz ska lägre sidbandet (LSB) användas och över 10 MHz det övre sidbandet (USB).

F.1.1.5 Segment för tester

Då DX-trafik ej är involverad ska testsegmenten ej innehålla 3500–3510 eller 3775–3800 kHz. Frekvensbanden på 10, 18 och 24 MHz ska inte användas för tester.

F.1.1.6 10 MHz-bandet

Vid nödtrafik får även SSB användas på detta band. Nyhetsbulletiner ska ej sändas på 10 MHz-bandet. 10 120–10 140 kHz får under dygnets ljusa timmar användas av SSB-stationer i Afrika söder om ekvatorn.

F.1.1.7 Obemannade sändare

IARU:s medlemsföreningar är uppmanade att begränsa användningen av obemannade sändare på kortvågsbanden. Obemannade stationer på kortvåg ska endast aktiveras under kontroll av en operatör som är ansvarig för att användningen inte orsakar störningar.

Detta är extra viktigt på 30 m där amatörradio har sekundär status.

Undantag gäller för fyrar och speciella experimentstationer.

F.1.1.8 Fjärrstyrda radiostationer

Med fjärrstyrda radiostationer (eng. *remote controlled station*) menas en sändare som fjärrstyrts av en radioamatör via någon typ av kontrollterminal. Användningen av en fjärrstyrda radiostationer måste vara tillåten i det land där stationen är placerad. Anropssignalen som används vid fjärrstyrning måste vara tilldelad av myndigheten i det land där stationen är placerad oavsett var i världen radioamatören som använder den befinner sig. Notera att överenskommelsen i CEPT T/R 61-01 [14] om användningen av egen anropssignal med tillägg av landsprefix för besökt land endast gäller om operatören befinner sig i landet, inte vid fjärrstyrning.

F.2 VHF och högre

Den vänstra delen är själva bandplanen, medan den högra delen rekommenderar användning/mötespunkter. (PTS bandplan och status för amatörradio i Sverige, framgår av Kapitel 13.11 samt bilaga G svensk frekvensplan och bilaga H frekvenser för svenska amatörradiorepeaterar.)

F.2.1 50 MHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2014 [2].

Tabell F.1: 50 MHz Användning: Experimentband, landmobil- och, rundradio primära

Segment MHz	Trafiksätt	Delband	Rekommenderad användning
50,000	CW	50,000–50,030 50,050 50,090	Fyrar CW aktivitetscenter, internationellt CW aktivitetscenter, interkontinentalt
50,100	Alla smalbandsmoder (CW, SSB, AM, RTTY, SSTV, ETC) Smalband = 2,7 kHz	50,100–50,130 50,110 50,130–50,200 50,150 50,200–50,300 50,285 50,305 50,310–50,320 Smalband 1000 Hz	interkontinentalt aktivitetscenter interkontinentalt internationellt aktivitetscenter internationellt Generell användning crossband aktivitetscenter PSK aktivitetscenter MS exklusivt fyrar ± 500 Hz WSPR fyrar
50,500	Alla moder	50,510 50,520–50,540 50,550 50,600 50,620–50,750 50,630	SSTV (AFSK) FM simplex Internet gateways Bild arbetsfrekvens RTTY (FSK) Digital kommunikation DV anrop
51,190			
51,210	RF81 NBFM repeater infrekvenser, 20 kHz kanadelning, 10 kHz kanalbredd		
51,390	RF99		
51,410	F41 NBFM, simplex	51,510	NBFM anropsfrekvens
51,590	F59		
51,810	RF81 NBFM repeater utfrekvenser, 20 kHz kanadelning, 10 kHz kanalbredd		
51,990	RF99		
52,000			

Anmärkningar: sändningsslag

- a Telegrafi är tillåtet över hela bandet, men är exklusivt i området 50,000–50,100 MHz.
- b Under 50,500 MHz används inte FM.
- c 50,110 MHz är interkontinental DX anropsfrekvens och bör inte användas för trafik inom Europa.
- d För kanaltrafik är kanadelningen 20 kHz, förskjutet 10 kHz.

F.2.2 144 MHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2016 [2].

Tabell F.2: 144 MHz Användning: Amatörradio primär

144,000			
CW(a)	144,000–144,025	satellit downlink exklusiv användning	
	144,025–144,110	EME	
	144,050	CW anropsfrekvens	
	144,100	CW MS referensfrekvens, random	
	144,110–144,160	EME MGM	
	144,138	aktivitetscenter PSK31	
144,150 SSB	144,140–144,150	CW, MGM	
	144,150–144,180	CW SSB MGM	
	144,195–144,205	SSB MS (Meteorscatter), Random	
	144,300	SSB anropsfrekvens	
144,399	144,370	FSK441, Random calling	
	144,390–144,399	CW SSB MGM	
144,400			
CW MGM		Exklusivt fyrar(b)	
	144,4920	± 500 Hz WSPR beacons	
144,491			
144,500 Alla moder (c)	144,500	Bild aktivitetscenter, SSTV FAX	
	144,525	ATV SSB talk back center	
	144,600	aktivitetscenter data MGM RTTY	
144,794	144,750	ATV anropsfrekvens	
144,9625		Digital kommunikation (d)	
144,975	RV46	NBFM repeater infrekvenser, 12,5 kHz kanalseparation, 600 kHz skift	
145,1875	RV63		
145,200	V16–V45	145,200 Bemannad rymdtrafik, upplänk	
	12,5 kHz NBFM	145,375 DV anropsfrekvens	
	simplex	145,500 (Mobil) anropsfrekvens	
145,575	RV46	NBFM repeater utfrekvenser, 12,5 kHz kanalseparation, 600 kHz skift	
145,7875	RV63	145,800 Bemannad rymdtrafik, nerlänk	
145,794		Satellitservice	
146,000			

Anmärkningar

Generella

- a. Inga sändningar får ske på frekvenser under 144,0025 MHz.
- b. I Europa ska inga in- eller utfrekvenser för NBFM repeatrar förekomma inom segmentet 144,000–144,794 MHz.
- c. Med undantag för satellitsegmentet tillåts inte in- eller utfrekvenser i 2-metersbandet för repeatrar i andra band.
- d. Fyrar ska oavsett ERP ligga i fyrbandet.

Särskilda

- (a) Telegrafi är tillåtet över hela bandet, exklusivt i segmentet 144,035–144,150 MHz.
- (b) Fyrar med ERP över 10 W koordineras av IARU Region 1 fyrkoordinator.
- (c) Inga obemannade stationer ska användas i all mode-segmentet.
- (d) Obemannade stationer tillåts endast i segmentet 144,800–144,990 MHz förutsatt att de till fullo klarar 12,5 kHz kanaldelning.

F.2.3 432 MHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2014 [2].

Tabell F.3: 432 MHz Användning: Amatörradio och radiolokalisering delat primär

432,000	CW (a)	432,000–432,025	EME
		432,050	CW aktivitetscenter
		432,088	PSK31 aktivitetscenter
432,150	SSB/CW	432,200	SSB aktivitetscenter
		432,350	Mikrovågor ”talk-back” center
		432,370	FSK441, Random calling
	CW MGM	432,400–432,490	Exklusivt fyrar(b)
432,500	Alla moder	432,500	APRS
432,500	RU361		Notera överenskommelse NRAU 2004
			NBFM repeater infrekvenser, 12,5 kHz kanalseparation, 2 MHz skift
432,975	RU399		
433,000	RU368		Notera att repeater med 1,6 MHz skift ska fasas ut
			NBFM repeater infrekvenser, 12,5 kHz kanalseparation, 1,6 MHz skift
433,3875	RU399		
433,400		433,400	SSTV FM AFSK
	FM/DV 12,5 kHz	433,450	DV anropsfrekvens
		433,500	(Mobil) FM anropskanal
433,5875	U287		
433,600		433,600	Data aktivitetscenter
		433,625–433,775	Digital kommunikation
	Alla moder	433,700	FAX (FM/AFSK)
		434,000	Digital wide band modes centerfrekvens
		434,450–434,575	Digital kommunikation, ej mer än
			25 kHz kanalseparation
434,500			
434,5125	RU 361		Notera överenskommelse NRAU
			NBFM repeater utfrekvenser, 12,5 kHz kanalseparation
434,9875	RU 399		
435,000			satellitstjälpling
438,000			

Anmärkningar

Generella

- a. I Europa ska inga in- eller utfrekvenser för NBFM repeatrar förekomma inom segmentet 432–432,6 MHz.
- b. Fyrar ska oavsett ERP placeras i fyrbandet.

Särskilda

- (a) Telegrafi är tillåtet över hela smalbandssegmentet, exklusivt i segmentet 432,000–432,100 MHz.
- (b) Fyrar med ERP över 10 W koordineras av IARU Region 1 fyrmästare.

F.2.4 1296 MHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2014 [2].

Tabell F.4: 1296 MHz Användning: Amatörradio sekundär

1240,000	Alla moder	1240,000–1241,000 1242,025–1242,250 1242,275–1242,700 1242,725–1243,250	Digitala moder Repeater ut RS1–RS10 Repeater ut RS11–RS28 Digitala moder RS29–RS50
1243,250	Amatörtelevision	1258,150–1259,350	Repeater ut, R20–R68
1260,000	satellitservice		
1270,000	Alla moder	1270,025–1270,700 1270,725–1271,250	Repeater in, RS1–RS28 Packet duplex, RS29–RS50
1272,000	Amatörtelevision		
1290,994	FM/DV	1291,000	RM0–RM19
			NBFM repeater in 25 kHz kanalseparation, 6 MHz skift
1291,475			
1291,500	Alla moder	1293,150–1294,350	Repeater in, R20–R68
1296,000	CW(a)	1296,000–1296,025 1296,138	EME PSK31 aktivitetscentrum
1296,150		1296,200 1296,400–1296,600 SSB	Smalbands aktivitetscenter Linjär transponder infrekvens 1296,500 1296,600 1296,600–1296,800 1296,700–1296,800
			Bild SSTV FAX Data smalband MGM RTTY Linjär transponder utfrekvens Lokala fyrar max 10W ERP
1296,800	CW MGM		Exklusivt fyrar
1296,994			
1297,000	RMO	(använts i Sverige)	
			NBFM repeater utfrekvenser, 25 kHz kanalseparation, 6 MHz skift
1297,481	RM19		
1297,500	SM20	1297,500	FM aktivitetscenter
			NBFM simplex kanaler, 25 kHz kanalseparation,
1297,975	SM39		
1298,000	Alla moder	1298,025–1298,975 1299,000–1299,750 1298,750–1300,000	Repeater ut, RS1–RS39 Digital kommunikation FM/DV

Anmärkningar

Särskilda

- (a) Telegrafi är tillåtet över hela smalbandsegmentet, exklusivt i segmentet 1296,000–1296,150 MHz.
- (b) Fyrar med ERP över 10 W koordineras av IARU Region 1 fyrkoordinator.

F.2.5 2300 MHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2014 [2]. Delbandet 2300–2400 MHz är inte längre ett amatörband varför endast det kvarvarande delbandet redovisas här.

Tabell F.5: 2300 MHz Användning: Amatörradio sekundär

2400,000	Satellitservice
2450,000	

F.2.6 5650 MHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2014 [2].

Tabell F.6: 5650 MHz Användning: Amatörradio sekundär

5650,000	Satellitservice, upplänk
5670,000	
5668,000	Smalband, CW/SSB/FM 5668,200 Aktivitetscenter
5670,000	Digital kommunikation
5700,000	Amatörtelevision
5720,000	Alla moder
5760,000	Smalband, CW/SSB/FM 5760,200 Aktivitetscenter
5762,000	Alla moder
5790,000	Satellitservice, nerlänk
5850,000	

F.2.7 10 GHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2014 [2].

Tabell F.7: 10000 MHz Användning: Amatörradio sekundär

10000,000	Digital kommunikation
10150,000	Alla moder: ATV, data, FM simplex/duplex/repeaterar
10250,000	Digital kommunikation
10350,000	Alla moder
10368,000	Smalband CW/SSB/fyrar 10368,200 Aktivitetscenter
10370,000	Alla moder
10450,000	Satellitservice
10500,000	

F.2.8 24 GHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2014 [2].

Tabell F.8: 24000 MHz Användning: Amatörradio sekundär

24000,000	Satellitservice
24048,000	CW/SSB/fyrar
24050,000	Alla moder
24048,200	Aktivitetscenter, smalbandsmoder
24125,000	Aktivitetscenter, bredbandiga moder
24250,000	

F.2.9 47 GHz bandplan

Denna bandplan baseras på IARU Region 1 2014 [2].

Tabell F.9: 47000 MHz Användning: Amatörradio primär

47000,000	47088,200
47200,000	Aktivitetscenter, smalbandsmoder

G Svensk frekvensplan

Varje lands teleadministration utfärdar föreskrifter för hur amatörradio får användas i landet. Dessa föreskrifter bygger på de internationella överenskommelserna i ITU-RR [21, ARTICLE 5] om hur frekvenserna och radiospektrum ska används för att minska störningarna mellan olika tjänster och länder.

Överenskommelserna leder fram till en frekvensplan som förutom frekvensband även redovisar för vilka tjänster som har primär status och därvid har företräde före tjänster med lägre status. Observera att flera tjänster kan ha delad primär status i ett band, som till exempel i frekvensbanden 3500–3800 kHz och 432–438 MHz.

Med stöd av SFS 2003:396 har post- och telestyrelsen (PTS) *Förordning om elektronisk kommunikation* [7] publicerat PTSFS 2015:3 *Allmänna råd om den svenska frekvensplanen* [9]. Notera att PTS med viss regelbundenhet uppdaterar undantagsföreskrifterna, och därför bör man kontrollera på PTS webbplats vad som är den senaste versionen och använda den när den trätt i kraft.

Bilaga 1 till de allmänna råden utgör den svenska frekvensplanen som reglerar vilka frekvenser som är upplåtna i Sverige samt vilka tjänster som kan nyttja frekvenserna och vilka tjänster som har primär respektive sekundär status inom frekvensbanden.

De allmänna råden och den svenska frekvensplanen omfattar även av EU-kommissionen bindande genomförandebeslut gällande effektiv användning av radiospektrum och villkor för inom EU harmoniserade frekvensband.

Detaljregleringen gällande amatörradio i Sverige som bygger på ovanstående överenskommelser, förordningar och föreskrifter sker sedan i PTSFS 2020:5 *PTS föreskrift om undantag från tillståndsplikt för användning av vissa radiosändare* [13]. I föreskriften anges de frekvensband som i Sverige är tilldelade för amatörradio, och under vilka villkor frekvensbanden får användas för amatörradio.

Det är denna så kallade undantagsföreskrift som strikt reglerar vad som är tillåtna frekvensband och uteffekter för amatörradio i Sverige.

Denna föreskrift har naturligtvis företräde över IARU:s bandplaner, vilka endast är rekommendationer för hur tilldelade frekvensband bör disponeras.

I tabell G.1 som bygger på PTSFS 2015:3 och PTSFS 2020:5 visas vilka frekvensband som är upplåtna för amatörradio i Sverige, maximal uteffekt och om amatörradio har primär eller sekundär status i frekvensbandet.

I och med införandet av PTSFS 2020:5 begränsades den maximala uteffekten på frekvensbanden för amatörradio till 200 W p.e.p. PTS införde samtidigt en möjlighet att för enskilda platser ansöka om tillstånd för högre effekt.

Mer information gällande ansökan om tillstånd för högre effekt finns på PTS webbplats under rubriken tillstånd för amatörradio.

Observera att det inte går att ansöka om tillstånd för högre effekt på alla frekvensband. Detta har markerats i tabellens kolumn Högeffekt där maximal effekt på dessa frekvensband är angiven.

Tabell G.1: *Frekvensband för amatörradio i Sverige*

Frekvensband		band	Effekt	Högeffekt		Amatörradio
135,7–137,8	kHz	2200 m	1 W	1 W	E.R.P.	sekundär
472–479	kHz	600 m	1 W	1 W	E.I.R.P.	sekundär
1810–1850	kHz	160 m	200 W		P.E.P.	primär
1850–1900	kHz	160 m	10 W	10 W	P.E.P.	sekundär
1900–1950	kHz	160 m	100 W	100 W	P.E.P.	sekundär
1950–2000	kHz	160 m	10 W	10 W	P.E.P.	sekunder
3500–3800	kHz	80 m	200 W		P.E.P.	primär
5351,5–5366,5	kHz	60 m	15 W	15 W	E.I.R.P.	sekundär
7000–7200	kHz	40 m	200 W		P.E.P.	primär
10100–10150	kHz	30 m	150 W	150 W	P.E.P.	sekundär
14000–14350	kHz	20 m	200 W		P.E.P.	primär
18068–18168	kHz	17 m	200 W		P.E.P.	primär
21000–21450	kHz	15 m	200 W		P.E.P.	primär
24890–24990	kHz	12 m	200 W		P.E.P.	primär
28000–29700	kHz	10 m	200 W		P.E.P.	primär
50000–52000	kHz	6 m	200 W	200 W	P.E.P.	sekundär
144–146	MHz	2 m	200 W		P.E.P.	primär
432–438	MHz	70 cm	200 W		P.E.P.	primär
1240–1300	MHz	23 cm	200 W		P.E.P.	sekundär
2400–2450	MHz	11 cm	100 mW	100 mW	P.E.P.	sekundär
5650–5850	MHz	5 cm	200 W		P.E.P.	sekundär
10,0–10,5	GHz	3 cm	200 W		P.E.P.	sekundär
24,00–24,25	GHz	11 mm	200 W		P.E.P.	pri/sek
47,0–47,2	GHz	6 mm	200 W		P.E.P.	primär
75,5–81,0	GHz	4 mm	200 W		P.E.P.	pri/sek
122,25–123,00	GHz	2 mm	200 W		P.E.P.	sekundär
134–141	GHz	2 mm	200 W		P.E.P.	pri/sek
241–250	GHz	1 mm	200 W		P.E.P.	pri/sek

H Frekvenser för amatörradiorepeatrar

Vid direktförbindelser på höga frekvenser är räckvidden begränsad, särskilt vid låg effekt och små antenner. Med repeatrar med högt belägna antenner kan räckvidden förbättras, vilket underlättar kommunikation med rörliga (mobila) radiostationer. Eftersom sändaren och mottagaren i en repeater arbetar samtidigt, måste avståndet mellan deras arbetsfrekvenser vara så stort att det inte uppstår ömsesidiga störningar. Dessa arbetsfrekvenser kallas frekvenspar eller kanal och avståndet mellan dem kallas repeaterskift, vilket är enhetligt inom repeaterbandet.

Frekvensparet i en repeater måste arbeta med omvänt frekvensläge i förhållande till det i de stationer som den betjänar. Kanalavståndet mellan repeattrarna i ett band är också enhetligt och sändningar över repeattrarna måste naturligtvis ha mindre bandbredd än kanalavståndet. Inom IARU har man enats bland annat om frekvensparen för smalbandiga FM-repeatrar. Se IARU:s bandplaner för 10 m-repeatrar i bilaga F. För VHF-repeatrar finns bandplanen i bilaga F.2. Frekvensplaner finns för repeattrar inom banden 51–52 MHz (6 m), 145–146 MHz (2 m), 432–438 MHz (70 cm), 1240–1300 MHz (10 cm) samt 28 000–29 700 kHz (10 m).

H.1 Kanalnumreringsmetod

Vid införandet av 12,5 kHz kanalavstånd på 2 meter- och 70 cm-banden infördes ett nytt system. Man börjar med en bokstav som talar om vilket band det är

- F för 51 MHz, kanalavstånd 10 kHz
- V för 145 MHz, kanalavstånd 12,5 kHz
- U för 430 MHz, kanalavstånd 12,5 kHz.

Kanalnumret börjar med 00 på varje sådant band och ökar med ett (1) för varje kanal i bandet. På 51 och 145 MHz används tvåsiffrig numrering och på 430 MHz tresiffrig. För repeaterkanaler sätts ett R före bandbokstaven.

H.2 70-centimetersbandet

Repeaterskift 2000 kHz.

RUn: $430 + 0,0125n\text{MHz}$

Kanal Ny	fd	Sändar- frekvens [MHz]	Mottagar- frekvens [MHz]
RU361		432,5125	434,5125 DV
RU362		432,5250	434,5250 DV
RU363		432,5375	434,5375 DV
RU364		432,5500	464,5500 DV
RU365		432,5625	434,5625 DV
RU366		432,5750	464,5750 DV
RU367		432,5875	434,5875 DV
RU368	RU0	432,6000	434,6000
RU369	RU0x	432,6125	434,6125
RU370	RU1	432,6250	434,6250
RU371	RU1x	432,6375	464,6375
RU372	RU2	432,6500	434,6500
RU373	RU2x	432,6625	464,6625
RU374	RU3	432,6750	434,6750
RU375	RU3x	432,6875	434,6875
RU376	RU4	432,7000	434,7000
RU377	RU4x	432,7125	434,7125
RU378	RU5	432,7250	434,7250
RU379	RU5x	432,7375	434,7375
RU380	RU6	432,7500	434,7500
RU381	RU6x	432,7625	434,7625
RU382	RU7	432,7750	434,7750
RU383	RU7x	432,7875	434,7875
RU384	RU8	432,8000	434,8000
RU385	RU8x	432,8125	434,8125
RU386	RU9	432,8250	434,8250
RU387	RU9x	432,8375	434,8375
RU388	RU10	432,8500	434,8500
RU389	RU10x	432,8625	434,8625
RU390	RU11	432,8750	434,8750
RU391	RU11x	432,8875	434,8875
RU392	RU12	432,9000	434,9000
RU393	RU12x	432,9125	434,9125
RU394	RU13	432,9250	434,9250
RU395	RU13x	432,9375	434,9375
RU396	RU14	432,9500	434,9500
RU397	RU14x	432,9625	434,9625
RU398	RU15	432,9750	434,9750
RU399	RU15x	432,9875	434,9875

H.3 2-metersbandet

Repeaterskift 600 kHz.

Kanal Ny	fd	Din sändar- frekvens [MHz]	Din mottagar- frekvens [MHz]
RV46		144,975	145,575
RV47		144,9875	145,5875
RV48	R0	145,000	145,600
RV49	R0x	145,0125	145,6125
RV50	R1	145,025	145,625
RV51	R1x	145,0375	145,6375
RV52	R2	145,050	145,650
RV53	R2x	145,0625	145,6625
RV54	R3	145,075	145,675
RV55	R3x	145,0875	145,6875
RV56	R4	145,100	145,700
RV57	R4x	145,1125	145,7125
RV58	R5	145,125	145,725
RV59	R5x	145,1375	145,7375
RV60	R6	145,150	145,750
RV61	R6x	145,1625	145,7625
RV62	R7	145,175	145,775
RV63	R7x	145,1875	145,7875

H.4 23-centimetersbandet

Repeaterskift 6000 kHz.

Kanal	Din sändar- frekvens [MHz]	Din mottagar- frekvens [MHz]
RM0	1291,000	1297,000
RM1	1291,025	1297,025
RM2	1291,050	1297,050
RM3	1291,075	1297,075
RM4	1291,100	1297,100
RM5	1291,125	1297,125
RM6	1291,150	1297,150
RM7	1291,175	1297,175
RM8	1291,200	1297,200
RM9	1291,225	1297,225
RM10	1291,250	1297,250
RM11	1291,275	1297,275
RM12	1291,300	1297,300
RM13	1291,325	1297,325
RM14	1291,350	1297,350
RM15	1291,375	1297,375
RM16	1291,400	1297,450
RM17	1291,425	1297,475
RM18	1291,450	1297,450
RM19	1291,475	1297,475

H.5 Repeaterband med speciella egenskaper

H.5.1 6-metersbandet

Repeaterskift 600 kHz.

Kanal	Din sändar- frekvens [MHz]	Din mottagar- frekvens [MHz]
RF81	51,210	51,810
RF83	51,230	51,830
RF85	51,250	51,850
RF87	51,270	51,870
RF89	51,290	51,890
RF91	51,310	52,910
RF93	51,330	52,930
RF95	51,350	52,950
RF97	51,370	52,970
RF99	51,390	52,990

(dvs endast udda kanalnummer används).

På grund av den relativt låga frekvensen uppnås ofta överräckvidder på grund av sporadisk vågutbredning via E-skiktet. Man kan då uppnå förbindelser utan hjälp av repeater.

H.5.2 10-metersbandet

Repeaterskift 100 kHz.

Kanal	Din sändar- frekvens [kHz]	Din mottagar- frekvens [kHz]
RH1	29520	29620
RH2	29530	29630
RH3	29540	29640
RH4	29550	29650
RH5	29560	29660
RH6	29570	29670
RH7	29580	29680
RH8	29590	29690

På grund av den relativt låga frekvensen uppnås stora räckvidder genom jönosfärisk vågutbredning, särskilt under år med högt solfläckstal. Även sporadisk vågutbredning via E-skiktet förekommer. I båda fallen bör repeatertrafik undvikas.

I Rapportkoder

Det finns olika sätt och system att rapportera hur en radiostation hörs.

I.1 Amatörradiotrafik

I amatörradiotrafik används RST-koden vid rapportering av telegrafisignaler och RS-koden för telefonisignaler. Namnet kommer av begynnelsebokstäverna i de engelska orden **Readability** (läsbarhet), **Signal strength** (signalstyrka), och **Tone** (ton).

I.1.1 R-skala (läsbarhet)

- 1 Oläslig
- 2 Knappt läslig, enstaka ord tydbara
- 3 Läslig med stor svårighet
- 4 Läslig med obetydlig svårighet
- 5 Helt läslig

I.1.2 S-skala (signalstyrka)

- 1 Signalerna knappt uppfattbara
- 2 Mycket svaga signaler
- 3 Svaga signaler
- 4 Något svaga signaler
- 5 Ganska goda signaler
- 6 Goda signaler
- 7 Mycket goda signaler
- 8 starka signaler
- 9 Mycket starka signaler

I.1.3 T-skala (ton)

- 1 Mycket rå växelströmston, ostabil och omusikalisk
- 2 Mycket rå växelströmston, stabil men musikalisk
- 3 Rå växelströmston, ostabil och omusikalisk
- 4 Rå växelströmston, stabil och någorlunda musikalisk
- 5 Tydligt växelströmsmodulerad ton, ostabil men musikalisk
- 6 Tydligt växelströmsmodulerad ton, stabil och musikalisk
- 7 Nästan ren likströmston, ostabil och med tydligt brum
- 8 Nästan ren likströmston, med spår av brum eller ojämnheter
- 9 Absolut ren likströmston, stabil

Dessutom kan följande tillägg till T-skalan förekomma:

- X Absolut ren likströmston, mycket stabil, kristallklar, mjuka tecken utan knäppar
- C Absolut ren, men ostabil likströmston vid nycklingen
- K Knäppar alstras vid nycklingen

I.2 Kommersiell sjö- och luftradiotrafik

I kommersiell sjö- och luftradiotrafik används till exempel Q-förkortningarna QSA (signalstyrka), QRM (störningar från annan station), QRN (atmosfäriska störningar), QSB (fädningsstörningar) och QRK (uppfattbarhet) åtföljda av en siffra för graden i skala 1–5. Jämför med SINPO-koden i avsnitt I.3.

Exempel:

”QSA 5, QRK 3, QRN 1”, vilket betyder ”ljudstyrka mycket god, uppfattbarhet ganska god, störningar från andra stationer måttliga, atmosfäriska störningar obefintliga”.

Se mer om Q-förkortningar i avsnitt 13.2.

I.3 Rundradiosändningar m.m.

För rapportering till rundradiostationer med mera används ett system som kallas SINPO eller tidigare SINPFEMO. Numera används enbart SINPO-koden.

Namnet på koden kommer av begynnelsebokstäverna i orden

Signal strength
(signalstyrka),

Interference
(störningar från annan radiosändning),

Noise
(atmosfäriska störningar),

Propagation disturbance
(vågutbredningsstörningar),

Frequency of fading
(fädningsfrekvens),

Emission quality
(modulationskvalitet)

Modulation depth
(modulationsgrad),

Over all merit
(sammanfattande omdöme).

Rapporten inleds med koden SINPO följd av fem siffror, vilka var och en i tur och ordning graderar egenskaperna i skala 1–5. För icke bedömda egenskaper ska bokstaven X ersätta siffran för egenskapen.

Kod	Grad	Bedömning
S	1	Knappt uppfattbar
	2	Dålig
	3	Tillfredsställande
	4	God
	5	Utmärkt

Kod	Grad	Bedömning
I, N, P	1	Mycket stark
	2	Stark
	3	Måttlig
	4	Svag
	5	Ingen

Kod	Grad	Bedömning
F	1	Mycket snabb
	2	Snabb
	3	Måttlig
	4	Långsam
	5	Ingen

Kod	Grad	Bedömning
E	1	Mycket dålig
	2	Dålig
	3	Tillfredsställande
	4	God
	5	Utmärkt

Kod	Grad	Bedömning
M	1	Ständig övermodulering
	2	Dålig eller ingen
	3	Tillfredsställande
	4	God
	5	Maximal

Kod	Grad	Bedömning
O	1	Oanvändbar
	2	Dålig
	3	Tillfredsställande
	4	God
	5	Utmärkt

J CEPT HAREC krav

Den här upplagan av KonCEPT är baserad på CEPT T/R 61-02 Harmonised Amateur Radio Examination Certificate (HAREC) Edition 4 June 2016 [15]. För att underlätta att se att alla HAREC-kraven finns täckta var har denna bilaga alla detaljkrav, samt för att se vilka HAREC-krav som en viss textdel uppfyller har dessa indikerats.

För den studerande så kan detta hjälpa till att förstå hur omfattande kraven är från den internationella överenskommelsen som CEPT HAREC är. Det är genom dessa gemensamma minimumregler som jämförbarheten i kunskap länder emellan sedan kan utföras.

Själva kunskapskraven i HAREC finns beskrivna i "Annex 6: Examination syllabus and requirements for a HAREC". Alla krav i den finns med här, i HAREC originalformulering, enbart omarbetad med avseende på format. För varje krav redovisas sedan en eller flera referenser i den övriga texten där det kravet anses uppfyllas.

I bokens text står det **HAREC a.1.4** där magnetfält behandlas för att referera till HAREC-kravet 1.4 Magnetic field;. Samma ställe refereras sedan från kravet med delkapitel inom parentes (1.4). I förekommande fall kan ett krav vara uppdelat till flera referenser för att det täcks på flera separata ställen i texten.

I PDF-utgåvan är dessa referenser länkar som man kan klicka på för smidig navigering.

J.1 Introduction

- a Where quantities are referred to, candidates should know the units in which these quantities are expressed, as well as the generally used multiples and sub-multiples of these units.
- b Candidates must be familiar with the compound of the symbols.
- c Candidates must know the following mathematical concepts and operations:
 - c.1 adding, subtracting, multiplying and dividing (B.1)
 - c.2 fractions (B.1)
 - c.3 powers of ten, exponentials, logarithms (B.7)
 - c.4 squaring (B.5)
 - c.5 square roots (B.6)
 - c.6 inverse values (B.1)
 - c.7 interpretation of linear and non-linear graphs
 - c.8 binary number system (B.8)
- d Candidates must be familiar with the formulae used in this syllabus and be able to transpose them. (B.2, B.3)

Not: Dessa övergripande krav finns spridda i boken och förväntas vara uppfyllda.

J.2 Technical Content

- 1. Electrical, electro-magnetic and radio theory
 - 1.1 Conductivity; (1.1)
 - 1.1.1 Conductor, semiconductor and insulator; (1.1.4)
 - 1.1.2 Current (1.1.7), voltage (1.1.5) and resistance; (1.1.10)
 - 1.1.3 The units ampere (1.1.7), volt (1.1.5) and ohm; (1.1.10)
 - 1.1.4 Ohm's Law [$E = I \cdot R$]; (1.1.11, 3.1.13)
 - 1.1.5 Kirchhoff's Laws; (1.1.12)
 - 1.1.6 Electric power [$P = E \cdot I$]; (1.1.13)
 - 1.1.7 The unit watt; (1.1.13)
 - 1.1.8 Electric energy [$W = P \cdot t$]; (1.1.15)
 - 1.1.9 The capacity of a battery [ampere-hour]. (1.1.17)
 - 1.2 Sources of electricity; (1.2)
 - 1.2.1 Voltage source, source voltage [EMF], short circuit current, internal resistance and terminal voltage; (1.2.1)
 - 1.2.2 Series and parallel connection of voltage sources. (1.2.5)
 - 1.3 Electric field; (1.3)
 - 1.3.1 Electric field strength; (1.3.4)
 - 1.3.2 The unit volt/meter; (1.3.4)
 - 1.3.3 Shielding of electric fields. (1.3.5)
 - 1.4 Magnetic field; (1.4)
 - 1.4.1 Magnetic field surrounding live conductor; (1.4.3)
 - 1.4.2 Shielding of magnetic fields. (1.4.9)
 - 1.5 Electromagnetic field; (1.5)
 - 1.5.1 Radio waves as electromagnetic waves; (1.5.1)1
 - 1.5.2 Propagation velocity and its relation with frequency and wavelength [$v = \lambda \cdot f$]; (1.5.3)
 - 1.5.3 Polarisation. (1.5.4)
 - 1.6 Sinusoidal signals; (1.6)
 - 1.6.1 The graphic representation in time; (1.6)
 - 1.6.2 Instantaneous value (1.6.1), amplitude [E_{max}] (1.6.2), effective [RMS] value (1.6.4) and average value
 - $$U_{eff} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}$$
 (1.6.4);
 - 1.6.3 Period (1.6.7) and duration of period (1.6.8);
 - 1.6.4 Frequency; (1.6.9)
 - 1.6.5 The unit hertz; (1.6.10)
 - 1.6.6 Phase difference. (1.6.11)

- 1.7 Non-sinusoidal signals, noise; (1.7)
- 1.7.1 Audio signals; (1.8.7)
 - 1.7.2 Square wave; (1.7.1)
 - 1.7.3 The graphic representation in time; (1.7.1)
 - 1.7.4 D.C. voltage component (1.7.2), fundamental wave and higher harmonics (1.7.1);
 - 1.7.5 Noise [$P_N = TB$] (receiver thermal noise, band noise, noise density, noise power in receiver bandwidth). (1.7.3)
- 1.8 Modulated signals; (1.8)
- 1.8.1 CW; (1.8.9)
 - 1.8.2 Amplitude modulation; (1.8.8)
 - 1.8.3 Phase modulation (1.8.11), frequency modulation (1.8.12) and single-sideband modulation (1.8.10);
 - 1.8.4 Frequency deviation and modulation index $[m = \frac{\Delta f}{f_{mod}}]$; (1.8.12.2)
 - 1.8.5 Carrier, sidebands and bandwidth; (1.8.4, 1.8.5)
 - 1.8.6 Waveforms of CW (1.8.9), AM (1.8.8), SSB (1.8.10) and FM (1.8.12) signals (graphical presentation);
 - 1.8.7 Spectrum of CW (1.8.9), AM (1.8.8) and SSB (1.8.10) signals (graphical presentation);
 - 1.8.8 Digital modulations (1.8.16): FSK (1.8.16.1), 2-PSK (1.8.16.2), 4-PSK (1.8.16.3), QAM (1.8.16.4);
 - 1.8.9 Digital modulation (1.8.17): bit rate (1.8.17.1), symbol rate (Baud rate) (1.8.17.2) and bandwidth (1.8.17.3);
 - 1.8.10 CRC (1.8.18.3) and retransmissions (e.g. packet radio) (1.8.18.4), forward error correction (e.g. Amtor FEC) (1.8.18.5).
- 1.9 Power and energy; (1.9)
- 1.9.1 The power of sinusoidal signals $[P = i^2 \cdot R; P = \frac{u^2}{R}; u = U_{eff}; i = I_{eff}]$; (1.9.1)
 - 1.9.2 Power ratios corresponding to the following dB values: 0 dB, 3 dB, 6 dB, 10 dB and 20 dB [both positive and negative]; (1.9.2)
 - 1.9.3 The input/output power ratio in dB of series-connected amplifiers and/or attenuators; (1.12.1)
 - 1.9.4 Matching [maximum power transfer]; (1.12.2)
 - 1.9.5 The relation between power input and output and efficiency $[\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\%]$; (1.12.3)
 - 1.9.6 Peak Envelope Power [p.e.p.]. (3.4.10)
- 1.10 Digital signal processing (DSP).
- 1.10.1 sampling and quantization; (1.13.1)
 - 1.10.2 minimum sampling rate (Nyquist frequency); (1.13.2)
 - 1.10.3 convolution (time domain / frequency domain, graphical presentation); (1.13.3)
- 1.10.4 anti-aliasing filtering, reconstruction filtering; (1.13.4)
- 1.10.5 ADC / DAC. (1.13.5)
2. Components
- 2.1 Resistor; (2.1)
- 2.1.1 The unit ohm; (2.1.2)
 - 2.1.2 Resistance; (2.1.3)
 - 2.1.3 Current/voltage characteristic; (2.1.7)
 - 2.1.4 Power dissipation. (2.1.10)
- 2.2 Capacitor; (2.2)
- 2.2.1 Capacitance; (2.2.2)
 - 2.2.2 The unit farad; (2.2.4)
 - 2.2.3 The relation between capacitance, dimensions and dielectric. (Qualitative treatment only); (2.2.3)
 - 2.2.4 The reactance $[X_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C}]$; (2.2.7)
 - 2.2.5 Phase relation between voltage and current. (2.2.8)
- 2.3 Coil; (2.3)
- 2.3.1 Self-inductance; (2.3.2)
 - 2.3.2 The unit henry; (2.3.5)
 - 2.3.3 The effect of number of turns, diameter, length and core material on inductance. (Qualitative treatment only); (2.3.6)
 - 2.3.4 The reactance $[X_L = 2\pi f \cdot L]$; (2.3.7)
 - 2.3.5 Phase relation between current and voltage; (2.3.8)
 - 2.3.6 Q-factor. (2.3.9)
- 2.4 Transformers application and use; (2.4)
- 2.4.1 Ideal transformer $[P_{prim} = P_{sec}]$; (2.4.4)
 - 2.4.2 The relation between turn ratio and:
 - 2.4.2.1 voltage ratio $\left[\frac{u_{sec}}{u_{prim}} = \frac{n_{sec}}{n_{prim}} \right]$; (2.4.4)
 - 2.4.2.2 current ratio $\left[\frac{i_{sec}}{i_{prim}} = \frac{n_{prim}}{n_{sec}} \right]$; (2.4.4)
 - 2.4.2.3 impedance ratio. (Qualitative treatment only); (2.4.6)
 - 2.4.2.4 Transformers. (2.4.5)
- 2.5 Diode; (2.5)
- 2.5.1 Use and application of diodes:
 - 2.5.1.1 Rectifier diode, zener diode, LED [light-emitting diode], voltage-variable and capacitor [varicap]; (2.5.3)
 - 2.5.1.2 Reverse voltage and leakage current. (2.5.2)
- 2.6 Transistor; (2.6)
- 2.6.1 PNP- (2.6.4) and NPN-transistor (2.6.2);
 - 2.6.2 Amplification factor; (2.6.3)
 - 2.6.3 Field effect vs. bipolar transistor (voltage vs. current driven); (2.6.5)
 - 2.6.4 The transistor in the:
 - 2.6.4.1 common emitter [source] circuit; (3.4.3)
 - 2.6.4.2 common base [gate] circuit; (3.4.3)

- 2.6.4.3 common collector [drain] circuit; (3.4.3)
- 2.6.4.4 input and output impedances of the above circuits. (3.4.3)
- 2.7 Heat dissipation; (2.11)
 - 2.7.1 heat conduction (2.11.1)
 - 2.7.2 heat convection (2.11.2)
 - 2.7.3 heat in transistors (2.11.4)
 - 2.7.4 overheating and consequences (2.11.3)
- 2.8 Miscellaneous.
 - 2.8.1 Simple thermionic device [valve]; (2.7.2)
 - 2.8.2 Voltages and impedances in high power valve stages, impedance transformation; (3.4.7)
 - 2.8.3 Simple integrated circuits (include opamps). (2.10)
- 3. Circuits
 - 3.1 Combination of components;
 - 3.1.1 Series and parallel circuits of resistors (3.1.1) (3.1.2), coils (3.1.7.1) (3.1.7.2), capacitors (3.1.6) (3.1.5), transformers and diodes (3.3.1) (3.1.11);
 - 3.1.2 Current and voltage in these circuits; (3.1.1, 3.1.11)
 - 3.1.3 Behaviour of real (non-ideal) resistor, capacitor and inductors at high frequencies. (3.1.1, 3.1.11, 3.1.12, 3.1.14)
 - 3.2 Filter; (3.2)
 - 3.2.1 Series-tuned and parallel-tuned circuit; (3.1.14, 3.1.17)
 - 3.2.2 Impedance; (3.1.12, 3.1.17)
 - 3.2.3 Frequency characteristic; (3.1.17)
 - 3.2.4 Resonance frequency $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; (3.1.16, 3.1.17)
 - 3.2.5 Quality factor of a tuned circuit

$$Q = \frac{2\pi f \cdot L}{R_S}; Q = \frac{R_P}{2\pi f \cdot L}; Q = \frac{f_{res}}{B}$$
; (3.1.18)
 - 3.2.6 Bandwidth; (3.1.19)
 - 3.2.7 Band-pass filter; (3.2.3)
 - 3.2.8 Low-pass (3.2.2), high-pass (3.2.1), band-pass (3.2.3) and band-stop (3.2.5) filters composed of passive elements;
 - 3.2.9 Frequency response; (3.2, 3.2.1, 3.2.2, 3.2.3, 3.2.4, 3.2.5)
 - 3.2.10 Pi filter (3.2.12) and T filter (3.2.13);
 - 3.2.11 Quartz crystal; (3.2.7)
 - 3.2.12 Effects due to real (=non-ideal) components; (3.2.14)
 - 3.2.13 digital filters (see sections 1.10 and 3.8). (3.2.15)
 - 3.3 Power supply; (3.3)
 - 3.3.1 Circuits for half-wave and full-wave rectification and the Bridge rectifier; (3.3.1)
 - 3.3.2 Smoothing circuits; (3.3.2)
 - 3.3.3 Stabilisation circuits in low voltage supplies; (3.3.3)
 - 3.3.4 Switching mode power supplies, isolation and EMC. (3.3.4)
 - 3.4 Amplifier; (3.4)
 - 3.4.1 Lf and hf amplifiers; (3.4.2.1)
 - 3.4.2 Gain; (3.4.2.1)
 - 3.4.3 Amplitude/frequency characteristic and bandwidth (broadband vs. tuned stages); (3.4.2.1)
 - 3.4.4 Class A, A/B, B and C biasing; (3.4.5)
 - 3.4.5 Harmonic and intermodulation distortion, overdriving amplifier stages. (3.4.11.1)
 - 3.5 Detector; (3.5)
 - 3.5.1 AM detectors (envelope detectors); (3.5.2.1)
 - 3.5.2 Diode detector; (3.5.2.1)
 - 3.5.3 Product detectors and beat oscillators; (3.5.2.2)
 - 3.5.4 FM detectors. (3.5.3)
 - 3.6 Oscillator; (3.6)
 - 3.6.1 Feedback (intentional and unintentional oscillations); (3.6.2)
 - 3.6.2 Factors affecting frequency and frequency stability conditions necessary for oscillation; (3.6.2)
 - 3.6.3 LC oscillator; (3.6.2)
 - 3.6.4 Crystal oscillator, overtone oscillator; (3.7)
 - 3.6.5 Voltage controlled oscillator (VCO); (3.7.4.1)
 - 3.6.6 Phase noise. (3.7.6)
 - 3.7 Phase Locked Loop [PLL]; (3.7.4)
 - 3.7.1 Control loop with phase comparator circuit; (3.7.4.2)
 - 3.7.2 Frequency synthesis with a programmable divider in the feedback loop. (3.7.4.4)
 - 3.8 Discrete Time Signals and Systems (DSP-systems). (3.10)
 - 3.8.1 FIR and IIR filter topologies; (3.10.1)
 - 3.8.2 Fourier Transformation (DFT; FFT, graphical presentation); (3.10.2)
 - 3.8.3 Direct Digital Synthesis. (3.10.3)
 - 4. Receivers
 - 4.1 Types;
 - 4.1.1 Single (5.3) and double (5.3.1) superheterodyne receiver;
 - 4.1.2 Direct conversion receivers. (5.2)
 - 4.2 Block diagrams;
 - 4.2.1 CW receiver [A1A]; (5.2.4.1)
 - 4.2.2 AM receiver [A3E]; (5.2.4)
 - 4.2.3 SSB receiver for suppressed carrier telephony [J3E]; (5.2.4.2)
 - 4.2.4 FM receiver [F3E]. (3.5.3)
 - 4.3 Operation and function of the following stages;

- 4.3.1 HF amplifier [with tuned or fixed band pass]; (5.3)
- 4.3.2 Oscillator [fixed and variable]; (5.2.4)
- 4.3.3 Mixer; (5.2.4)
- 4.3.4 Intermediate frequency amplifier; (5.3)
- 4.3.5 Limiter; (3.5.3)
- 4.3.6 Detector, including product detector; (5.2.4)
- 4.3.7 Audio amplifier; (5.2.4)
- 4.3.8 Automatic gain control; (5.8)
- 4.3.9 S meter; (5.8.5)
- 4.3.10 Squelch. (5.8.6)
- 4.4 Receiver characteristics. (5.9)
 - 4.4.1 Adjacent-channel; (5.9.1)
 - 4.4.2 Selectivity; (5.9.2)
 - 4.4.3 Sensitivity, receiver noise, noise figure; (5.9.5)
 - 4.4.4 Stability; (5.9.3)
 - 4.4.5 Image frequency; (5.9.4)
 - 4.4.6 Desensitization / Blocking; (5.9.6)
 - 4.4.7 Intermodulation; cross modulation; (5.9.6)
 - 4.4.8 Reciprocal mixing [phase noise]. (5.9.6.1)
- 5. Transmitters
 - 5.1 Types;
 - 5.1.1 Transmitter with (6.1.4) or without (6.1.2) frequency translation.
 - 5.2 Block diagrams;
 - 5.2.1 CW transmitter [A1A]; (6.1.2)
 - 5.2.2 SSB transmitter with suppressed carrier telephony [J3E]; (6.1.4.2)
 - 5.2.3 FM transmitter with the audio signal modulating the VCO of the PLL [F3E]. (6.1.5.1)
 - 5.3 Operation and function of the following stages;
 - 5.3.1 Mixer; (6.1.4.2)
 - 5.3.2 Oscillator; (6.1.3)
 - 5.3.3 Buffer; (6.1.2)
 - 5.3.4 Driver; (6.1.4.2)
 - 5.3.5 Frequency multiplier; (6.1.3)
 - 5.3.6 Power amplifier; (6.1.3)
 - 5.3.7 Output matching; (7.1.6)
 - 5.3.8 Output filter; (6.1.3)
 - 5.3.9 Frequency modulator; (6.1.3)
 - 5.3.10 SSB modulator; (6.1.4.2)
 - 5.3.11 Phase modulator; (6.1.3)
 - 5.3.12 Crystal filter. (6.1.4.2)
 - 5.4 Transmitter characteristics. (6.2)
 - 5.4.1 Frequency stability; (6.2.1)
 - 5.4.2 RF-bandwidth; (6.2.2)
 - 5.4.3 Sidebands; (6.2.3)
 - 5.4.4 Audio-frequency range; (6.2.4)
 - 5.4.5 Non-linearity [harmonic and intermodulation distortion]; (6.2.5)
 - 5.4.6 Output impedance; (6.2.6)
- 6. Antennas and transmission lines
 - 6.1 Antenna types;
 - 6.1.1 Centre fed half-wave antenna; (7.3.1)
 - 6.1.2 End fed half-wave antenna; (7.3.2)
 - 6.1.3 Folded dipole; (7.3.3)
 - 6.1.4 Quarter-wave vertical antenna [ground plane]; (7.3.4)
 - 6.1.5 Antenna with parasitic elements [Yagi]; (7.4.2)
 - 6.1.6 Aperture antennas (Parabolic reflector, horn); (7.5.5)
 - 6.1.7 Trap dipole. (7.3.6)
 - 6.2 Antenna characteristics;
 - 6.2.1 Distribution of the current and voltage; (7.1.3)
 - 6.2.2 Impedance at the feed point; (7.1.4)
 - 6.2.3 Capacitive or inductive impedance of a non-resonant antenna; (7.1.4.2)
 - 6.2.4 Polarisation; (7.2)
 - 6.2.5 Antenna directivity, efficiency and gain; (7.1.8)
 - 6.2.6 Capture area; (7.1.12)
 - 6.2.7 Radiated power [ERP, EIRP]; (7.1.9)
 - 6.2.8 Front-to-back ratio; (7.1.10)
 - 6.2.9 Horizontal and vertical radiation patterns. (7.2)
 - 6.3 Transmission lines.
 - 6.3.1 Parallel conductor line; (7.6.4)
 - 6.3.2 Coaxial cable; (7.6.3)
 - 6.3.3 Waveguide; (7.6.5)
 - 6.3.4 Characteristic impedance [Z_0]; (7.6.7)
 - 6.3.5 Velocity factor; (7.6.6)
 - 6.3.6 Standing-wave ratio; (7.6.9)
 - 6.3.7 Losses; (7.6.10)
 - 6.3.8 Balun; (7.6.11)
 - 6.3.9 Antenna tuning units (pi and T configurations only). (7.6.14)
- 7. Propagation
 - 7.1 Signal attenuation (8.7.3.5), signal to noise ratio (8.7.3.2);
 - 7.2 Line of sight propagation (free space propagation, inverse square law); (8.2.1)
 - 7.3 Ionospheric layers; (8.3)
 - 7.4 Critical frequency; (8.3.7)
 - 7.5 Influence of the sun on the ionosphere; (8.4)

- 7.6 Maximum Usable Frequency; (8.3.9)
- 7.7 Ground wave and sky wave, angle of radiation and skip distance; (8.5)
- 7.8 Multipath in ionospheric propagation; (8.5.5)
- 7.9 Fading; (8.5.5)
- 7.10 Troposphere (Ducting, scattering); (8.6.2)
- 7.11 The influence of the height of antennas on the distance that can be covered [radio horizon]; (8.2.2)
- 7.12 Temperature inversion; (8.6.3)
- 7.13 Sporadic E-reflection; (8.6.4)
- 7.14 Auroral scattering; (8.6.5)
- 7.15 Meteor scatter; (8.6.6)
- 7.16 Reflections from the moon; (8.6.7)
- 7.17 Atmospheric noise [distant thunderstorms]; (8.7.2)
- 7.18 Galactic noise; (8.7.2)
- 7.19 Ground (thermal) noise. (1.7.3)
- 7.20 Propagation prediction basics (link budget); (8.7.3)
- 7.20.1 dominant noise source, (band noise vs. receiver noise); (8.7.3.1)
 - 7.20.2 minimum signal to noise ratio; (8.7.3.3)
 - 7.20.3 minimum received signal power; (8.7.3.4)
 - 7.20.4 path loss; (8.7.3.7)
 - 7.20.5 antenna gains, transmission line losses; (8.7.3.8)
 - 7.20.6 minimum transmitter power. (8.7.3.9)
8. Measurements
- 8.1 Making measurements; (9.1)
 - 8.1.1 Measurement of:
 - 8.1.1.1 DC and AC voltages and currents; (9.1)
 - 8.1.2 Measuring errors:
 - 8.1.2.1 Influence of frequency; (9.1.3.1)
 - 8.1.2.2 Influence of waveform; (9.1.3.2)
 - 8.1.2.3 Influence of internal resistance of meters. (9.1.1.2)
 - 8.1.3 Resistance; (9.1.4)
 - 8.1.4 DC and RF power [average power, Peak Envelope Power]; (9.1.5)
 - 8.1.5 Voltage standing-wave ratio; (9.1.9)
 - 8.1.6 Waveform of the envelope of an RF signal; (9.1.10)
 - 8.1.7 Frequency; (9.1.11)
 - 8.1.8 Resonant frequency. (9.1.12)
 - 8.2 Measuring instruments. (9.2)
 - 8.2.1 Making measurements using:
 - 8.2.1.1 Multi range meter (digital and analog); (9.2.3)
 - 8.2.1.2 Rf-power meter; (9.1.8)
 - 8.2.1.3 Reflectometer bridge (SWR meter); (9.2.9)
 - 8.2.1.4 Signal generator; (9.2.14)
 - 8.2.1.5 Frequency counter; (9.2.10)
 - 8.2.1.6 Oscilloscope; (9.2.12)
 - 8.2.1.7 Spectrum Analyzer. (9.2.13)
9. Interference and immunity
- 9.1 Interference in electronic equipment;
 - 9.1.1 Blocking (10.2.1)
 - 9.1.2 Interference with the desired signal (10.2.2)
 - 9.1.3 Intermodulation (10.2.3)
 - 9.1.4 Detection in audio circuits (10.2.4)
 - 9.2 Cause of interference in electronic equipment;
 - 9.2.1 Field strength of the transmitter (10.3.1)
 - 9.2.2 Spurious radiation of the transmitter [parasitic radiation, harmonics] (10.3.1)
 - 9.2.3 Undesired influence on the equipment:
 - 9.2.3.1 via the antenna input [aerial voltage, input selectivity] (10.3.2)
 - 9.2.3.2 via other connected lines (10.3.2)
 - 9.2.3.3 by direct radiation (10.3.2)
 - 9.3 Measures against interference.
 - 9.3.1 Measures to prevent and eliminate interference effects:
 - 9.3.1.1 Filtering (10.4.2)
 - 9.3.1.2 Decoupling (10.4.9)
 - 9.3.1.3 Shielding (10.4.12)
10. SAFETY
- 10.1 The human body (12.1)
 - 10.2 Mains power supply (12.2)
 - 10.3 High voltages (12.3.2)
 - 10.4 Lightning (12.4)

J.3 National and international operating rules and procedures

1. Phonetic Alphabet
- 1.1 A = Alpha (13.1)
 - 1.2 B = Bravo (13.1)
 - 1.3 C = Charlie (13.1)
 - 1.4 D = Delta (13.1)
 - 1.5 E = Echo (13.1)
 - 1.6 F = Foxtrot (13.1)
 - 1.7 G = Golf (13.1)
 - 1.8 H = Hotel (13.1)
 - 1.9 I = India (13.1)
 - 1.10 J = Juliett (13.1)
 - 1.11 K = Kilo (13.1)
 - 1.12 L = Lima (13.1)
 - 1.13 M = Mike (13.1)
 - 1.14 N = November (13.1)
 - 1.15 O = Oscar (13.1)
 - 1.16 P = Papa (13.1)
 - 1.17 Q = Quebec (13.1)
 - 1.18 R = Romeo (13.1)

- 1.19 S = Sierra (13.1)
 1.20 T = Tango (13.1)
 1.21 U = Uniform (13.1)
 1.22 V = Victor (13.1)
 1.23 W = Whiskey (13.1)
 1.24 X = X-ray (13.1)
 1.25 Y = Yankee (13.1)
 1.26 Z = Zulu (13.1)
2. Q-Code
- 2.1 QRK? = What is the readability of my signals? (13.2)
 - 2.2 QRK = The readability of your signals is ... (13.2)
 - 2.3 QRM? = Are you being interfered with? (13.2)
 - 2.4 QRM = I am being interfered with ... (13.2)
 - 2.5 QRN? = Are you troubled by static? (13.2)
 - 2.6 QRN = I am troubled by static (13.2)
 - 2.7 QRO? = Shall I increase transmitter power? (13.2)
 - 2.8 QRO = Increase transmitter power (13.2)
 - 2.9 QRP? = Shall I decrease transmitter power? (13.2)
 - 2.10 QRP = Decrease transmitter power (13.2)
 - 2.11 QRT? = Shall I stop sending? (13.2)
 - 2.12 QRT = Stop sending (13.2)
 - 2.13 QRZ? = Who is calling me? (13.2)
 - 2.14 QRZ = You are being called by ... (13.2)
 - 2.15 QRV? = Are you ready? (13.2)
 - 2.16 QRV = I am ready (13.2)
 - 2.17 QSB? = Are my signals fading? (13.2)
 - 2.18 QSB = Your signals are fading (13.2)
 - 2.19 QSL? = Can you acknowledge receipt? (13.2)
 - 2.20 QSL = I am acknowledging receipt (13.2)
 - 2.21 QSO? = Can you communicate with ... direct? (13.2)
 - 2.22 QSO = I can communicate ... direct (13.2)
 - 2.23 QSY? = Shall I change to transmission on another frequency? (13.2)
 - 2.24 QSY = Change transmission to another frequency (13.2)
 - 2.25 QRX? = When will you call again? (13.2)
 - 2.26 QRX = I will call you again at ... hours on ... kHz (or MHz) (13.2)
 - 2.27 QTH? = What is your position in latitude and longitude (or according to any other indication)? (13.2)
 - 2.28 QTH = My position is ... latitude, ... longitude (or according to any other indication) (13.2)
3. Operational Abbreviations
- 3.1 BK = Signal used to interrupt a transmission in progress (13.3)
 - 3.2 CQ = General call to all stations (13.3)
 - 3.3 CW = Continuous wave (13.3)
 - 3.4 DE = From, used to separate the call sign of the station called from that of the calling station (13.3)
 - 3.5 K = Invitation to transmit (13.3)
 - 3.6 MSG = Message (13.3)
 - 3.7 PSE = Please (13.3)
 - 3.8 RST = Readability, signal-strength, tone-report (13.3)
 - 3.9 R = Received (13.3)
 - 3.10 RX = Receiver (13.3)
 - 3.11 TX = Transmitter (13.3)
 - 3.12 UR = Your (13.3)
4. International distress signs, emergency traffic and natural disaster communication
- 4.1 radiotelegraph ...—... [SOS] (13.4)
 - 4.2 radiotelephone "MAYDAY" (13.4)
 - 4.3 International use of the amateur station in the event of national disasters; (13.4)
 - 4.4 Frequency bands allocated to the amateur service and amateur satellite service. (13.4)
5. Call signs
- 5.1 Identification of the amateur station; (13.5.3)
 - 5.2 Use of the call signs; (13.6)
 - 5.3 Composition of call signs; (13.5.3)
 - 5.4 National prefixes. (13.5.4)
6. IARU band plans
- 6.1 IARU band plans; (13.11.2)
 - 6.2 Purposes. (13.11.2)
7. Social responsibility and operating procedures
- 7.1 Social responsibility of radio amateur operation
 - 7.1.1 The Radio Amateur Code of Conduct; (13.9)
 - 7.1.2 Self-regulation and self-discipline in Amateur Radio. (13.10)
 - 7.2 Operating procedures
 - 7.2.1 Starting, carrying out and ending a contact; (13.7)
 - 7.2.2 Correct use of call signs and abbreviations; (13.6)
 - 7.2.3 Content of transmissions; (13.8)
 - 7.2.4 Checking transmission quality. (3.4.11)

J.4 National and international regulations relevant to the amateur service and amateur satellite service

1. ITU radio regulations

- 1.1 Definition Amateur Service and Amateur Satellite Service; (14.1.1)
 - 1.2 Definition Amateur station; (14.1.1)
 - 1.3 Article 25 Radio Regulations; (14.1.2)
 - 1.4 Status Amateur Service and Amateur Satellite Service; (14.1.2)
 - 1.5 ITU Radio Regions. (14.1.4.2)
- 2. CEPT regulations
 - 2.1 Recommendation T/R 61-01; (14.2.2.1)
 - 2.2 Temporary use of amateur stations in CEPT countries; (14.2.2.1)
 - 2.3 Temporary use of amateur stations in NON-CEPT countries which participate in the T/R 61-01 system. (14.2.2.1)
 - 3. National laws, regulations and licence conditions
 - 3.1 National laws (14.3.1)
 - 3.2 Regulations and licence conditions (14.3.2)
 - 3.3 Demonstrate knowledge of maintaining a log:
 - 3.3.1 log keeping; (15.1.2)
 - 3.3.2 purpose; (15.1.1)
 - 3.3.3 recorded data. (15.1.3)

K KonCEPT litteraturförteckning första upplagan

Andra upplagan av KonCEPT bygger av naturliga skäl på en stor del av innehållet i den första upplagan [23]. Därför är det nödvändigt att den litteratur som ligger till grund för den första upplagan av KonCEPT redovisas även i den här upplagan. I förekommande fall har referenser till samma eller modernare upplaga lagts till.

K.1 Litteratur

The American Radio Relay League, Inc. (ARRL): *The ARRL Handbook for Radio Amateurs*, Seventy-First Ed., The ARRL Radio Amateurs Library. 1994. ISBN 0-87259-171-9 [17]

Cuno, Hans. H.: *Vorbereitung auf die Amateur Funk Lizenzprüfung.*, 16. Auflage, frech verlag, 1993. ISBN 3-7724-5402-X

Deutscher Amateur Radio Club eV (DARC): *Ausbildungsunterlagen*, DARC Verlag, 1993. [16]

Ekbom Lennart: *Tabeller och formler N T Te*, 2. upplagan, Esselte Studium, 1986. ISBN 91-24-34594-6

Experimenterande Danske Radioamatører (EDR): *Vejen til sendetilladelsen*, 6. udgave, 2. oplag, EDR, 1976. ISBN 87-85149-02-0

Follbring Tommy: *Radioteknik för sändareamatörer*, Ljudbandsinstruktioner AB.

Föreningen Sveriges Sändaramatörer (SSA): *Populär Amatörradio*, SSA, 1952.

Föreningen Sveriges Sändaramatörer (SSA): *Grundläggande Amatörradioteknik*, 2. upplagan, SSA, 1970.

Hall T; Perdeby Bo; Elmgren Bo: *Fysikboken för högstadiet*, 2. upplagan, Esselte Studium, 1974. ISBN 91-24-69278-6

Haraldsson Tore: *Radioteknik för radioamatörcertifikat*, 8. upplagan, Radio TV KB Haraldsson & söner, 1989. ISBN 91-970362-1-8

Isännäinen Antti: *Amatöörteknikkaa Perusluokan Kursseille*, Suomen Radioamatööriiliitto r.y. (SRAL), 1987. ISBN 951-96056-1-4

Lindkvist Olle: *Antenner*, Ljudbandsinstruktioner AB, 1993. ISBN 99-0830753-3

Lindkvist Olle: *Radiosändare*, Ljudbandsinstruktioner AB, 1989.

Lundqvist Hans; Roos Olle: *Elektronik*, 2. upplagan, Esselte Studium, 1982. ISBN 91-24-32173-7

Moltrecht Eckart K. W.: *Amateurfunk Lehrgang*, Teil 1, 2. auflage, frech verlag, 1987. ISBN 3-7724-5386-4

Moltrecht Eckart K. W.: *Amateurfunk Lehrgang*, Teil 2, 2. auflage, frech verlag, 1989. ISBN 3-7724-6387-8

Moltrecht Eckart K. W.: *Amateurfunk Lehrgang*, Teil 3, 2. auflage, frech verlag, 1987. ISBN 3-7724-5388-0

Moltrecht Eckart K. W.: *Amateurfunk Lehrgang*, Teil 4, 2. auflage, frech verlag, 1989. ISBN 3-7724-5389-9

Norsk Radio RelæLiga (NRRL): *Radioamatørens ABC Lærebok i radioteknikk*, 1. utgave 2. opplag, NRRL 1995.

Pietsch Hans-Joachim: *Kurzwellen Amateurfunktechnik*, Franzis Verlag, 1984. ISBN 3-7723-6592-2

Rothammel Karl: *Antennenbuch*, Franckhsche Verlagshandlung, 1978. ISBN 3-7723-6592-2 [27]

de Sousa Pires Jorge: *Electronics Handbook*, Studentlitteratur, 1989. ISBN 91-44-21021-3

Svenska Elverksföreningen, Elektriska Installatörsorganisationen (EIO), Elsäkerhetsverket, Röda Korset: *Livräddning vid elskada*, Elsäkerhetsverkets Publikationservice, 1996. ISBN 91-88924-00-9

Svenska Elverksföreningen, Elektriska Installatörsorganisationen (EIO): *Elkunskap för vardags bruk*, Energikontorets Förlagsservice, 1994. ISBN 91-76221-04-0

Svenska Elverksföreningen, Elektriska Installatörsorganisationen (EIO): *Händig med el*, utg.2 rev 1995:08 Energikontorets Förlagsservice.

Södra Vätterbygdens Amatörradioklubb (SVARK): *Möt världen genom etern*, Föreningen Sveriges Sändaramatörer (SSA), 1993. ISBN 91-86368-08-9

Wallander Per: *Bli sändaramatör*, 3. omarb. upplagan, PERANT Per Wallander AB, 1995. ISBN 91-86296-06-X

Wiberg Lennart: *EL-LÄRA och RADIOTEKNIK*, textdel, Föreningen Sveriges Sändaramatörer (SSA), 1990. ISBN 91-86368-05-2

Wiberg Lennart: *EL-LÄRA och RADIOTEKNIK*, bilddel, Föreningen Sveriges Sändaramatörer (SSA), 1990. ISBN 91-86368-04-4

ÖVSV ADXB-OE (Österrike): *Amateurfunk Lizenzlehrgang. Der Weg zum Amateurfunk*, 25. auflage, Orbit, 1982. ISBN 3-85216-001-4

L Prefixomvandling

Tabell L.1: *Prefixomvandlingstabell*

	Giga	Mega	kilo		milli	mikro	nano	piko	
Frekvens	GHz	MHz	kHz	Hz					hertz
Effekt	GW	MW	kW	W	mW				watt
Resistans		MΩ	kΩ	Ω					ohm
Spänning			kV	V	mV	µV			volt
Ström			kA	A	mA	µA			ampere
Induktans				H	mH	µH			henry
Tid				s	ms	µs	ns		sekund
Kapacitans				F	mF	µF	nF	pF	farad

M Läsanvisning för certifikatprov

M.1 Teknikdelens läsanvisningar

Nr	Innehåll	Avsnitt
T1	ledare, halvledare och isolatorer	1.1.4, 1.1.4.1, 1.1.4.2, 1.1.4.3
T2	potential, spänningsfall, resistans, ohms lag	1.1.5, 1.1.6, 1.1.7, 1.1.8, 1.1.10, 1.1.11
T3	elektrisk effekt, joules lag	1.1.13, 1.1.15
T4	batterier, och batterikapacitet	1.1.17
T5	inre resistans, kortslutningsström	1.2.3, 1.2.4
T6	serie- och parallellkopplade kraftkällor	hela 1.2.5
T7	elektriska fält och fältstyrka	1.3.4, 1.3.5
T8	mangetiska fält och fältstyrka	1.4.3, 1.4.6
T9	våglängd och frekvens	1.5.2, 1.5.3
T10	toppvärde, amplitud, effektivvärde	1.6.2, 1.6.3, 1.6.4
T11	periodtid och frekvens	1.6.7, 1.6.9
T12	övertoner	1.7.1
T13	analog modulation och analoga sändningsslag	1.8.2, 1.8.3, 1.8.4, 1.8.5, 1.8.6 1.8.8, 1.8.9, 1.8.10, 1.8.11, 1.8.12
T14	digital modulation och digitala sändningsslag	hela 1.8.16, 1.8.18.3, 1.8.19.3, 1.8.19.4
T15	decibel, dBm, verkningsgrad	1.9.2, 1.11, 1.12.3
T16	digital signalbehandling, sampling, kvantisering samplingsfrekvens, D/A och A/D-omvandlare	1.13, 1.13.1, 1.13.2, 1.13.5
T17	resistorer (motstånd)	2.1.2, 2.1.6, 2.1.7
	kondensatorer	2.1.8, 2.2.1–2.2.7
	induktorer (spolar)	2.3.1, 2.3.5–2.3.7
	transformatorer	2.4.4
T18	dioder och diodtillämpningar	2.5.1, 2.5.3.1, 2.5.3.3
T19	transistorer och förstärkningsfaktor, strömställare	2.6.1, 2.6.3, 2.6.4, 2.8.1
T20	Operationsförstärkare (jmfr buffertsteg)	2.10
T21	serie- och parallellkopplade resistorer	3.1.1, 3.1.2
T22	spänningsdelare	3.1.3
T23	serie- och parallellkopplade kondensatorer	3.1.5, 3.1.6
T24	galvaniskt kopplade induktorer	3.1.7, 3.1.10.2
T25	impedans och ohms lag vid växelström	3.1.12, 3.1.13, 3.1.17
T26	filter	3.2 (incl.), 3.2.2, 3.2.8
T27	kraftförsörjning och likriktare	3.3 (incl.), 3.3.1, 3.3.2 (incl.), 3.3.3
T28	förstärkarsteg	3.4.1, 3.4.3, 3.4.12
T29	detektorer och demodulatorer	3.5.1, 3.5.3 (incl.)
T30	svängningar o oscillator, kristallosc., PLL, buffert	3.6.1–3.6.2, 3.7, 3.7.4, 3.7.5.5
T31	obalans i antennsystem	4.3.6
T32	mottagare, raka, superheterodyn, AGC	5.2.2.1, 5.2.5, 5.2.6, hela 5.3, 5.8 (incl.)
T33	brusspårr och selektivitet	5.8.6, 5.8.7, 5.8.8
T34	selektivitet, spegelfrekvenser, mottagarkänslighet	5.9.2, 5.9.4 (incl.), 5.9.4.4, 5.9.5
T35	sändare, blockscheman, egenskaper, duplex	6.1.1–6.1.4, 6.2.6, 6.2.11, 6.2.12, 6.3.4
T36	antennar och antennvinst, polarisation	7.1–7.1.4, 7.1.6–7.1.8, 7.2.1, 7.2.2
T37	antennar (kortvåg, VHF, UHF och SHF)	7.3.2, 7.3.4, 7.5.1, 7.5.3
T38	transmissionsledningar	7.6.1, 7.6.2, 7.6.8–7.6.11.1, Tabell 7.1
T39	vågutbredning och jonosfären	8.2.3.1, 8.3–8.3.1, 8.3.3–8.3.4, hela 8.4
T40	vågutbredning på kortvåg	8.5.1–8.5.2, 8.5.5–8.5.6, hela 8.6
T41	mätning av likström, ståendevåg	9.1.1, 9.1.9
T42	konstlast, fältstyrkemätare	9.2.5, 9.2.6

M.2 Reglementesdelens läsanvisningar

Nr	Innehåll	Avsnitt
R1	fonetiska alfabeten	hela 13.1, tabellen 13.1
R2	Q-koden	hela 13.2, tabellen 13.2
R3	trafikförkortningar	hela 13.3, tabellen 13.3
R4	nödsignaler	hela 13.4.1 utom 13.4.2
R5	anropssignaler	13.5–13.7.4, 13.8–13.8.3
R6	bandplaner	hela 13.11, appendix N HF–UHF (veta gränser för CW/SSB)
R7	bestämmelser, radioreglementen	14.1, 14.1.1, 14.1.4.2
R8	CEPT	hela 14.2
R9	svensk lag och föreskrift	hela 14.3

N Bandplaner

Dessa bandplaner presenteras efter svenska förhållanden så långt de är kända vid tillfället. Kontrollera alltid de senaste bandplanerna på SSA för att säkerställa du använder de korrekta.

Effektbegränsningen är generellt på alla amatörband i Sverige 200 W PEP tillfört antennen om inte annat anges. På vissa band finns det ytterligare restriktioner. Tillstånd kan sökas från PTS för högre effekt, i nuläget har tillstånd på upp till 1 kW delats ut från PTS.

N.1 Bandplan LF/MF/HF

Alla frekvenser i kHz, bandbredder i Hz.

N.1.0.1 Bandplan 2,2 km, 135,7–137,8 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
135,7	135,8	200	CQ, QRSS, Digi OBS! Högsta effekt 1 W ERP.

N.1.0.2 Bandplan 600 m, 472–479 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
472	479	200	CW, QRSS, Digi OBS! Högsta utstrålad effekt 1 W EIRP

N.1.0.3 Bandplan 160 m, 1810–2000 kHz

Frekvens	BW	extbf{Trafik}	Noteringar
1810	1838	200	CW Exklusivt för CW. Interkontinental trafik har prio.
1838	1840	500	Smalband Ej packet på 160 m, PSK 1838,15
1840	1850	2700	Alla moder Även digimode. SSB QRP 1843
1850	1900	2700	Alla moder OBS! Max 10 W till ant.
1900	1950	2700	Alla moder OBS! Max 100 W till ant.
1950	2000	2700	Alla moder OBS! Max 10 W till ant.

N.1.0.4 Bandplan 80 m, 3500–3800 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
3500	3510	200	CW Exklusivt CW Interkontinental DX-trafik har prio
3510	3580	200	CW Exklusivt CW contest 3510–3560 kHz CW QRS 3555, CW QRP 3560
3580	3600	500	Smalband, Digi PSK 3580,15 Automatiska Digimoder 3590–3600 kHz
3600	3620	2700	Alla moder Digimoder Automatiska Digimoder
3600	3650	2700	Alla moder SSB contest 3600–3650 kHz DV 3630
3650	3700	2700	Alla moder SSB QRP 3690
3700	3800	2700	Alla moder Contest 3700–3800 kHz Image 3775 Region 1 hjälpinsatsfrekvens 3760
3775	3800	2700	Alla moder Interkontinental DX-trafik prioritet

N.1.0.5 Bandplan 40 m, 7000–7200 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
7000	7040	200	CW Exklusivt CW. QRP aktivitetscentrum 7030
7040	7050	500	Smalband Digimoder Automatiska inom 7047–7050 kHz
7050	7060	2700	Alla moder Digimoder Automatiska inom 7050–7053 kHz
7060	7100	2700	Alla moder SSB contest i segmentet DV 7070, SSB QRP 7090
7100	7130	2700	Alla moder Region 1 hjälpinsatsfrekvens 7110
7130	7200	2700	Alla moder SSB contest i segmentet Image 7165
7175	7200	2700	Alla moder Interkontinental DX-trafik prio

N.1.0.6 Bandplan 30 m, 10 100–10 150 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
10 100	10 140	200	CW CW exkl. Max 150 W på 30 m CW QRP 10 116
10 140	10 150	500	Smalband Digimoder PSK 10 142,15 Ej Packet

N.1.0.7 Bandplan 20 m, 14 000–14 350 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
14 000	14 070	200	CW Exklusivt CW Contest 14 000–14 060 kHz CW QRS 14 055, CW QRP 14 060
14 070	14 099	500	Smalband PSK 14 070,15 Auto Digimoder 14 089–14 099 kHz
14 099	14 101	200	Fyrar Exklusivt IBP, endast fyrar
14 101	14 12	2700	Alla moder Digitala moder och obevakade Digimoder
14 112	14 350	2700	Alla moder SSB Contest 14 125–14 300 kHz DV 14 130 kHz, DXpedition prio 14 195 ± 5
14 300	14 350	2700	Alla moder Image 14 230 kHz, SSB QRP 14 285 Global hjälpinsatsfrekvens 14 300

N.1.0.8 Bandplan 17 m, 18 068–18 168 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
18 068	18 095	200	CW CW exklusivt. QRP 18 086
18 095	18 109	500	Smalband Digimoder PSK 18 100,15 Automatiska Digimoder 18 105–18 109 kHz
18 109	18 111	200	Fyrar Exklusivt fyrar, IBP fyrnät
18 111	18 168	2700	Alla moder Digi 18 111–18 120 kHz SSB QRP 18 130, DV 18 150 Global hjälpinsatsfrekvens 18 160

N.1.0.9 Bandplan 15 m, 21 000–21 450 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
21 000	21 070	200	CW Exklusivt CW, QRS 21 055, CW QRP 21 060
21 070	21 110	500	Smalband PSK 21 080,15, Automatiska Digimoder 21 090–21 110 kHz
21 110	21 120	2700	Alla moder utom SSB! Digimoder, och Automatiska Digimoder
21 120	21 149	500	Smalband
21 149	21 151	200	Fyrar Exklusivt fyrar. IBP fyrnät
21 151	21 450	2700	Alla moder DV 21 180 kHz, SSB QRP 21 285 kHz, Image 21 340 kHz Global hjälpinsatsfrekvens 21 360 kHz

N.1.0.10 Bandplan 12 m, 24 890–24 990 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
24 890	24 915	200	CW Exklusivt CW, QRP 24 906
24 915	24 929	500	Smalband PSK 24 920,15, Automatiska Digimoder 24 925–24 929 kHz
24 929	24 931	200	Fyrar Fyrar, IBP fyrnät
24 931	24 990	2700	Alla moder Auto Digimoder 24 931–24 940 kHz SSB QRP 24 950, DV 24 960

N.1.0.11 Bandplan 10 m, 28 000–29 700 kHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
28 000	28 070	200	CW Exklusivt CW, QRS 28 055, CW QRP 28 060
28 070	28 190	500	Smalband PSK 28 120,15 Auto Digimoder inom 28 120–28 150 kHz
28 190	28 199	200	Fyrar IBP Regionala fyrar med tidsdelning
28 199	28 201	200	Fyrar IBP IBP fyrnät
28 201	28 225	200	Fyrar IBP kontinuerligt sändande fyrar
28 225	28 300	2700	Alla moder Övriga fyrar
28 300	28 320	2700	Alla moder Digimoder och Automatiska Digimoder
28 320	29 100	2700	Alla moder DV 28 330, SSB QRP 28 360, Image 28 680
29 100	29 200	6000	Alla moder FM simplex, 10 kHz kanaler Maximalt $\pm 2,5$ kHz dev., max 2,5 kHz mod.frek.
29 200	29 300	6000	Alla moder Digimoder och Automatiska Digimoder
29 300	29 510	6000	Satellit Nerlänk fr. satellit. EJ SÄNDNING I SEGMENTET
29 510	29 520	6000	Skydd Skyddsfrekvens för satelliter. EJ SÄNDNING I SEGMENTET
29 520	29 590	6000	Alla moder FM Repeater in RH1–8, 100 kHz duplex, 2,5 kHz NBFM
29 600	29 620	6000	Alla moder FM simplex, anrop 29 600 FM simplex repeater 29 610
29 620	29 700	6000	Alla moder FM Repeater ut RH1–8, 100 kHz duplex

N.2 Bandplan VHF–UHF

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
50.000	50.100	500 Hz	CW CW anrp. 50.050 och 50.090 (interkont.)
50.100	50.130	2.7 kHz	CW, SSB Interkontinental DX-trafik. Ej QSO inom Europa
50.100	50.200	2.7 kHz	CW,SSB DX 50,110–50,130 MHz, 50,150 anrop (interkont.)
50.200	50.300	2.7 kHz	CW,SSB Generell användning. 50,285 för crossband
50.300	50.400	2.7 kHz	CW, MGM PSK 50,305, EME 50,310–50,320 MHz MS 50,350–50,380 MHz
50.400	50.500	1 kHz	CW, MGM Endast fyrar, 50,401 ± 500 Hz WSPR-fyrar
51.210	51.390	12 kHz	FM Repeater in, 20/10 kHz kanalavstånd RF81 – RF99
50.500	52.000	12 kHz	Alla moder SSTV 50,510, RTTY 50,600, FM 51,510
51.810	51.990	12 kHz	FM Repeater Repeater ut, 20/10 kHz kanalavstånd RF81 – RF99

N.2.0.1 Bandplan 2 m 144–146 MHz

Frekvens	BW	Trafik	Noteringar
144.0000	144.1100	500 Hz	CW, EME CW anrop 144,050 MS random 144,100
144.1100	144.1500	500 Hz	CW, MGM EME MGM 144,120–144,160 PSK31 cent. 144,138
144.1500	144.1800	2.7 kHz	CW, SSB, MGM EME 144,150–144,160 MGM 144,160–144,180 anrop 144,170
144.1800	144.3600	2.7 kHz	CW, SSB, MGM MS SSB random 144,195–144,205 SSB anrop 144,300
144.3600	144.3990	2.7 kHz	CW, SSB, MGM MS MGM random anrop 144,370
144.4000	144.4900	500 Hz	Fyr Exklusivt segment fyrar, ej QSO
144.5000	144.7940	20 kHz	All mode SSTV, RTTY, FAX, ATV Linjära transpondrar
144.7940	144.9625	12 kHz	MGM APRS 144,800
144.9750	145.19350	12 kHz	FM, DV Rpt in 144,9750–145,1935 RV46–RV63, 12,5 kHz, 600 kHz skift
145.1940	145.2060	12 kHz	FM rymd 145,200 för kom. m. bem. rymdfark.
145.2060	145.5625	12 kHz	FM FM 145,2125–145,5875 V17–V47 FM anrop 145,500 , RTTY 145.300 FM Inet-GW 145,2375, 145,2875, 145,3375 DV anrop 145,375
145.5750	145.7935	12 kHz	FM, DV Rpt ut 145,575–145,7875 RV46–RV63, 12,5 kHz kanalavstånd
145.794	145.806	12 kHz	FM Rymd 145,800, 145,200 dplx m. bem. rymdfark.
145.806	146.000	12 kHz	All mode Exklusivt satellit

N.2.0.2 Bandplan 70 cm 432–438 MHz

Frekvens		BW	Trafik	Anmärkning
432.0000	432.0250	500 Hz	CW	EME exklusivt.
432.0250	432.1000	500 Hz	CW, PSK31	CW mellan 432,000432,085, CW anrop 432,050 PSK31 432,088
432.1000	432.3990	2.7 kHz	CW, SSB, MGM	SSB anrop 432,200 Mikrovåg talkback 432,350, FSK441 432,370
432.4000	432.4900	500 Hz	Fyr	Exklusivt segment för fyrar
432.5000	432.5940	12 kHz	All mode	Linjära transpondrar IN 432,500–432,600
432.5000	432.5750	12 kHz	All mode	NRAU Digital rep. in 432,500–432,575 2 MHz skift
432.5940	432.9940	12 kHz	All mode	Linjära transpondrar ut 432,600–432,800
432.5940	432.9940	12 kHz	FM	Rep. in 432,600–432,975 RU368–398 2,0 MHz skift
432.9940	433.3810	12 kHz	FM	Rep. in 433,000–433,375 RU368–398 1,6 MHz skift
433.3940	433.5810	12 kHz	FM	SSTV (FM/AFSK) 433,400 FM simplex U272–286 anrop 433,500
433.6000	434.0000	20 kHz	All mode	RTTY (FM/AFSK) 433,600 FAX 433,700, APRS 433,800
434.0000	434.4940	20 kHz	All mode	NRAU Dig. kanaler 433,450, 434,475
434.5000	434.5940	20 kHz	All mode	NRAU Dig. rep. ut 434,500–434,575 2,0 MHz skift
434.5940	434.9810	12 kHz	FM	NRAU Rep. ut 434,600–434,975 RU 368–RU398 12,5 kHz med 2,0 MHz skift
435.0000	438.0000	20 kHz	All mode	Exklusivt satellit

N.2.0.3 Bandplan 23 cm 1240–1300 MHz

Frekvens		BW	Trafik	Anmärkning
1240.000	1243.250	20 kHz	Alla moder	1240,000–1241,000 Digital kommunikation
1243.250	1260.000	20 kHz	ATV och Data	Repeater ut 1258,150–1259,350 R20–68
1260.000	1270.000	12 kHz	Satellit	Endast för satelliter alla moder
1270.000	1272.000	20 kHz	Alla moder	Repeater in, 1270,025–1270,700 RS1–28 Packet RS29–RS50
1272.000	1290.994	20 kHz	ATV och Data	Amatörtelevision ATV
1290.994	1291.481	20 kHz	FM och DV	Repeater in Repeat. in 1291,000–1291,475 RM0 – RM19, 25 kHz 6 MHz skift
1291.494	1296.000	12 kHz	Alla moder	
1296.000	1296.150	500 Hz	CW, MGM	EME 1296,000–1296,025 CW anrop 1296.050 PSK31 1296,138 MHz
1296.150	1296.400	2.7 kHz	CW, SSB, MGM	SSB anrop 1296,200 FSK441 MS anrop 1296,370
1296.400	1296.600	2.7 kHz	CW, SSB, MGM	Linjära transpondrar infrekvens
1296.600	1296.800	2.7 kHz	CW, SSB, MGM	SSTV/FAX 1296,500 MGM/RTTY 1296,600
1296.600	1296.800	2.7 kHz	CW, SSB, MGM	Linjära transpondrar utfrekvens 1296,750–1296,800 lokala fyrar max 10 W
1296.800	1296.994	500 Hz	Fyrar	Exklusivt segment för fyrar
1296.994	1297.481	20 kHz	FM	Repeater ut Repeater ut 1297,000–1297,475 RM0–RM19, 25 kHz, 6 MHz skift
1297.494	1297.981	20 kHz	FM simplex	Simplex 25 kHz kanaler SM20–SM39 FM anrop 1297,500 SM20
1299.000	1299.750	150 kHz	Alla moder	5 st 150 kHz kanaler för DD, 1299,075 1296,225 1296,375 1296,525 1296,675 Kanalbandbredd 150 kHz dvs center ± 75 kHz
1299.750	1300.000	20 kHz	Alla moder	8 st FM/DV 2 kHz kan. 1299,775–1299,975

Figurer

1.1	Atomernas uppbyggnad	5
1.2	Tankeförsök med kolor i ett rör	7
1.3	Schemasymbol för batteri	7
1.4	Potential och spänning i en strömkrets	9
1.5	"Snurra" för Ohms och Joules lagar	10
1.6	Elektriska kraftfält	11
1.7	Elektrisk fältstyrka	12
1.8	Kraftfält omkring magneter	13
1.9	Magnetiska fält omkring strömledare	14
1.10	Exempel på elektromagneter	14
1.11	Vågor längs en linje	15
1.12	Vågutbredning på en yta	16
1.13	Vågutbredning i rummet	16
1.14	Polarisation av elektromagnetiska vågor	18
1.15	Våginterferens	20
1.16	Alstring av en sinusformad signal	20
1.17	Pendel som illustration av frekvens	21
1.18	Vektorer och fasförskjutning	22
1.19	Ren sinusvåg och övertonshaltig våg	22
1.20	Uppdelning av en signal i grundton och övertoner	22
1.21	Uppdelning av en fyrkantsvåg i grundton och övertoner	23
1.22	Överlagrade spänningar	23
1.23	En resistor kan ses ha brusekvivalenter som spänning eller ström	24
1.24	Brus innehåller en ostabilitet över tid	24
1.25	Brus innehåller alla frekvenser, vitt brus har samma amplitud	25
1.26	Modulerade signaler	26
1.27	Modulerande signaler	28
1.28	Sidband vid A3E-modulation	29
1.29	A3E-modulation med toner med olika styrka och frekvens	30
1.30	Amplitudmodulation med morsestecken	31
1.31	Sidband vid DSB	32
1.32	Sidbandsval vid SSB	32
1.33	Sidbandslägen vid SSB	33
1.34	Frekvensmodulation	35
1.35	Sidbandsspektrum vid FM-modulering med 1 sinuston	36
1.36	Effektförhållande	44
1.37	Nomogram för omvandling mellan effekt och decibel	44
1.38	Nomogram för omvandling mellan spänning och decibel	45
1.39	Sampling med ADC, DSP och DAC för att återvinna analog signal	48
1.40	Sampling av DC; 3,6 kHz; 12,4 kHz och 38 kHz med 40 kS/s samplingstakt	49
2.1	Schemasymboler för resistorer	54
2.2	Schemasymboler för kondensatorer	57
2.3	Försök med induktion	58
2.4	Schemasymboler för induktorer	59
2.5	Schemasymboler för transformatorer	61
2.6	Obelastad transformator	62
2.7	Belastad transformator	62
2.8	Sparkopplad transformator	63
2.9	Strömrtransformator	63
2.10	Högspänningstransformator	64
2.11	Klenspänningstransformator	64
2.12	Spärrskiktet i en halvledardiod	64
2.13	Halvledardiodens karakteristik	65
2.14	Schemasymboler för dioder	65
2.15	Dioders polarisering i kretsen	65

2.16 Schemasymboler	66
2.17 Transistor	66
2.18 Skikten i en bipolär transistor	66
2.19 Emitterkopplad transistor	67
2.20 Karaktäristika för transistor BC 107	67
2.21 Schemasymbol för en FET	68
2.22 Skikten i en N-kanal FET	68
2.23 Skikten i en N-kanal MOSFET	69
2.24 Karaktäristik för N-kanal FET	69
2.25 Schemasymboler för dioder	69
2.26 Edisoneffekten	69
2.27 Diodens karaktäristik	71
2.28 Halvvågslikriktning	71
2.29 Hälvågslikriktning	71
2.30 Likriktande funktion	71
2.31 Symboler för triod och pentod	72
2.32 Elektronstömmen i en triod	72
2.33 Karaktäristika för elektronrör	72
2.34 Branthet	73
2.35 Inre resistans	74
2.36 Transistorn som analog förstärkare respektive digital strömställare	74
2.37 NOT-gate	74
2.38 OCH-grind (AND-gate)	75
2.39 ELLER-grind (OR-gate)	76
2.40 OCH INTE-grind (NAND-gate)	77
2.41 INTE ELLER-grind (NOR-gate)	78
2.42 Inverterad ingång	78
2.43 Exklusiv ELLER-grind (EXOR-gate)	78
2.44 Exklusiv INTE ELLER-grind (EXNOR-gate)	79
2.45 DTL-logik	79
2.46 TTL-logik	79
2.47 Icke inverterande förstärkare	79
2.48 Inverterande förstärkare	79
2.49 Utspänning U_{ut} , transistorspänning U_t , transistorström I_t och transistoreffekt P_t varierar med vinkeln hos sinussignalen för resistiv last.	82
3.1 Seriekopplade resistorer	83
3.2 Parallelkopplade resistorer	83
3.3 Resistiv spänningsdelare	83
3.4 Wheatstones brygga	84
3.5 Parallelkopplade kondensatorer	84
3.6 Seriekopplade kondensatorer	85
3.7 Magnetiskt kopplade induktorer	86
3.8 Uppladdning av en kondensator	86
3.9 Urladdning av en kondensator	87
3.10 Inkoppling av en induktor	87
3.11 Faslägen och effekter i L C-kretsar	89
3.12 Seriekrets av L+C+R	90
3.13 Spänningar i seriekrets L+C+R	91
3.14 Impedansen och fasvinkeln i seriekrets L+C+R	91
3.15 Parallelkopplad LC-krets	91
3.16 Seriekopplad LC-krets	92
3.17 Svängningskrets	92
3.18 Resonansfallet i parallelkrets	93
3.19 Resonansfallet i seriekrets	94
3.20 Q-värden i parallelkrets	94
3.21 Bandbredd i parallelkrets	94
3.22 Högpassfilter	96
3.23 Lågpassfilter	97
3.24 Bandpassfilter	98
3.25 Passfilter	99
3.26 Bandspärrfilter	99
3.27 Spärrfilter (2 sorter)	100
3.28 Kvartskristall	100
3.29 Bandfilter med kvartskristaller	100
3.30 Mekaniskt filter	101

3.31	Kavitetsfilter	101
3.32	Pi-filter	101
3.33	T-filter	102
3.34	Halvledardioder	102
3.35	Halv- och helvågslikriktning	103
3.36	Glättning av likspänning	105
3.37	Likriktarkoppling med spänningsdubbling	106
3.38	Spänningsstabilisering	106
3.39	Från elektronrör till transistor	106
3.40	Principen för förstärkare med elektronrör respektive transistor	107
3.41	Grundkopplingar för elektronrör och NPN-transistor	108
3.42	Förstärkare i klass A	109
3.43	Förstärkare i klass B	109
3.44	Förstärkare i klass C	109
3.45	Frekvensmultipliceringskedja	110
3.46	Slutsteg med en transistor	111
3.47	Mottaktskopplat slutsteg med transistorer	111
3.48	Högeffektslutsteg med en tetrod	112
3.49	Högeffektslutsteg med två trioder	112
3.50	Bestämning av PEP-effekten	113
3.51	Linjäritetskontroll vid SSB	114
3.52	Linjäritetens betydelse	115
3.53	Dioddetektorn	117
3.54	Produktdetektor för AM (A3E) och CW (A1A)	118
3.55	Amplitudbegränsning vid FM-mottagning	119
3.56	Ideal arbetslinje för diskriminator	119
3.57	Slope-detektorn	120
3.58	Foster-Seeley diskriminatör	120
3.59	Räknardiskriminatörn	121
3.60	PLL-demodulatorn	121
3.61	Svängningar	122
3.62	Oscillator enligt Meissner	122
3.63	Emitterkopplad förstärkare	122
3.64	Komplett Meissneroscillator	122
3.65	Svängningsvillkoret	122
3.66	Hartleykoppling	123
3.67	TPTG-koppling	123
3.68	Colpittskoppling	123
3.69	Clappkoppling	123
3.70	Förstärkare i Clappkoppling	123
3.71	Bandspridning	124
3.72	Colpittsoscillator med kristall i parallellresonansfallet	124
3.73	Colpittsoscillator med kristall i serieresonansfallet	124
3.74	Superheterodyn-VFO	125
3.75	VFO och VCO jämförs	125
3.76	Kapacitansdiod – Varicap	125
3.77	Analogi Människa-PLL	125
3.78	Oscillator med PLL-styrning	127
3.79	PLL-oscillator kombinerad med frekvensblandning	128
3.80	PLL med frekvensdelare	129
3.81	Principer för frekvensblandning	131
3.82	Obalanserad blandare	132
3.83	Obalanserad blandare med resonator	134
3.84	Balanserad blandare	135
3.85	Dubbelbalanserad blandare	136
3.86	Jämförelse mellan olika blandare	137
3.87	Frekvensspektrum från en super-VFO	139
3.88	A3E-modulator	140
3.89	Alstring av J3E (SSB)	141
3.90	Alstring av F3E (FM)	142
3.91	Alstring av G3E (PM)	143
4.1	Seriekopplat jordsystem	145
4.2	Parallelkopplat jordsystem	146
4.3	Sammankopplat system	146
4.4	Sammankopplat system med utjämningsledare	147

4.5 Sammankopplat system med utjämningsledare	148
4.6 Sammankopplat system med utjämningsledare och differentiell signal	148
4.7 Sammankopplat system med utjämningsledare och differentiell signal	149
 5.1 Detektormottagare	154
5.2 Selektion i detektormottagare	154
5.3 Detektormottagare med LF-förstärkare	155
5.4 Förbättrade HF-egenskaper i detektormottagare	155
5.5 Förbättrad selektion	155
5.6 Hög HF-selektion	155
5.7 CW i detektormottagare	155
5.8 Mottagare med direkt frekvensblandning	156
5.9 Demodulering i mottagare med direkt frekvensomvandling – CW-signaler	157
5.10 Demodulering i mottagare med direkt frekvensomvandling – SSB-signaler	157
5.11 Selektionen i direktblandade mottagare	158
5.12 Passbandbredd och spegelfrekvenser i direktblandade mottagare	160
5.13 Superheterodyn mottagaren i princip	162
5.14 Dubbelsuperheterodyn i princip	162
5.15 Panoramamottagare	164
5.16 Signal- och svepspänningar	164
5.17 Anslutning av panoramamottagare till stationsmottagare	164
5.18 Mottagningskonverter UHF till KV	165
5.19 Transverter mellan UHF och KV	166
5.20 AGC vid AM-mottagning med superheterodyn mottagare	167
5.21 AGC vid SSB- och CW-mottagning med superheterodyn mottagare	167
5.22 Enkelsuper med låg MF och ingen förselektion	170
5.23 Enkelsuper med låg MF och med förselektion	170
5.24 Enkelsuper med hög MF och med förselektion	170
5.25 Samtidig för- och närläcktion i superheterodyn mottagare	171
5.26 MF-bandbredd vid AM (A3E)	172
5.27 MF-Bandbredd och passbandtuning vid SSB (J3E)	173
5.28 Olika MF-bandbredder vid CW (A1A)	175
5.29 S/N-värde	175
5.30 SINAD-värde	175
 6.1 Enstegs sändare	177
6.2 Flerstegs rak sändare	178
6.3 FM-sändare med frekvensmultiplicering	178
6.4 2-bands CW-sändare med frekvensblandning	179
6.5 2-bands SSB-sändare med frekvensblandning	179
6.6 Flerbands SSB-sändare med frekvensblandning	179
6.7 PLL-styrd FM-sändare för FM	180
6.8 PLL-styrd SSB-sändare för kortvåg	181
6.9 Separat sändare och mottagare	183
6.10 Transceiver med samma VFO	183
6.11 Direktblandad transceiver med gemensam VFO	184
6.12 Kristallstyrd 6-kanals FM-transceiver för VHF	185
6.13 PLL-styrd FM-transceiver för VHF	186
6.14 SSB-transceiver för kortvåg	187
6.15 PLL-styrd SSB-transceiver för kortvåg	188
 7.1 Spänning och ström i en halvvågsantenn	190
7.2 Matningsimpedansen i en halvvågsantenn	190
7.3 Halvvågsdipol matad med harmoniska övertoner	191
7.4 Elektrisk förlängning och förkortning av antenner	191
7.5 Vertikaldiagram för halvvågsantenn	193
7.6 Antennförstärkning dB i effekt	193
7.7 Antennförstärkning dB i spänning	193
7.8 F/B-förhållande i effekt	193
7.9 F/B-förhållande i spänning	193
7.10 Halvvärdesbredder	195
7.11 Inverkan av polarisation	195
7.12 Omväkt dipol	195
7.13 GP-antenn	195
7.14 GP-antennar med elektrisk längdanpassning	197
7.15 SVF-kurvor för flerbands GP-antenn	198

7.16 W3DZZ-antennen	199
7.17 Riktbar dipolantenn	200
7.18 flerbands yagiantenner	200
7.19 Cubical Quad-antennen	201
7.20 Strålningsdiagram för horisontell yagiantenn	202
7.21 Spänningsskopplad $\lambda/2$ -dipol	203
7.22 Strömkopplad $\lambda/2$ -dipol	203
7.23 Samma $\lambda/2$ -dipol på grundfrekvensen respektive 1:a övertonen	204
7.24 Koaxialkabel	204
7.25 Bandkabel	204
7.26 Stående våg på ledning	206
7.27 SVF-problemet förenklad bild	207
7.28 Balansering – transformering	208
7.29 Ringkärnebalun	208
7.30 Koaxialledare som balun	209
7.31 Sätt att ansluta en matningsledning	210
7.32 $\lambda/2$ -fasningsledning	210
7.33 Förlopp i öppen $\lambda/4$ transmissionsledning	211
7.34 Förlopp i kortslutet $\lambda/4$ transmissionsledning	212
7.35 $\lambda/4$ transmissionsledning som resonanskrets	213
7.36 Antennkopplare	214
 8.1 Från slutet LC-resonanskrets till antenn	216
8.2 Pendlingen mellan E-fält och H-fält	216
8.3 Elementär dipol	216
8.4 Ett självständigt E-fält skapas	217
8.5 E-, H- och S-fälten omkring en antenn (förenklad framställning)	217
8.6 E-, H- och S-fält	217
8.7 Jonosfärsikten	220
8.8 Jonosfärsutbredning	220
8.9 Radioprognos för amatörradiobanden på kortvåg	222
8.10 Vågutbredning på kortvåg	223
8.11 Markbaserad repeater	226
8.12 Transponder i rymdsatellit	227
 9.1 Mätning av sändareffekt	233
9.2 Presentation av mätvärdet	234
9.3 Vridspoleinstrument	235
9.4 Konstlast	235
9.5 Fältstyrkemätare	236
9.6 Kalibreringsoscillator i mottagare	236
9.7 Brusmätbrygga	236
9.8 SVF-meter, princip och inkoppling	237
9.9 Frekvensräknare	237
9.10 Dip-meter	237
9.11 Mätning med dip-meter	238
9.12 Oscilloskop	239
 10.1 Nätfilter	247
10.2 Lågpassfilter för sändare	247
10.3 Högpassfilter för VHF/UHF-mottagare	247
10.4 Ingångsimpedansen i resonanskretsar	248
10.5 Spärrfilter för mottagare	248
10.6 Sugkretsar för mottagare	249
10.7 Nät- och skärmströmfILTER	249
10.8 PhonoingångsfILTER	249
10.9 Högtalarledningsfilter	249
10.10HF-avkopplad bas på tre sätt	249
10.11HF-avkopplat styrgaller	249
10.12Parasitfilter i HF-förstärkare	249
10.13Nycklingsfilter	250
 11.1 Referensvärdet för begränsning av elektriska fält (100 kHz–10 GHz)	253
11.2 Referensvärdet för begränsning av magnetiska fält (100 kHz–10 GHz)	254
 12.1 CE-märke	260
12.2 Dubbel isolering, Fi-märke	262

14.1 ITU Regionkarta (ur RRB-2)	281
16.1 Morsetecknens uppbyggnad	285
16.2 Rätt sittställning sett framifrån och från sidan	287
16.3 Rätta handledsrörelser	287
16.4 Telegrafnyckel	289
16.5 Handstilar	289

Tabeller

1.1 Elektromagnetiskt spektrum	17
1.2 Relativa amplituden på bärväg A_0 och sidofrekvenser A_1-A_{10} vid modulationsindex 1–7 (Vid omodulerad bärväg är modulationsindex 0. Då är bärvägens relativa amplitud 1,0)	37
1.3 Jämförelse mellan några vanliga sändningsslag inom amatörradio	38
1.4 4-PSK i kvadratur-modulering	38
1.5 Exempel på 16QAM i kvadraturmodulering	40
2.1 Färgmärkning av resistorer och deras betydelse	54
3.1 Grundkopplingarnas typiska egenskaper vid NPN-transistor	107
7.1 Kabeldämpning per 30 m	206
11.2 Modulationsfaktor per trafiksätt	253
11.1 G = Antennens förstärkning i linjära faktorer	254
11.3 Intermittensfaktor	254
11.4 k = Matarkabels dämpning i linjära termer	255
11.5 Fjärrfärltsgräns per band	256
13.1 Det internationella och svenska fonetiska alfabetet	267
13.2 Q-koderna	268
13.3 Trafikförkortningar – urval för radioamatörer	269
13.4 Svenska anropssignalprefix	272
13.5 Landsprefix	273
15.1 Exempel på loggblad	284
16.1 Inlärningsordning för morsestecknen	286
16.2 Provtext och teckenvärden	289
16.3 Morsealfabetet	290
A.1 Prefix	292
A.2 Grekiska alfabetet	292
D.1 Tabell över S-värden, spänningar och effekter	302
F.1 50 MHz Användning: Experimentband, landmobil- och, rundradio primära	311
F.2 144 MHz Användning: Amatörradio primär	312
F.3 432 MHz Användning: Amatörradio och radiolokalisering delat primär	313
F.4 1296 MHz Användning: Amatörradio sekundär	314
F.5 2300 MHz Användning: Amatörradio sekundär	315
F.6 5650 MHz Användning: Amatörradio sekundär	315
F.7 10000 MHz Användning: Amatörradio sekundär	315
F.8 24000 MHz Användning: Amatörradio sekundär	316
F.9 47000 MHz Användning: Amatörradio primär	316
G.1 Frekvensband för amatörradio i Sverige	318
L.1 Prefixomvandlingstabell	333

Litteraturförteckning

- [1] IARU Emergency Telecommunications Guide. IARU, 2016.
http://www.iaru.org/uploads/1/3/0/7/13073366/emcommguide_1sept2016.pdf.
- [2] IARU Region 1. IARU Region 1 HF and VHF/UHF/Microwave Band plans. IARU, 2009.
<http://www.iaru-r1.org/index.php/spectrum-and-band-plans>.
- [3] SFS 1962:700. *Brottssbalk (1962:700)*. Justitiedepartementet, 1962. https://www.riksdagen.se/sv/dokument-lagar/dokument/svensk-forfattningssamling/brottssbalk-1962700_sfs-1962-700.
- [4] SFS 1992:1512. *Lag om elektromagnetisk kompatibilitet*. Miljö- och energidepartementet, 1992.
https://www.riksdagen.se/sv/dokument-lagar/dokument/svensk-forfattningssamling/19921512-om-elektromagnetisk-kompatibilitet_sfs-1992-1512.
- [5] 1999/519/EG. *Rådets rekommendation av den 12 juli 1999 om begränsning av allmänhetens exponering för elektromagnetiska fält (0 Hz–300 GHz)*. EG, 1999.
- [6] SFS 2003:389. *Lag om elektronisk kommunikation*. Näringsdepartementet, 2003.
https://www.riksdagen.se/sv/dokument-lagar/dokument/svensk-forfattningssamling/1999/519/eg-2003389-om-elektronisk-kommunikation_sfs-2003-389.
- [7] SFS 2003:396. *Förordning om elektronisk kommunikation*. Näringsdepartementet, 2003.
https://www.riksdagen.se/sv/dokument-lagar/dokument/svensk-forfattningssamling/2003396-om-elektronisk_sfs-2003-396.
- [8] SSMFS 2008:18. *Strålsäkerhetsmyndighetens allmänna råd om begränsning av allmänhetens exponering för elektromagnetiska fält*. Strålsäkerhetsmyndigheten, 2008.
<https://www.stralsakerhetsmyndigheten.se/Publikationer/Forfattning/SSMFS-2008/SSMFS-200818/>.
- [9] PTSFS 2015:3. *Post- och telestyrelsens allmänna råd (PTSFS 2015:3) om den svenska frekvensplanen*. Post- och telestyrelsen, 2015.
http://www.pts.se/upload/Foreskrifter/Radio/PTSFS-2015_3-allmanna-rad-frekvensplanen.pdf.
- [10] SFS 2016:363. *Förordning om elektromagnetisk kompatibilitet*. Miljö- och energidepartementet, 2016.
https://www.riksdagen.se/sv/dokument-lagar/dokument/svensk-forfattningssamling/forordning-2016363-om-elektromagnetisk_sfs-2016-363.
- [11] SFS 2016:392. *Radioutrustningslag (2016:392)*. Näringsdepartementet, 2016. https://www.riksdagen.se/sv/dokument-lagar/dokument/svensk-forfattningssamling/radioutrustningslag-2016392_sfs-2016-392.
- [12] (EU) 2016/679. *Europaparlamentets och rådets förordning (EU) 2016/679 av den 27 april 2016 om skydd för fysiska personer med avseende på behandling av personuppgifter och om det fria flödet av sådana uppgifter och om upphävande av direktiv 95/46/EG (allmän dataskyddsförordning)*. EU, 2016.
- [13] PTSFS 2020:5. *Post- och telestyrelsens föreskrifter om undantag från tillståndsplikt för användning av vissa radiosändare*. Post- och telestyrelsen, 2020. https://www.pts.se/globalassets/startpage/dokument/legala-dokument/foreskrifter/radio/foreskrifter_undantag_tillstandsplikt_2020.pdf.
- [14] CEPT Recommendation T/R 61-01. *CEPT Radio Amateur Licence*. European Conference of Postal and Telecommunication administrations, 2016.
- [15] CEPT Recommendation T/R 61-02. *Harmonized Amateur Radio Examination Certificate*. European Conference of Postal and Telecommunication administrations, 2016.
- [16] Deutscher Amateur-Radio-Club. *Ausbildungunterlagen*. DARC Verlag, 1983.
- [17] ARRL. *The ARRL Handbook 2015*. ARRL, 2015.
- [18] OET Bulletin 65 Supplement B. *Evaluating Compliance With FCC Guidelines for Human Exposure to Radio frequency Electromagnetic Fields; Additional Information for Amateur Radio Stations*. Federal Communications Commission (FCC), 1997. <https://www.fcc.gov/bureaus/oet/info/documents/bulletins/oet65/oet65b.pdf>.
- [19] BIPM. *The International System of Units (SI), 8th edition*. 2006.
- [20] John ON4UN Devoldere. *Low-Band DXing*. ARRL, 5 edition, 2015.
- [21] ITU-RR. *Radio Regulations*. International Telecommunication Union, 2012. <https://www.itu.int/pub/R-REG-RR>.
- [22] ITU-T K.27. *Bonding configurations and earthing inside a telecommunication building*. International Telecommunication Union, 1991.
- [23] Wiberg Lennart. *Koncept för radioamatörcertifikat*. Föreningen Sveriges Sändareamatörer, 1997.

- [24] ITU-R M.1677-1. *International Morse code*. International Telecommunication Union, 2009.
- [25] United Nations. *Tampere Convention on the Provision of Telecommunication Resources for Disaster Mitigation and Relief Operations*. United Nations, 1998. <http://www.ifrc.org/Docs/idrl/I271EN.pdf>.
- [26] Henry W. Ott. *Noise reduction techniques in electronic systems*. John Wiley & Sons, Inc., second edition, 1988.
- [27] Rothammel. *Rothammels Antennen Buch*. DARC Verlag, 12 edition, 2001.
- [28] William Sandqvist. *IE1206 Inbyggd elektronik Le trafo*. KTH, 2015.
https://www.kth.se/social/files/550c5224f276542010c17836/Le_trafo.pdf.
- [29] Transportstyrelsen. *Transportstyrelsens föreskrifter och allmänna råd om radioutrustning på fartyg (TSFS 2009:95)*. 2016. https://www.transportstyrelsen.se/TSFS/TSFS%202009_95k.pdf.

Sakregister

- π-filter, 191
- 16QAM, 39
- 1750 Hz, 168
- 2-PSK, 38
- 4-PSK, 38
- 8FSK, 42
- A1A, 27, 138, 154
 - detektor, 116
- A3E, 27, 138, 165
 - dioddetektor, 116
- ackumulator, 10, 102, 263, 264
 - sekundärbatteri, 10
 - sekundärcell, 10
- ADC, 49
- AFC, 116
- AFSK, 41
- AGC, 165, 166
- aliasing, 47
- AM, *se* amplitudmodulation
- amatörradiocertifikat, 281
- amatörradiostation, 279
- amatörradiosändare, 281
- amatörradiotrafik, 281
- amatörsatellittjänst, 279
- amatörtjänst, 279
- ambient temperature, 80
- ampere (A), 7
- amperetimmar (Ah), 10
- amplifier, 105
- amplitud, 19
- amplitudmodulation, 25, 27, 138, 165, 171
 - detektor, 116
 - dioddetektor, 116
- amplitudmodulator, 138
- AMTOR, 41
- AND-gate, 74
- anod, 69
- antenn, 189
 - anpassning, 206, 209
 - antennförstärkning, 192
 - antennvinst, 192
 - avstämning, 209
 - dBd dipol gain, 192
 - dBi isotropiskt gain, 192
 - dipol gain (dBd), 192
 - Effective Radiated Power (ERP), 192, 281
 - effektivt utstrålad effekt (ERP), 192, 281
 - EIRP, 192, 281
 - ekvivalent isotropiskt utstrålad effekt (EIRP), 192, 281
 - elektrisk förkortning, 191
 - elektrisk förlängning, 191
 - elektrisk längd, 189
 - Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP), 192, 281
 - ERP, 192, 281
 - folded dipol, 190
- fram/backförhållande, 193
- förkortningsfaktor, 189
- förstärkning, 228
- GP, 190, 195, 196
- halvvärdesbredd, 193
- halvvågs, 189, 190
- impedans, 190
- isotropisk, 192
- isotropiskt förstärkning (dBi), 192
- jordplan, 190, 195
- mekanisk längd, 189
- monobandbeam, 196
- multibandbeam, 196
- omvikt dipol, 190
- parabol, 198
- Quad, 190
- reaktans, 191
- resonansfrekvens, 189
- riktantenn, 197
- riktbar dipol, 196
- SHF, 197, 198
- strålningsdiagram, 192
- ström och spänning, 189
- UHF, 197
- VHF, 197
- vinst, 228
- W3DZZ, 190
- yagi-, 190, 196, 197
- Yagi-Uda, 190
- antenner
 - kraftfält, 215
- antennförstärkning, 192, 228, 281
- antennvinst, 192, 228, 281
- anti-aliasing filter, 47
- antivikningsfilter, 47
- använt bandbredd, 303
- APRS, 42
- arbetspunkt, 107
- ARQ, 41
- atmosfäriskt brus, 226
- audio bandwidth, 182
- Audio Frequency Shift Keying (AFSK), 41
- aurora, 225
- Automatic Frequency Control (AFC), 116
- automatisk förstärkningreglering, 165
- avstämningsanordning, 191
- avstörning, 246
 - antennförstärkare, 246
 - avkoppling, 248
 - högpassfilter, 246
 - högtalarledning, 248
 - läggpassfilter, 246
 - nycklingsfilter, 248
 - nätfilter, 246
 - parasitfilter, 248
 - phonofilter, 247
 - skärmning, 248
 - spärrfilter, 246

stub, 246
 sugkretsar, 246
 AX.25, 42
 backward power, reflected power, 236
 bakåtgående effekt, 236
 balanserad blandare, 133
 balanserad signal, 148
 balun, 151, 205
 koaxial, 206
 ringkärna, 206
 band noise, 227
 band reject filter (BR), 99
 bandbredd, 26, 39, 94, 105, 174, 303
 bandbrus, 227
 bandkabel, 203
 bandpass filter, 99
 bandpassfilter, 99
 bandplan, 337
 hf, 337
 uhf, 340
 vhf, 340
 bandspärrfilter, 99
 bandwidth, *se* bandbredd
 Barkhausen elektronrörssformler, 73
 basband, 25, 27, 303
 baskoppling, 106
 batteri, 10, 102, 263, 264
 primärarbatteri, 10
 primärärcell, 10
 batterikapacitet, 10
 Baud rate, 39
 Baudot, Emile, 39
 Beat Frequency Oscillator (BFO), 154
 BER, *se* bit error rate
 BFO, 154
 binär fasshift modulation, 38
 binära tal, 297
 bit, 39
 bit error, 40
 bit error rate, 40
 bit rate, 39
 bitfel, 40
 bitfelsdetektion, 41
 bitfelssannolikhet, 40
 blandare, 130
 balanserad, 133
 dubbelbalanserad, 133
 obalanserad, 130
 ring, 133
 spegelfrekvenser, 159
 blandning, 105
 bleeder, 104
 blockering, 244
 blocking, 175
 blockschema, 177
 blomjord, 145
 bonding, 145
 bonding network, 145
 BP, 99
 BPSK, 38
 BR, 99
 brus, 24, 174, 226, 228
 atmosfäriskt, 226
 band, 227
 brusbandbredd, 25
 brusfaktor, 228
 galaktiskt, 226
 gaussiskt, 40
 internt, 227
 Johnson, 24
 NF, 228
 noise factor, 228
 S/N, 227
 signal-brus-förhållande, 227
 termiskt, 24, 226
 vitt, 24
 brusfaktor, 228
 brusmätbrygga, 236
 brusspärr, 168
 byte, 39
 bärväg, 25
 bärvägssstyrd, 168
 båghastighet (ω), 20
 bågmått, 20
 C4FM, 38
 cavity filter, 100
 CE-märkning, 261
 ceramic resonators, 99
 chassijord, 148
 chassijordning, 147
 Clappkoppling, 121
 CM, 150, 247
 Colpittskoppling, 121
 Common Mode (CM), 150, 247
 common mode current, 247
 continuous wave, 120
 convolution, 47
 Costas loop, 38
 coulomb (C), 11
 CQ DX, 274
 CRC, 41
 crystal, 99
 crystal filter, 99
 CTCSS, 168
 cubical quadantenn, 196
 current balun, 150
 CW, 27, 154, 166, 174, 178, 184, 185
 detektor, 116
 DAB, 39
 DAC, 49
 Dataskyddsförordningen, 275
 dB, 43
 effekt, 43
 spänning, 44
 ström, 44
 dBd dipol gain, 192
 dBi isotropiskt gain, 192
 DDS, 143, 169
 demodulator, 116
 detektor, 116
 A1A, 116
 AM, 116
 CW, 116
 F3E, 117
 FM, 116, 117
 Foster-Seeley-diskriminator, 117
 PLL-demodulator, 119
 PM, 116
 räknardiskriminator, 117

slope-detektorn, 117
 SSB, 116
 DFT, 21, 143
 dielektricitet, 54
 dielektricitetskonstant, 189
 dielektrum, 55
 Differential Mode (DM), 150
 differentiell, 150
 differentiell spänningen, 148
 differentiell strömöverföring, 150
 digital modulation, 38, 39
 digital signal processing (DSP), 46, 142
 digital signalbehandling, 46, 142
 digitala filter, 101, 142
 digitala kretsar, 73
 diod, 63

- anod, 64, 69
- backriktningen, 63
- elektronrör, 69
- framriktning, 63
- framspänningsfallet, 63
- framström, 63
- halvledardiod, 63
- inkoppling, 64
- katod, 64, 69
- laserdiod, 65
- LED, 65
- lysdiod, 65
- PANK, 64
- spärrriktningen, 63
- vakuumdiod, 69
- varicap, 65
- zener, 64
- zenereffekt, 63

 dioddetektor, 116
 dipmeter, 237
 dipol gain (dBd), 192
 Direct Digital Synthesis (DDS), 143, 169
 direktblandare, 159, 184
 Discrete Fourier Transform (DFT), 21, 143
 diskret fouriertransform, 143
 distorsion, 107
 DM, 150
 DSP, *se* digital signalbehandling
 DTMF, 168
 dubbelpalanserad blandare, 133
 dubbelsuperheterodyn, 184, 185
 dubbelsuperheterodyn mottagare, 161
 duct, 225
 dummy load, 235
 duplex, 183
 duplexfilter, 183
 DVB-T, 39
 DVB-T2, 39
 DX expedition, 274
 dämpad svängning, 119
 död zon, 223

Edisoneffekten, 70
 Effective Radiated Power (ERP), 192, 281
 effekt, 8, 43

- dB, 43
- Peak Envelope Power (PEP), 113, 232
- PEP, 113
- toppvärdes, 113

 effektiv-värde, 40

effektivititet, 182
 effektivt utstrålad effekt (ERP), 192, 281
 effektivvärde, 19
 effektutveckling i resistorer, 53
 EHF, 224
 EIRP, 192, 281

- ekvivalent isotropiskt utstrålad effekt (EIRP), 192, 281

 Electromagnetic Interference (EMI), 244
 Electromagnetic Susceptibility (EMS), 244
 elektrisk cell, 10
 elektrisk effekt, 8
 elektrisk fältstyrka, 12
 elektrisk förkortning, 191
 elektrisk förlängning, 191
 elektrisk laddning, 5, 11
 elektrisk längd, 189
 elektrisk potential, 11
 elektrisk resonanskrets, 215
 elektrisk spänning, 6
 elektrisk ström, 7
 elektriska fält, 11

- skärmning, 12

 elektriskt arbete, 9
 elektriskt fält (E), 251
 elektromagnetiska fält, 13, 15, 16
 elektromagnetiska fält (EMF), 251
 elektromotorisk kraft (EMK), 10, 57
 elektron, 5
 elektronrör, 69

- Barkhausen formler, 73
- diod, 69
- Edisoneffekten, 70
- likriktarverkan, 70
- pentod, 70
- tetrod, 70
- triod, 70

 elnätet, 260
 elsäkerhet, 80
 EMC, 243

- apparater, 243
- förordning, 243
- lag, 243
- störningar, 243

 EME, 42, 225
 EMF, 251

- akuta biologiska effekter, 252
- allmänna råd, 252
- beräkning, 254
- distans, 254
- egenkontroll, 256
- intermittensfaktor, 254
- kabeldämpning, 254
- medeoeffekt, 254
- modulationsfaktor, 253
- referensvärdet, 252
- utvärdering, 253, 256

 EMI, 244
 emitterkoppling, 106
 EMK, 10, 57
 EMS, 244
 energi, 43
 enheter

- ampere (A), 7
- baud (Bd), 39
- coulomb (C), 11
- farad (F), 55

henry (H), 59
 hertz (Hz), 21
 joule (J), 9
 ohm (Ω), 8, 51
 sample (S), 47
 tesla (T), 15
 volt (V), 6
 voltampere (VA), 8
 watt (W), 8
 Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP), 192, 281
 erf, 40
 ERP, 192, 281
 Error Function (erf), 40
 F-skiktet, 219
 F_1 , 219
 F_2 , 219
 F3E, 140
 detektor, 117
 faltning, 47
 farad (F), 55
 fasackumulator, 143
 fasbrus, 183
 fasförskjutning, 21
 kondensator, 56
 fasläge, 19
 faslåstloop, 179
 fasmodulation, 25, 35, 140
 fasskift modulation
 2-PSK, 38
 4-PSK, 38
 binär, 38
 BPSK, 38
 Fast Fourier Transform (FFT), 143
 FEC, 41
 felrättandekod, 41
 FET, 68
 FFT, 21, 143
 filter, 95
 bandpass (BP), 99
 bandspärr (BR), 99
 digitala, 142
 FIR, 142
 frekvensfilter, 95
 frekvensgång, 95
 helix, 100
 högpass (HP), 95
 IIR, 142
 kavitet, 100
 läggpass (LP), 95
 Pi-filter, 100
 T-filter, 101
 FIR, 142
 fjärrfält, 251
 flytande, 147
 FM, *se* frekvensmodulation
 detektor, 116, 117
 Foster-Seeley-diskriminatör, 117
 PLL-demodulator, 119
 räknardiskriminatör, 117
 slope-detektorn, 117
 FM-detektor, 116
 FM-diskriminatör, 117
 folded dipol, 190, 194
 formelsurran, 9
 forward power, *se* framåtgående effekt
 Foster-Seeley-diskriminatör, 117
 FOT, 220
 fotoresistor, 52
 Fourier
 DFT, 143
 Discrete Fourier Transform (DFT), 21
 Fast Fourier Transform (FFT), 21
 FFT, 143
 Fourieranalys, 21
 Fouriertransform (FT), 21
 invers Fouriertransform (IFT), 21
 inverse Discrete Fourier Transform (IDFT), 21
 inverse Fast Fourier Transform (IFFT), 21
 Fourier, Joseph, 21
 Fourieranalys, 21
 Fouriertransform, 143
 Fouriertransform (FT), 21
 FPGA, 46
 fram/backförhållande, 193
 framåtgående effekt, 236
 FreeDV, 43
 frekvens, 21, 189
 frekvensblandare, 130
 frekvensblandning, 154
 frekvensdeviation, 34, 174, 182
 frekvenseffektivitet, 26
 frekvensgång, 95, 105
 frekvensmodulation, 25, 34, 38, 140, 166, 174, 184, 185
 frekvensmultiplicering, 109, 177
 frekvensräknare, 236
 frekvensskiftsmodulation, 38
 frekvensstabilitet, 128, 169, 181
 frekvenstolerans, 303
 frequency multiplication, *se* frekvensmultiplicering
 frequency response, 95
 Frequency Shift Keying (FSK), 38, 41, 42
 fresnelzon, 228
 FSK, 38, 41, 42
 FSK441, 42
 FT8, 42
 full duplex, 183
 fädning, 223
 fälteffekttransistor, 68
 fältstyrkemätare, 235
 färgmärkning, 53
 kapacitans, 53
 resistor, 53
 förkortningsfaktor, 189
 förlustvinkel, 56
 förselektning, 169
 förselektion, 169
 förstärkare, 105
 bandbredd, 105
 baskoppling, 106
 emitterkoppling, 106
 förstärkning, 105
 HF, 105
 kollektorkoppling, 106
 LF, 105
 PEP-effekt, 113
 slutsteg, 111
 förstärkning, 105
 linjäritet, 113
 utstyrningskontroll, 115
 förstärkningsfaktor
 transistor, 68

G3E, 140
 gain, 105
 galaktiskt brus, 226
 galvanisk förbindelse, 61
 galvanisk isolation, 145, 148
 Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK), 38
 gaussian noise, 40
 gaussiskt brus, 40
 Gaussiskt filter, 38
 GDPR, 275
 gemensam, 150
 gemensam spänning, 148
 gemensam strömöverföring, 150, 247
 gemensam överföring, 247
 GFSK, 38
 glättning, 104
 GMDSS, 270
 GMT, 267
 GP-antenn, 190, 195, 196
 Graetz-brygga, 102
 grayline, 223
 grundton, 21
 grundämnen, 5
 grålinjeutbredning, 223
 hallresistor, 52
 halv duplex, 183
 halvledardiod, 63
 halvledare, 6

- dopning, 6
- intrinsisk, 6
- ledningsförmåga, 6
- N-ledning, 6
- P-ledning, 6

 halvvärdesbredd, 193
 halvvågsantenn, 189, 190, 194
 halvvågslikriktning, 102
 Hamming-koder, 41
 handstilar, 288
 Hartleykoppling, 121
 heat dissipation, 79
 heat transfer, 80
 heatpipe, 80
 helixfilter, 100
 helvågslikriktning, 102
 hembyggd elektronik, 261
 henry (H), 59
 Herakleia, 13
 hertz, 21
 HF, 21, 307
 HF-förstärkare, 105
 highpass filter, 95
 hjärt- och lungräddning, 259
 HLR, *se* hjärt- och lungräddning
 HP, 95
 Huth-Kügnkoppling, 121
 högpassfilter, 95, 246
 högspänningstransformator, 62
 högsta användbara frekvens, 220
 I/Q modulation, 38
 IARU, 277
 IBM, 147
 IC, 75
 icke-joniserande strålning, 251
 ICNIRP, 251
 IDFT, 21
 IFFT, 21
 IIR, 142
 impedans, 89

- anpassning, 46
- antenn, 190
- resonanskrets, 93
- transformator varvtal, 62

 impedansanpassning, 46, 191
 impedansomslättning, 61, 62
 impedanstransformator, 61, 62
 In phase (I), 38
 induktans, 57
 induktiv reaktans, 59
 induktor, 56, 57

- fasforskjutning, 59
- magnetiskt kopplade, 85
- parallellkopplade, 85
- seriekopplade, 85

 informationsmängd, 39
 informationsöverföringskapacitet, 39
 inre resistans, 231
 inspelning, 275
 integrerad krets, 75
 integrerada kretsar, 75
 interferens, 244
 intermittensfaktor, 254
 intermodulation, 175, 176, 244
 International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), 251
 Internationella Amatörradiounionen (IARU), 277
 Internationella Teleunionen (ITU), 279
 interntbrus, 227
 invers Fouriertransform (IFT), 21
 inverterande grind, 73
 isolation, 145

- galvanisk, 145

 isolator, 6, 145
 isolerad jordning, 147
 isotropisk antenn, 192
 isotropisk förstärkning (dBi), 192
 ITU, 279
 ITU Radioreglemente (ITU RR), 279
 ITU RR, 279
 J3E, 29, 140, 154, 155
 produktdetektor, 116
 Johnson noise, 24
 joniserande strålning, 251
 jonosfära, 218
 jonosfärrskikt, 218

- black out, 219
- D-skiktet, 219
- E-skiktet, 219
- F-skiktet, 219
- höjd till skikt, 219
- sporadiska E-skiktet, 219

 jord

- blomjord, 145
- brum, 146–148
- chassi, 147
- flytande, 147
- jordnät, 145
- jordpotential, 145
- loop, 148
- nolla, 145

sammankopplad, 148
 skyddsjord, 145
 stjärn-, 146
 jordbrum, 146–148
 jordfelsbrytare, 263
 jordloop, 148
 jordning, 145
 isolerad, 147
 jordnät, 145
 jordplanantenn, 190, 195
 jordpotential, 145
 joule (J), 9
 Joules lag, 9
 JT65, 38, 42
 JT6M, 42
 JT9, 38, 42
 kabelförluster, 228
 kalibreringsoscillator, 235
 kallödning, 80
 kantvåg, 21
 kapacitans, 54
 dielektrum, 55
 dimension, 55
 reaktans, 55
 kapacitansdiod, 125
 kapacitiv reaktans, 55
 katod, 69
 kavitetsfilter, 100
 keramiska resonatorer, 99
 keyed operated xmitter (KOX), 184
 Kirchhoffs lagar, 8
 Kirchhoffs spänningsslag, 8
 Kirchhoffs strömlag, 8
 klass A, 107, 140
 klass AB, 107
 klass B, 107
 klass C, 109, 140
 koaxialkabel, 201
 kolfilmresistor, 52
 kollektorkoppling, 106
 kondensator, 54
 fasförskjutning, 56
 läckström, 56
 parallellkopplade, 84
 reaktans, 55
 seriekopplade, 85
 standardiserade värden, 56
 konduktivitet, 6
 halvledare, 6
 isolator, 6
 ledare, 6
 konstlast, 235
 kontinuerlig svängning, 120
 konvektion, 80
 konverter, 163
 konvolution, 47
 korrigeringskod, 41
 korsmodulation, 175, 176
 kortslutning, 11
 kortslutningsström, 11
 KOX, 184
 kraftaggregat, 102
 glättning, 104
 spänningssubbling, 104
 spänningshöjning, 104
 spänningsstabilisering, 104
 switchaggregat, 104
 kraftfält, 215
 elektrisk resonanskrets, 215
 kraftförsörjning, 102
 kraftkällor, 11
 parallellkopplade, 11
 seriekopplade, 11
 kristall
 övertonskristall, 123
 kristalldetektor, 153
 kristallfilter, 99
 kristalloscillator, 123
 kritisk frekvens, 219
 kritisk vinkel, 219, 223
 kryptering, 275
 kvadratur-amplitudmodulation, 39
 kvadratur-modulering, 38
 kvantisering, 47
 kvartskristall, 99
 kylfläns, 80
 laddningsmängd, 55
 LARMA, 271
 laserdiod, 65
 LC-krets, 90, 92
 parallellkopplad, 90
 seriekopplad, 92
 LC-oscillator, 120
 LDR, 52
 LED, 65
 ledare, 6
 ledningsbunden störning, 147
 LEK, 243, 275, 281
 LF-detektering, 244
 LF-förstärkare, 105
 likriktning, 102
 Graetz-brygga, 102
 halvvågs, 102
 helvågs, 102
 linear time-invariant filter, 47
 linjärt tidsinvariant filter, 47
 LiPo-batteri, 264
 Lithos herakleia, 13
 litiumbatteri, 264
 ljudbandbredd, 182
 ljusberoende resistor, 52
 ljushastighet, 16, 189
 ljuvvågor, 16
 LNA, 228
 loggbok, 283
 lokaloscillatortfrekvens, 169
 Lower Side Band, 140, 182, 303
 Lowest Usable Frequency (LUF), 221
 lowpass filter, 95
 LP, se lågpassfilter
 LSB, se Lower Side Band
 LTI, 47
 LUF, 221
 lysdiod, 65
 läckström, 56
 längsta användbara frekvens, 221
 länkbudget, 227
 lågpassfilter, 95, 246
 lågvärmesystem, 62
 Magnes, 13

Magnesia, 13
 Magnetes, 13
 magnetfältberoende resistor, 52
 magnetisk flödestäthet, 15
 magnetisk fältstyrka, 15
 magnetisk koppling
 induktorer, 85
 magnetiska fält
 skärmning, 15
 magnetiskt flöde, 15
 magnetiskt fält (H), 251
 magnetism, 13
 mantelström, 151
 markvåg, 222
 massaresistor, 51
 match, 191
 Maximum Usable Frequency (MUF), *se* högsta användbara frekvens
 Maxwell, 215
 MAYDAY, 269
 mechanical filter, 99
 Meissnerkoppling, 120
 mekanisk längd, 189
 mekanisk resonator, 99
 mekaniskt filter, 99
 metallfilmresistor, 52
 metalloidresistor, 52
 meteoriter, 42
 meteorscatter, 225
 MF-bandbredd, 171, 174
 MF-skift, 171
 mittmatad halvvågsantenn, 194
 mixer, 130
 mixing, 105
 modulation, 25, 138
 modulationsdjup, 182
 modulationsfaktor, 253
 modulationsindex, 34, 182
 modulatorer, 138
 modulerad signal, 25
 modulerande signal, 25
 modulerande signaler, 26
 momentanvärde, 19
 monobandbeam, 196
 morsealfabetet, 288
 MOSFET, 68
 mottagare, 153
 AGC, 165
 AM, 171
 automatisk förstärkningsreglering, 165
 brus, 174
 brusspärr, 168
 CW, 154, 174
 direkt frekvensblandare, 154
 dubbelsuperheterodyn, 161
 egenskaper, 168
 FM, 174
 förselektion, 169
 intermodulation, 176
 konverter, 163
 korsmodulation, 176
 kristall, 153
 MF-bandbredd, 171, 174
 närselektion, 169
 panorama, 163
 rak, 153
 S-meter, 168
 selektion, 159
 selektivitet, 169
 signalkänslighet, 174
 signalstyrkemätare, 168
 spiegelfrekvenser, 169
 squelch, 168
 SSB, 155, 171
 super, 161
 superheterodyn, 161
 transverter, 165
 mottagningskonverter, 163
 mottaktskopplat slutsteg, 111
 MUF, *se* högsta användbara frekvens
 multibandbeam, 196
 multimeter, 234
 månstuds, 225
 Möller-Dellinger-effekten, 219
 NAND-gate, 75
 NF, 228
 noise factor, 228
 nolla, 145, 146
 nonlinearity, 182
 NOR-gate, 75
 norrsken, 225
 NOT-gate, 73
 notch, 183
 NPN-transistor, 66
 NTC, 52
 NVIS, 218
 nycklingsfilter, 248
 Nyquist-Shannons samplingsteorem, 39, 47
 nyquistfrekvens, 47, 143
 NÖDANROP, 269
 närfält, 228, 251
 närselektion, 169
 nätfilter, 246
 nödanrop, 269
 nödfrekvens, 269, 270
 nödsignaler, 269
 nödtrafik, 270
 nödvändig bandbredd, 303
 obalans, 151
 antennsystem, 151
 mantelström, 151
 obalanserad blandare, 130
 OCXO, 169
 odämpad svängning, 120
 ohm (Ω), 8, 51
 Ohms lag, 8
 olinjäritet, 182
 olinjära resistorer, 52
 omgivande temperatur, 80
 omsändning, 41
 omväkt dipol, 190, 194
 op-amp, 77
 operationsförstärkare, 77
 optimal trafikfrekvens, 220
 OR-gate, 74
 OSCAR, 226
 oscillator, 92, 119
 bandspridning, 122
 Clappkoppling, 121
 Colpittskoppling, 121

frekvensinställning, 122
 Hartleykoppling, 121
 Huth-Kügnkoppling, 121
 kristalloscillator, 123
 LC, 120
 Meissnerkoppling, 120
 självsvängningsvillkoret, 120
 spänningssyrd, 125
 stabilitet, 128
 syperheterodyn-VFO, 124
 Thomsons formel, 92
 Tuned-Grid-Tuned-Platekoppling, 121
 variabel frekvens, 120
 VCO, 125
 VFO, 120, 123, 125
 XO, 123
 oscilloskop, 238
 PA, 143
 PAM, 37
 panoramamottagare, 163
 parabolantenn, 198
 parallellkopplad LC-krets, 90
 parallellkoppling
 induktorer, 85
 kondensatorer, 84
 resistorer, 83
 parallellresonans, 93
 paritet, 41
 pass filter, *se* passfilter
 passband, 159
 passband-tuning, 171
 passfilter, 99
 path loss, 228
 PCM, 47
 Peak Envelope Power (PEP), 113, 232
 pentod, 70
 PEP, 113, 232, 281
 PEP-effekt, 113
 period, 20
 periodtid (T), 20
 permeabilitet, 15, 59
 permeabilitetetskonstant, 189
 phase accumulator (PA), 143
 Phase Locked Loop (PLL), 125, 179
 phasemodulation (PM), 140
 Pi-filter, 100
 pile-up, 274
 Plinius, 13
 PLL, 125, 169, 179, 185, 186
 demodulator, 119
 programmerbar, 126
 PLL-demodulator, 119
 PM, 35, 140
 detektor, 116
 PM-detektor, 116
 PNP-transistor, 68
 polarisation, 194
 horisontell, 194
 vertikal, 194
 polarisationsdämpning, 194
 polarsken, 225
 polspänning, 10
 potenser, 295
 PPM, 37
 praktiska råd för självbyggaren, 261
 prefixomvandling, 333
 produktdetektor, 116
 PSK31, 42
 PTC, 52
 PTS, 279
 PTSFS 2020:5, 281
 Pulse Code Modulation (PCM), 47
 pulsmodulation, 25, 37
 push-pull amplifier, 111
 PWM, 37
 Q-faktor, 94
 induktör, 60
 Q-kod, 267
 Q-värde, 99
 QAM, 39
 QRK, 267
 QRM, 267
 QRN, 267
 QRO, 267
 QRP, 267
 QRS, 267
 QRT, 267
 QRU, 267
 QRV, 267
 QRX, 267
 QRZ, 267
 QSA, 267
 QSB, 267
 QSL, 267
 QSO, 267
 QSY, 267
 QTC, 267
 QTH, 267
 QTR, 267
 quadantenn, 190, 196
 Quadrature (Q), 38
 quadrature modulation, 38
 quantize, 47
 quartz crystal, 99
 radianer, 20
 Radioamatörens hederskod, 275
 radioanläggning, 243
 radioreglemente, 279
 radiostation, 279
 radiovågor, 17
 böjning, 218
 diffraction, 218
 dämpning, 218
 egenskaper, 216
 reflexion, 218
 refraction, 218
 utbredning, 216
 rak mottagare, 153
 rak sändare, 177
 rar DX, 274
 reaktans, 89
 antenn, 191
 induktiv, 59
 kapacitiv, 55
 Receiver Incremental Tuning (RIT), 184
 rectifier, 102
 Reed-Solomon (RS), 41
 reflektor, 218
 relativa permeabiliteten, 59

repeater, 168, 225
resistans, 8, 51, 89
 inre, 10
resistivitet, 51
resistor, 51
 -nät, 52
 effektutveckling, 53
 foto-, 52
 Hall-, 52
 kolfilm-, 52
 LDR, 52
 ljusberoende, 52
 magnetfältberoende, 52
 massa-, 51
 metallfilm-, 52
 metalloid-, 52
 NTC, 52
 Ohms lag, 8
 olinjär, 52
 parallelkopplade, 83
 PTC, 52
 seriekopplade, 83
 spänningsberoende, 52
 standardiserade värden, 53
 temperaturberoende, 52
 temperaturkoefficient, 52
 tjockfilm-, 52
 trädlindad, 52
 tunnfilm-, 52
 variabel, 53
 VDR, 52
resistornät, 52
resonans
 impedans, 93
 parallelkrets, 93
 seriekrets, 93
resonansfrekvens, 189
resonanskrets, 92
resonator, 99
 mekanisk, 99
RF bandbredd, 182
RF-choke, 150
riktantenn
 elementlängd, 197
riktbar dipolantenn, 196
ringblandare, 133
RIT, 184
RMS, *se* Root Mean Square
Root Mean Square, 40
RR, 279
RTTY, 41
rymdväg, 222
räknardiskriminatör, 117

S-meter, 168
S/N, 227
sammankopplad jordning, 148
sample (S), 47
sample rate, 47
sampling, 47
samplingsperiod, 47
samplingstakt, 47
SAR, 252
satellit, 226
SDR, *se* Software Defined Radio
Second operator, 273

selektion, 159
selektivitet, 169
seriekopplad LC-krets, 92
seriekoppling
 induktorer, 85
 kondensatorer, 85
 resistorer, 83
serieresonans, 93
SHF, 224
sidband, 182, 303
 undre, 182
 övre, 182
signal-brus-förhållande, 227
signaljord, 147
signalkänslighet, 174
signalstyrkemätnare, 168
simplex, 183, 185
SINAD, 174
Single Side Band (SSB), 29, 140
självinduktion, 57
sked, 224
skin-effect, 60
skip zone, 223
skipavstånd, 223
skyddsjord, 145, 146, 148
skyddstransformator, 62
slope-detektorn, 117
slutsteg, 111
 mottaktskopplat, 111
SN, 174
snedstämning, 171
Software Defined Radio, 46
solaktivitet, 221
 11-års cykel, 221
 flares, 221
 korona, 221
 solflux, 221
 solfläckar, 221
 solfläckstal, 221
solflux, 221
solfläckstal, 221
SOS, 269
spartransformator, 61
Specific Absorption Rate (SAR), 252
specifik resistans, 51
spegelfrekvenser, 159, 169, 182
spektrumanalysator, 163
splatter, 182, 183
split, 183, 274
sporadiska E-skiktet, 219
sporadiskt E, 225
spurios, 183
spänning, 6
 dB, 44
spänningsberoende resistor, 52
spänningsdelning, 83
spänningsstabilisering, 104
spänningsstyrd oscillator, 125
spänningstransformator, 61, 62
spärrfilter, 246
spärrkrets, 99
squelch, 168
SSB, 29, 140, 155, 166, 171, 178, 185
 detektor, 116
 linjäritetskontroll, 113
produktdetektor, 116

- övermodulation, 183
 SSM, *se* Strålsäkerhetsmyndigheten (SSM)
 SSTV, 42
 Standing Wave Ratio, 236
 stationsdagbok, 283
 stjärnjordning, 146
 storsignallegenskaper, 175
 strålning
 icke-joniserande, 251
 joniserande, 251
 strålningsdiagram, 192
 Strålsäkerhetsmyndigheten (SSM), 251
 ström, 7
 dB, 44
 strömbalun, 150, 151
 strömförlopp, 8
 strömkrets, 8
 strömmätning, 231
 strömshunt, 231
 strömttransformator, 61
 stub, 246
 ståendevåg, 191
 ståendevåg-förhållande (SVF), 236
 ståendevågmeter, 236
 stående våg, 204
 störning, 243
 av sändare, 245
 avstörningslåda, 244
 avstörningsmetoder, 246
 blockering, 244
 digital-TV, 245
 interferens, 244
 intermodulation, 244
 LF-apparater, 246
 LF-detektering, 244
 PM, 244
 radiomottagning, 245
 skadlig, 243
 tillåten, 243
 TV-mottagning, 245
 subton, 168
 sugkrets, 99
 sugkretsar, 246
 super, 161
 superheterodyn
 VFO, 124
 superheterodyn mottagare, 161, 162
 SVF, 205, *se* ståendevåg-förhållande (SVF)
 svängningskrets, 92
 svävningston, 154
 switchaggregat, 104
 SWR, *se* Standing Wave Ratio
 SWR-meter, *se* ståendevågmeter
 symbol, 39
 B magnetisk flödestäthet, 15
 C kapacitans, 54
 E elektrisk fältstyrka, 12
 G_{ant} antennförstärkning, 192
 H magnetisk fältstyrka, 15
 I ström, 7
 L induktans, 59
 P effekt, 8
 Q laddning, 11, 55
 R resistans, 8, 51
 R_θ termisk resistans, 80
 T periodtid, 20
 T_A ambient temperature, 80
 U spänning, 6
 V spänning, 6
 W energi, arbete, 9
 X_L induktiv reaktans, 59
 X_c kapacitiv reaktans, 55
 Φ magnetiskt flöde, 15
 ε₀ dielektricitetskonstanten, 54
 ε_r relativa dielektricitetskonstanten, 54
 λ våglängd, 16
 μ permeabilitet, 15
 μ₀ permeabilitetskonstanten, 59
 μ_r relativa permeabiliten, 59
 ω vinkelhastighet, 20
 φ fasläge, 19
 ρ resistivitet, 51
 c ljushastighet i vakuum, 16
 e elementarladdning, 11
 f frekvens, 21
 i momentan ström, 19
 m modulationsindex, 34
 t tidpunkt, 19
 u momentan spänning, 19
 v vågutbredningshastighet, 16
 Q qualityfactor, 94
 symbol rate, 39
 symboltakt, 39
 säkerhetsresistor, 104
 säkringar, 263
 sändare, 177
 π-filter, 191
 CW, 178
 frekvensmultiplicering, 177
 impedansanpassning, 191
 match, 191
 PLL, 179
 rak, 177
 SSB, 178
 utgångsfilter, 177
 sändningsslag, 25, 26
 sändtagare, *se* transceiver
 särjordning, 263
 T-filter, 101
 T/R 61-02, 281
 take-off vinkel, 218
 talstyrd sändning, 185
 TCP, 41
 TCXO, 169
 telefoni, 178
 telegrafi, 154
 temperaturberoende resistor, 52
 temperaturinversion, 225
 temperaturkoefficient i resistor, 52
 temperaturkompenserad, 169
 termisk resistans, 80
 termiskt brus, 24, 226
 tesla (T), 15
 tetrod, 70
 Thomsons formel, 92
 tidsdiskret, 47
 tilldelat frekvensband, 303
 tjockfilmsresistor, 52
 TNC, 42
 tonöppning, 168
 topp-till-toppvärde, 19

toppvärde, 19
 toppvärdeseffekt, 113
 transceiver, 183
 CW, 184, 185
 FM, 184, 185
 PLL, 185, 186
 SSB, 185
 transformator
 högspänning-, 62
 impedans-, 61, 62
 impedansomställning, 61, 62
 lägspänning-, 62
 skydds-, 62
 spar-, 61
 spänning-, 61, 62
 ström-, 61
 varvtalsomställning, 61
 transistor, 66
 FET, 68
 fälteffekt, 68
 förstärkningsfaktor, 68
 NPN, 66
 PNP, 68
 transitor
 MOSFET, 68
 transmissionsledning, 198, 208
 avståmd, 200
 bandkabel, 203
 effektförlust, 205
 hastighetsfaktor, 203
 impedans, 203
 koaxial, 201
 kortsluten, 209
 oavståmd, 201
 stående våg, 204
 SVF, 205
 vågledare, 203
 öppen, 209
 transverter, 165
 trioden, 70
 troposcatter, 42
 troposfären, 224, 225
 trådlindad resistor, 52
 Tuned-Grid-Tuned-Platekoppling, 121
 tunnfilmresistor, 52
 tystnadsplikt, 275
 ugnskompenserad, 169
 UHF, 224
 UKV, 224
 undre sidband, 182
 Union Radio-Scientifique Internationale (URSI), 221
 Upper Side Band (USB), 140, 182
 URSI, 221
 ursigram, 221
 USB, 140, 182, 303
 UTC, 267
 uteffekt, 182
 begränsning, 243
 utgångsfilter, 177
 utgångsimpedans, 182
 utsläckning, 183
 vagabonderande jordström, 148
 vakuumdioden, 69
 vakuumtrioden, 70
 valenselektron, 5
 variabla resistorer, 53
 varicap, 65, 125
 varvtalsomställning, 61
 VCO, 125
 VDR, 52
 vektorer, 21
 verkningsgrad, 46
 VFO, 123, 125
 VHF, 224
 vikning, 47
 vinkelhastighet (ω), 20
 vinkelmodulation, 32, 140
 vitt brus, 24
 Voice Operated Xmitter (VOX), 185
 volt (V), 6, 10
 voltampere (VA), 8
 VOX, 185
 vridspoleinstrument, 234
 vägförlust, 228
 värmearring, 80
 värmelämnning, 80
 värmeytveckling, 79
 våghastighet, 189
 vågledare, 203
 vågpolarisation, 17
 vågutbredning, 15, 215, 222, 224
 1,8 MHz, 224
 10 MHz, 224
 14 MHz, 224
 18 MHz, 224
 21 MHz, 224
 24 MHz, 224
 28 MHz, 224
 3,5 MHz, 224
 7 MHz, 224
 Aurora, 225
 död zon, 223
 EHF, 224
 EME, 225
 fäding, 223
 grayline, 223
 kortvåg, 222
 kritisk vinkel, 223
 markvåg, 222
 meteorscatter, 225
 månstud, 225
 propagation forecasts, 221
 rymdvåg, 222
 SHF, 224
 skip zone, 223
 skipavstånd, 223
 sporadiskt E, 225
 temperaturinversion, 225
 troposcatter, 225
 UHF, 224
 VHF, 224
 vågutbrednings
 förutsägelser, 221
 vågutbredningsförutsägelser, 221
 vågutbredningshastighet, 16
 W3DZZ-antenn, 190
 watt (W), 8
 Wheatstones brygga, 84, 236
 white noise, 24

WHO, *se* World Health Organization (WHO)

Wi-Fi, 39

World Health Organization (WHO), 251

WSJT, 42

WSPR, 42

XNOR-gate, 75

XO, 123

XOR-gate, 75

Yagi-Uda, 190

yagiantenn, 190, 196, 197

yteffekt, 60

zenerdiod, 64

ändmatat halvvågsantenn, 194

åska, 265

ömsesidig induktans, 85

övermodulation, 183

överton, 21, 190

övertongskristall, 123

övre sidband, 182

KonCEPT för amatörradiocertifikat täcker allt man behöver veta för att avlägga prov för amatörradio-certifikat. Materialet kan användas för studier på egen hand eller i grupp på en radioklubb.

Grunden är de av Post- och telestyrelsen (PTS) angivna kraven, vilka baseras på den internationellt erkända CEPT HAREC-kavställningen. Detta ger en gedigen grund att stå på. Boken beskriver även saker som inte strikt behövs inför själva provet, men som kan vara av stort värde för den aktive sändaramatören.

Denna uppdaterade upplaga har genomgått en grundlig översyn och inkluderar även nyskrivet material.

ISBN 978-91-86368-23-4



A standard EAN-13 barcode representing the ISBN 978-91-86368-23-4. The barcode is composed of vertical black bars of varying widths on a white background. Below the barcode, the numbers 9 789186 368234 are printed in a small font.