

FYS1210

Robin A. T. Pedersen

May 15, 2016

Contents

1 Forord	6
2 Acknowledgments	6
3 Uke 3 - Introduksjon	6
3.1 Elektrisitet	7
3.1.1 Ladning	7
3.1.2 Strøm	7
3.1.3 Spennin	8
3.2 Leder og isolator	9
3.2.1 Komponenter	9
3.2.2 Ledere	9
3.3 Ohms lov	10
3.4 Serie- og parallellkobling	10
3.4.1 Seriekobling	10
3.4.2 Parallellekobling	10
3.5 Kirchhoff	11
3.5.1 Kirchhoffs lov om strømmer	11
3.5.2 Kirchhoffs lov om spenninger	11
3.5.3 Spenningsdeler	11
3.6 Superposisjon	12
3.6.1 Eksempel	12
4 Uke 4 - Fysikalsk elektronikk	14
4.1 Thevenins Teorem	14
4.1.1 Last-analyse	14
4.1.2 Eksempel	15
4.1.3 Nortons Teorem	16
4.2 Spenningskilder - Batterier	16
4.2.1 Virkemåte	16
4.2.2 Maksimal effektoverføring	17
4.2.3 Motstand og temperatur	18
4.3 Fysikalsk elektronikk	18

4.3.1	Valensbånd	18
4.3.2	Ledningsevne	19
4.3.3	Eksitasjon	20
4.4	Doping	20
4.4.1	n-type	21
4.4.2	p-type	21
4.5	Vekselstrøm	22
4.5.1	Begreper	22
4.5.2	Root mean square	22
4.6	DC-Offset	23
4.7	Pulser	23
4.7.1	Begreper	23
4.7.2	Firkantbølge fra sinusbølger	24
5	Uke 5 - Kondensatorer	26
5.1	Kondensatorer	26
5.1.1	Beskrivelse	26
5.1.2	Virkemåte og symbol	26
5.1.3	Formler og enheter	27
5.2	Kondensatorer i kretser	28
5.2.1	DC- og AC-kretser	28
5.2.2	Reaktanse	30
5.2.3	Impedans	30
5.2.4	RC-kretser	30
5.3	Frekvensfilter	33
5.4	Dioder	35
6	Uke 6 - Dioder	36
6.1	Kovalente bindinger	36
6.1.1	Diamantstruktur	36
6.1.2	Ledning i rene halvledere	36
6.2	Doping	37
6.2.1	Pentavalent	37
6.2.2	Trivalent	37
6.3	PN-Junction	37
6.3.1	Diffusjon	37
6.3.2	Sperresjikt	38
6.3.3	Forward bias	39
6.3.4	Reverse bias	39
6.4	Dioder	40
6.4.1	Ideell karakteristikk og Bulk resistance	40
6.4.2	Temperatureffekt	41
6.4.3	Eksempel	41
6.4.4	Ulike typer dioder	42
6.5	Anvendelse av dioder	42
6.5.1	Powersupply	43

6.5.2	Likeretter	43
7	Uke 7 - Bipolar Junction Transistorer (BJT)	44
7.1	Oppbygning	44
7.2	Virkemåte	46
7.2.1	Operasjonsmodi	46
7.2.2	Cutoff modus	46
7.2.3	Metning	47
7.2.4	Aktiv	48
7.2.5	Modi-kvadrant	48
7.3	Karakteristikk	48
7.3.1	Strøm	48
7.3.2	Virkeområde	49
8	Uke 8 - Transistorforsterkere og småsignalmodeller	50
8.1	Universal Bias	50
8.1.1	Lastlinje	50
8.2	Småsignalmodellen	51
8.2.1	Transkonduktans - Steilhet	52
8.2.2	Dynamisk inngangsresistans	52
8.3	Spenningsforsterkning	53
9	Uke 9 - Effektforsterkere og FET	54
9.1	Kort repetisjon av uke8	54
9.1.1	Forsterker	54
9.1.2	Emitterfølger	55
9.2	Effektforsterkere	55
9.2.1	Klasse A	56
9.2.2	Klasse B	57
9.2.3	Klasse AB	58
9.2.4	Klasse C	59
9.2.5	Klasse D	59
9.3	Field Effekt Transistor	61
9.3.1	To typer	61
9.3.2	JFET	62
9.3.3	MOSFET	62
9.3.4	CMOS	65
9.4	Logic Gates	66
9.4.1	NOT, AND og OR	66
9.4.2	Andre typer	66
9.4.3	Sannhetstabell (truth table)	67

10 Uke 10 - Digitale kretsfamilier	67
10.1 Kretsfamilier (Logic families)	67
10.1.1 NMOS	68
10.1.2 DTL	70
10.1.3 TTL	70
10.2 Kombinatoriske kretser	71
10.2.1 Binær addisjon	71
10.2.2 Adders	71
10.3 Sekvensielle kretser	73
10.3.1 Latches	73
10.3.2 Dekoder / Enkoder	75
10.3.3 ROM	77
11 Uke 11 - Flip-flops og operasjonsforsterkere	78
11.1 Flip-flopper	78
11.1.1 JK flip-flop	78
11.1.2 Master/Slave flip-flop	79
11.1.3 Binære tellere	79
11.1.4 Dekadeteller	80
11.1.5 Registere	81
11.2 Op-amp	81
11.2.1 Integrated Circuits	81
11.2.2 Op-amp	82
11.2.3 Tre viktige parametere	82
11.2.4 Inverterende Forsterker	83
12 Uke 12	84
12.1 Påskeferie	84
13 Uke 13	84
13.1 Påskeferie	84
14 Uke 14 - Anvendelse av OpAmp	84
14.1 Virtuelt nullpunkt	84
14.2 Ikke-inverterende forsterker	85
14.3 Integratorkobling	85
14.4 Addisjon med OpAmp	86
14.5 Differensial forsterker	87
14.6 Eksponentiell forsterker	88
14.7 Logaritmisk forsterker	88
14.8 Frekvensforløp	88
15 Uke 15 - Aktive Frekvensfiltre m/OpAmper	89
15.1 Enheter	90
15.1.1 Slew Rate	90
15.1.2 Common-mode Rejection Ratio	90

15.2 Aktive Frekvensfiltre med Operasjonsforsterkere	90
15.2.1 Parametre	90
15.2.2 Typer	91
15.3 Implementasjoner	92
15.3.1 Lavpass (Butterworth)	92
15.3.2 Lavpass (Butterworth 2. orden)	93
15.3.3 Høypass (Butterworth)	94
15.3.4 Høypass (Butterworth 2. orden)	94
15.3.5 Båndpass (Kombinerer høypass/lavpass)	95
15.3.6 Notch/Båndstopp	96
15.4 Tilbakekobling (feedback)	97
16 Uke 16 - Feedback, Millereffekt, Oscillatører	97
16.1 Feedback	97
16.2 Millereffekt	98
16.3 Oscillatører	99
16.3.1 Faseskift-oscillatører	100
16.3.2 Wien brigde-oscillatører	100
16.3.3 Avstemte oscillatører	102
16.3.4 Krystall-oscillatører	102
17 Uke 17 - Signalbehandling	103
17.1 Spenningsforskjell	104
17.1.1 Komparator	104
17.1.2 Shmitt-trigger	104
17.2 Digital/Analog	105
17.2.1 R-2R	105
17.2.2 OpAmp Addisjon	105
17.3 Analog/Digital	105
17.3.1 Samplingstteorem	105
17.3.2 Sample-Hold	106
17.3.3 Counting A/D	106
17.3.4 Successive Approximation A/D	107
17.3.5 Flash konverter	108
18 Uke 18 - Signalbehandling fortsatt	109
18.1 Sampling	109
18.1.1 Begreper	109
18.1.2 Delta-sigma konverter	109
18.2 Multivibratorer	109
18.2.1 Astabil	109
18.2.2 Monostabil	110
18.2.3 Bistabil	110
18.3 Sensorer	110
18.3.1 Definisjon	110
18.3.2 Presisjon vs nøyaktighet	110

19 Uke 19 - Spenningsregulator og Radio	111
19.1 Spenningsregulator	111
19.1.1 Serie-regulator	111
19.1.2 Shunt-regulator (parallel)	112
19.2 Radio	112
19.2.1 Amplitude-modulasjon	112
19.2.2 Frekvens-modulasjon	113
19.2.3 Faseskift-modulasjon	114
20 Uke 20	114
21 Uke 21	114
22 Uke 22	114
23 Uke 23	114

1 Forord

Dette dokumentet er hovedsaklig skrevet for meg selv. Som et forsøk på å tvinge hjernen min til å behandle all informasjonen inneholdt i pensum.

Kanskje kan den bli nyttig for andre hvis man ikke girer å lese hele læreboka, eller det kan brukes som oppsummering før eksamen.

Jeg har kanskje vært litt lat og utålmodig på visse deler. Organiseringen i dette dokumentet er basert på kapittelindelingen i læreboka og forelesningsfoylene, og er derfor suboptimal. Mine evner strekker ikke langt nok til å gjøre noe med det.

Så, bjørn med meg.

Se etter feil og rapporter dem hvis du girer.

2 Acknowledgments

Takk til Dawid Kuleczko som skrev noen av seksjonene, Kai Morgan Kjølerbakken vår foreleser, labveileder Ivar Bruvik Martins, og ElDat.

3 Uke 3 - Introduksjon

- Kap. 1, s.27-40
- Kap. 3, s.76-77
- Kap. 4, s.97-118
- Kap. 5, s.131-141
- Kap. 7, s.194-203

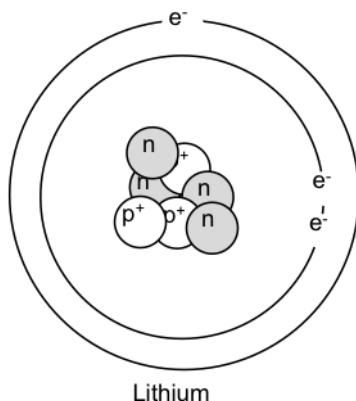
3.1 Elektrisitet

3.1.1 Ladning

Atomet

Vi vet fra ungdomsskolen at atomer består av protoner, nøytroner og elektroner. Elektronene e^- er negativt ladet og protonene p^+ positivt. Protoner og nøytroner er i atomets kjerne, mens elektronene ligger i ”yttre skall”.

Et ion er et atom med enten flere elektroner enn protoner, eller motsatt. Hvis det er flertall av elektroner kalles ionet negativt ladet.



Bohr model of Lithium (Li)

Enhet

SI enheten for ladning er Coulomb (C).

$$1 \text{ C} = 6.24 \times 10^{18} \text{ e}$$

Hvor e står for elementærladning, den elektriske ladningen til et proton.

Ladning er rett og slett en egenskap en partikkel kan ha som spiller en rolle i elektromagnetisk kraft.

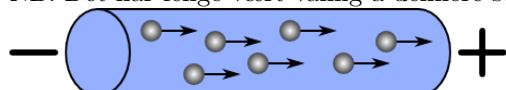
3.1.2 Strøm

Frie elektroner i bevegelse

Hvis et elektron slipper løs fra et atom kan det bevege seg fra et atom til et annet. Når slike ”frie elektroner” beveger seg gjennom en ledning har vi det som kalles elektrisk strøm.

Strømretningen er definert som den retningen elektronene beveger seg. Altså fra negativ til positiv.

NB! Det har lenge vært vanlig å definere strømretningen motsatt fra dette.



Enhet

Strøm måles etter hvor mange ladninger som passerer et punkt i løpet av et sekund. SI enheten for strøm er Ampere (A) $1 \text{ A} = \text{C/s}$

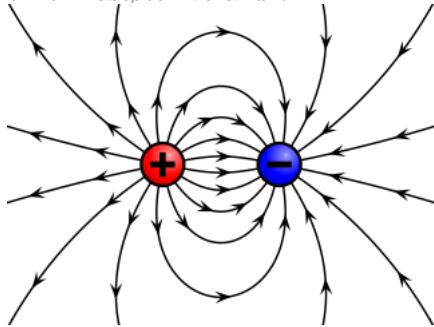
AC/DC

AC, alternating current, vekselstrøm ”skifter retning” med en gitt frekvens.
DC, direct current, likestrøm har kun én retning.

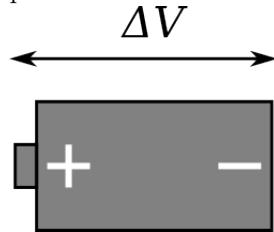
3.1.3 Spenning

Potensiale

Negativt ladde partikler har en tiltrekkende kraft og positive partikler har en frastøtende kraft. Hvis du plasserer en negativ og en positiv partikkel ved siden av hverandre vil de bli tiltrukket av hverandre. På samme måte vil to like partikler frastøte hverandre.



Et batteri har en negativ og en positiv pol. Det vil være potensiale for en elektromagnetisk kraft som trekker de ladde partiklene mot hverandre. Dette potensialet er hva som kalles spenning.



Enhet

SI enheten for spenning er volt (V) $1 \text{ V} = \text{J/C}$
Hvor J står energienheten Joule og C er Coulomb.

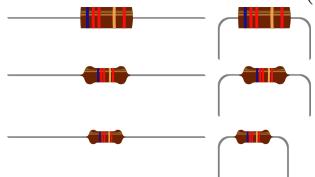
3.2 Leder og isolator

3.2.1 Komponenter

Motstand

En motstand, også kalt resistor, er en komponent som begrenser strømmen. Tenk på det som en kran du skrur igjen for å begrense antall elektroner som flyter forbi. Det refererer også til et stoffs begrensede ledningsevne.

Motstand noteres som R (for resistance) og måles i ohm Ω .



Kondensator

En kondensator (engelsk: capacitor) er litt som et batteri, fordi den lagrer elektrisk energi.



Spole

En spole (engelsk: inductor) motstår forandring i strøm. Det er likheter mellom funksjonen til en spole og en kondensator, men måten de fungerer på er forskjellig. Mer om både kondensator og spole i senere kapitler.

3.2.2 Ledere

Leder

Ledere er materialer med liten motstand. Gode eksempler på ledere er metaller med et enslig elektron i sitt ytterste skall. Da er det lettere for elektroner å eksitere fra valensbåndet opp til ledningsbåndet. I disse materialene er det et mindre energigap mellom disse energibåndene.

Isolator

Isolatorer leder ikke strøm (ved mindre du *virkelig* påfører strøm). Kjennetegnet for isolatorer er at de har ekstremt høy motstand.

Halvleder

En halvleder har egenskaper midt i mellom ledere og isolatorer. De leder strøm dårligere enn ledere, men ikke så dårlig som isolatorer. Halvledere brukes bla. i transistorer og dioder og gjorde integrerte kretser mulig.

3.3 Ohms lov

Kort fortalt: Mer spenning gir mer strøm! Mer motstand gir mindre strøm.

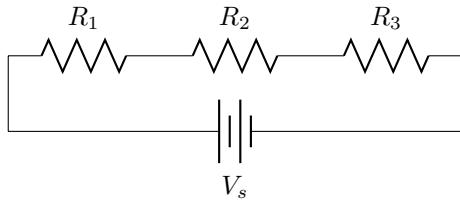
Finere fortalt: Elektrisk strøm er direkte proporsjonal med spenning og omvendt proporsjonal med motstand.

$$U = R \cdot I$$

U = spenning R = motstand I = strøm

3.4 Serie- og parallelkobling

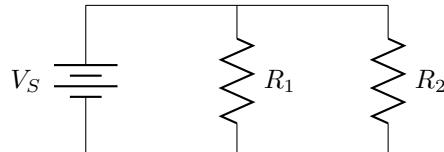
3.4.1 Seriekobling



I denne kretsen er 3 motstander koblet sammen i serie. Den totale motstanden i en seriekobling er gitt ved:

$$R_{total} = R_1 + R_2 + \dots + R_n$$

3.4.2 Parallelkobling



Den totale motstanden i en parallelkobling gis via den *inverse* av totalen.

$$\frac{1}{R_{total}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

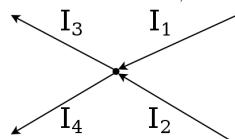
Tilfellet med kunn to motstander kan forenkles.

$$R_{total} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

3.5 Kirchhoff

3.5.1 Kirchhoffs lov om strømmer

Summen av strømmene rundt et knutepunkt er null. Eller sagt annerledes, summen av strømmene inn er lik summen av strømmene ut.

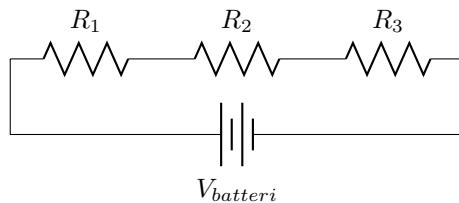


$$I_1 + I_2 = I_3 + I_4$$

3.5.2 Kirchhoffs lov om spenninger

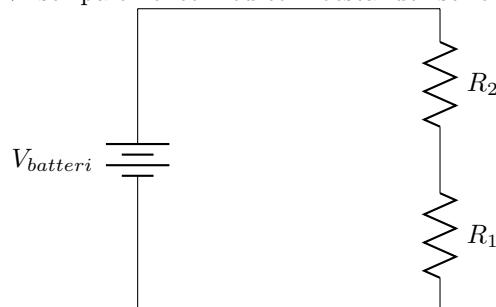
Summen av alle spenningene i en krets er null.

$$V_{batteri} = V_1 + V_2 + V_3$$



3.5.3 Spenningsdeler

Vi ser på tilfellet med to motstander seriekoblet til et batteri.



Hva er spenningen V_1 over motstanden R_1 ?

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{batteri}$$

Du kan tenke på det som dette:
 Hvor stor del av kaka tar R_1 ? sin rettferdige andel: $\frac{R_1}{R_1+R_2}$
 Hvor mye kake er det egentlig? $V_{batteri}$

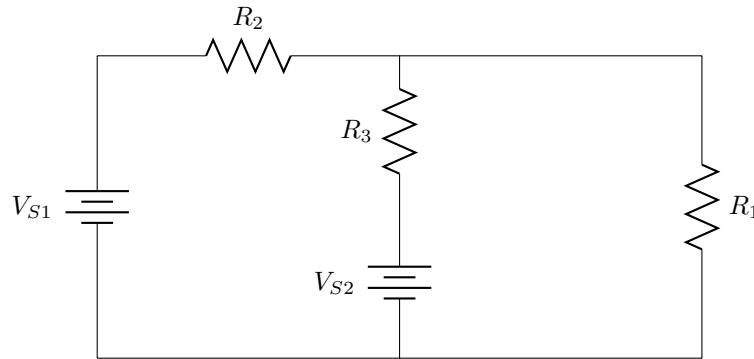
3.6 Superposisjon

Superposisjonsprinsippet brukes til å finne verdier i kretser med mer enn én spenningskilde. For å finne spenningen rundt en komponent ser man på bidraget fra én spenningskilde om gangen. Når bidraget fra alle kildene er funnet, legger man det sammen for å få totalverdien.

3.6.1 Eksempel

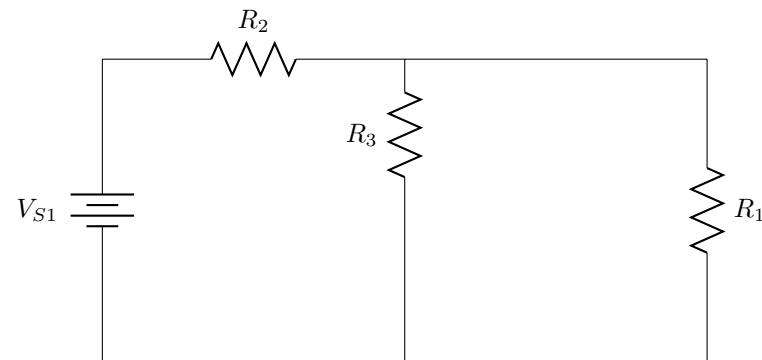
Krets med to spenningskilder

$$V_{S1} = 15 \text{ V}, \quad V_{S2} = 3 \text{ V}, \quad R_1 = R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$$

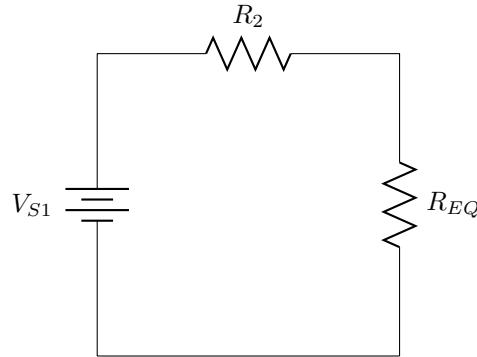


I denne kretsen er det to spenningskilder som begge bidrar til å skape spenning V_1 rundt motstanden R_1 .

Bidrag fra første spenningskilde



Vi later som den ene spenningskilden V_{S2} ikke eksisterer og regner ut bidraget fra V_{S1} .



Motstandene R_1 og R_3 danner en parallellkobling som vi kan betrakte som én motstand R_{EQ} .

Siden R_1 og R_3 er parallellkoblet får man R_{EQ} via den *inverse*.

$$\frac{1}{R_{EQ}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}$$

Eller, siden det bare er to motstander, via forenklingen.

$$R_{EQ} = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} = \frac{1 \cdot 1}{1 + 1} = \frac{1}{2}$$

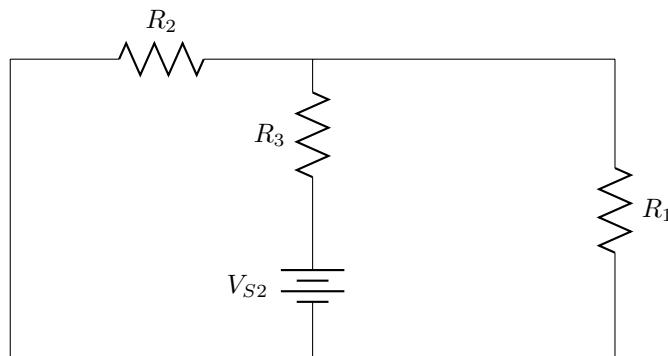
Spenningen over R_1 vil være den samme som over R_3 , fordi de er parallellkoblet. Det er den samme spenningen som over hele R_{EQ} .

Siden vi vil finne spenningen over R_1 holder det da å regne ut spenningen over R_{EQ} .

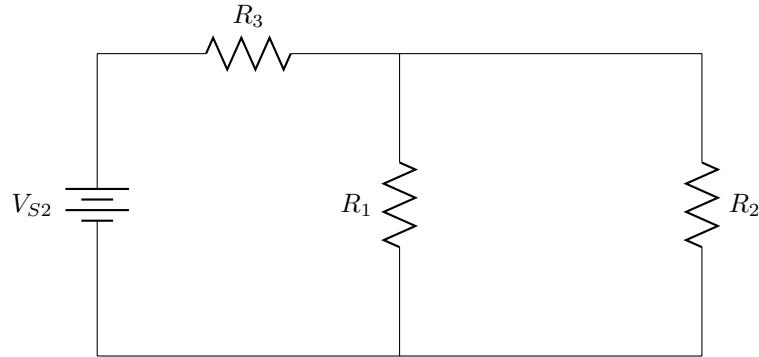
$$V_{EQ} = V_{1(S1)} = \frac{R_{EQ}}{R_{EQ} + R_2} \cdot V_{S1} = \frac{\frac{1}{2}}{\frac{1}{2} + 1} \cdot 15 = 5 \text{ V}$$

$V_{1(S1)}$ er da den delen av spenningen V_1 forårsaket av V_{S1} .

Bidrag fra andre spenningskilde



Denne gangen later vi som V_{S1} ikke eksisterer.



Tegnet på en annen måte ser vi at R_1 og R_2 også danner en parallelkkobling. Den kan vi betrakte som R_{FQ} og regne ut på samme måte.

Totalmotstanden til R_{FQ} gis på samme måte som ista.

$$R_{FQ} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2}$$

Spenningen over R_{FQ} er lik spenningen over R_1 som er lik spenningen over R_2 .

$$V_{FQ} = V_{1(S2) = \frac{R_{FQ}}{R_{FQ} + R_3} \cdot V_{S2}} = \frac{\frac{1}{2}}{\frac{1}{2} + 1} \cdot 3 = 1 \text{ V}$$

Total spenning!

Nå som vi har regnet ut begge bidragene $V_{1(S1)}$ og $V_{1(S2)}$ kan vi legge dem sammen og få den totale spenningen V_1 .

$$V_1 = V_{1(S1)} + V_{1(S2)} = 5 + 1 = 6 \text{ V}$$

4 Uke 4 - Fysikalsk elektronikk

Kap. 7, s.203-217

Kap. 9, s.247-279

Kap. 12, s.364-382

Kap. 13, s.389-413

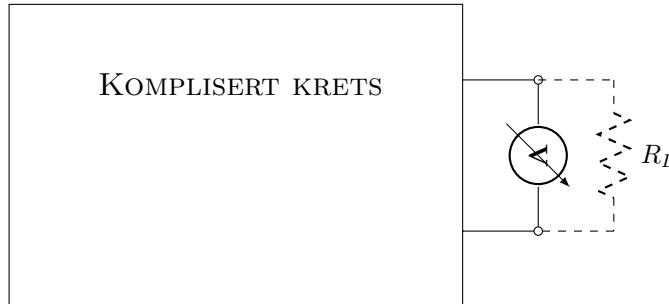
Kap. 15, s.462-500

Kap. 16, s.510-528

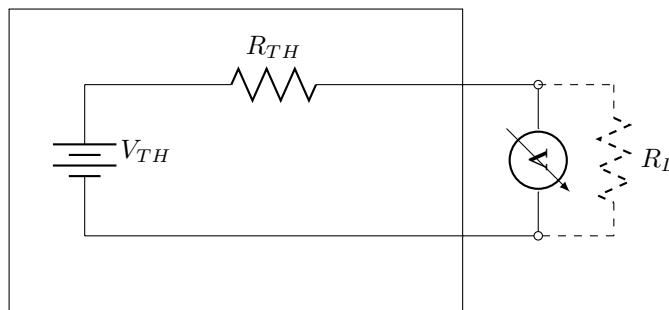
4.1 Thevenins Teorem

4.1.1 Last-analyse

Thevenins teorem er en regneteknikk hvor du kan betrakte noe komplisert som noe enkelt. Det brukes som regel for å regne på forskjellig last uten å måtte regne ut hele kretsen på nyt.



Alle topoede, lineære nettverk (krets)...

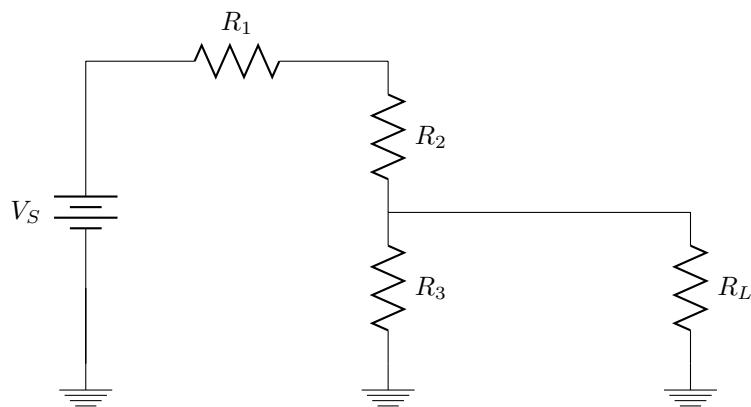


...kan erstattes med en spenningskilde V_{TH} og en motstand R_{TH} .

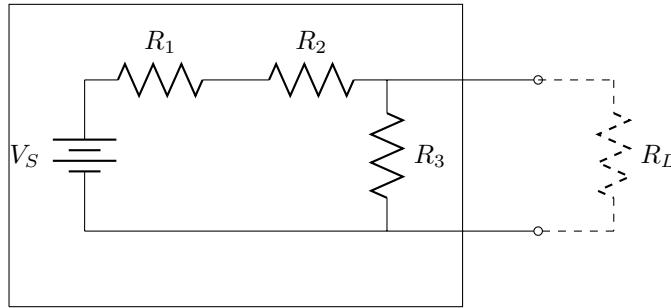
V_{TH} =Spenningen over polene uten last.

R_{TH} =Motstand over polene når alle spenningskilder er kortsluttet og alle strømmer brutt.

4.1.2 Eksempel



Denne kretsen kan skrives om til å ligne på beskrivelsen av Thevenin ovenfor.



Vi regner ut V_{TH} :

Spanning målt over polene uten last, tilsvarer å måle spenning rundt R_3 .
(Husk at R_1 og R_2 står i serie)

$$V_{TH} = V_3 = \frac{R_3}{(R_1 + R_2) + R_3} \cdot V_S$$

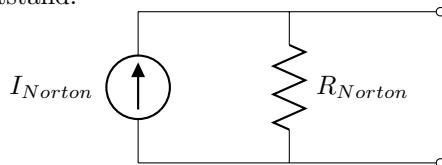
Vi regner ut R_{TH} :

Motstand over polene når spenningskilder er kortsluttet, blir som å betrakte kretsen som en parallelkkobling.

$$R_{TH} = \frac{(R_1 + R_2)R_3}{(R_1 + R_2) + R_3}$$

4.1.3 Nortons Teorem

Nortons teorem bygger videre på thevenins teorem. Det sier at enhver krets, uansett hvor kompleks, kan representeres med en strømkilde i parallel med en motstand.



4.2 Spenningskilder - Batterier

4.2.1 Virkemåte

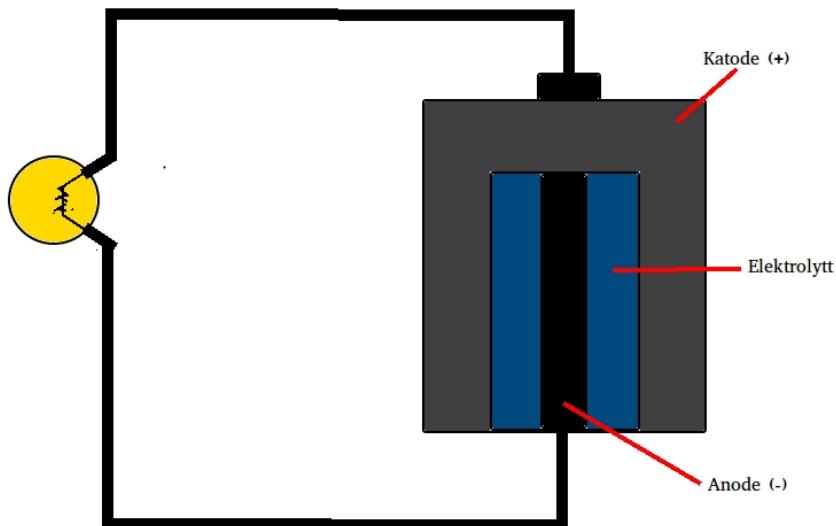
Pensum I fys1210 er å kunne beskrive hvordan et batteri fungerer.

Batterier deles i to grupper: oppladbare batterier og engangsbatterier. I fys1210 skal vi se nærmere på engangsbatterier.

Det finnes mange typer engangsbatterier som blant annet: Sink-karbon batterier, alkaliske batterier og lithium batterier. Men de fleste batteriene er bygget reeltivit likt:

Et batteri består av to elektroder, en anode som er negativ ladet og en katode som er postiv ladet. I tillegg har batteriet en elektrolytt som skiller disse fra hverandre. Dette er ofte en væske eller gele som kun leder ioner, men ikke elektroner.

Når man da kobler noe til batteriet, f.eks. en diode, slik at det blir en lukket krets så vil det oppstå en kjemisk reakjon der elektroner fra anoden beveger seg over til katoden. Akkurat som vist på tegningen.



4.2.2 Maksimal effektoverføring

Ideell spenningskilde

En perfekt spenningskilde vil ha like stor spenning hele tiden, uavhengig av hvor mye strøm den leverer. I virkeligheten vil dette ikke være sant for en reell spenningskilde.

Strømmen ut av en spenningskilde vil påvirkes av kildens indre motstand (tenk thevenin). Eksempel på indre motstand:

Lommelyktbatteri: 1 til $10\ \Omega$.

Bilbatteri: 0.01 til $0.004\ \Omega$.

Maximum power!

Effekten P fra en spenningskilde maksimaliseres når man kobler på en lastmotstand som er *lik* kildens indre motstand.

$$R_L = R_I$$

Effekt er gitt ved ligningen

$$P = \frac{U^2}{R}$$

4.2.3 Motstand og temperatur

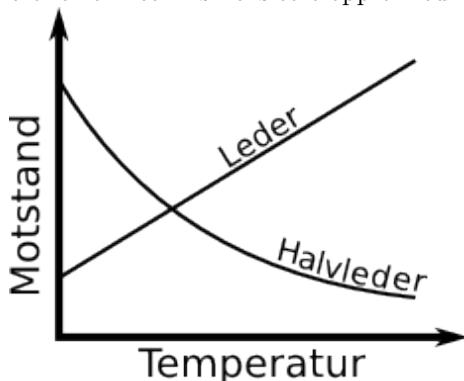
Motstand og ledningsevne påvirkes av temperaturforandring.

Ledere:

Motstanden i en leder har en positiv temperaturkoeffisient og *øker* med temperaturen. Det er fordi elektronene kolliderer med hverandre.

Halvledere:

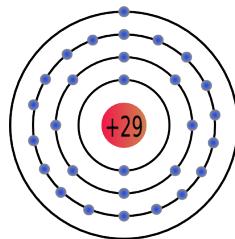
Motstanden har negativ temperaturkoeffisient og motstanden synker fordi elektroner blir termisk eksitert opp til ledningsbåndet.



4.3 Fysisk elektronikk

4.3.1 Valensbånd

Etter Niels Bohrs atommodell ligger elektroner i skall rundt atomkjernen.



Kobberatom med 29 protoner og 29 elektroner.

Skall 1: 2 elektroner

Skall 2: 8 elektroner

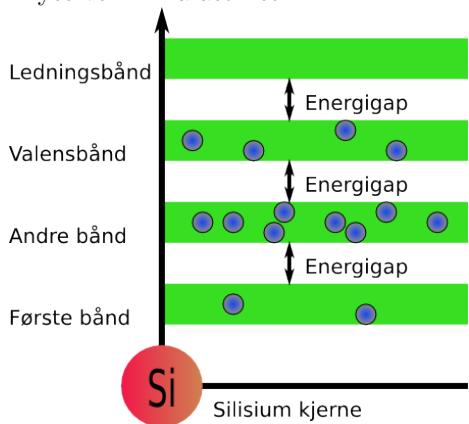
Skall 3: 18 elektroner

Skall 4: 1 elektron

Det ytterste elektronet har en svakere binding til kjernen og gjør at kobber leder strøm så godt.

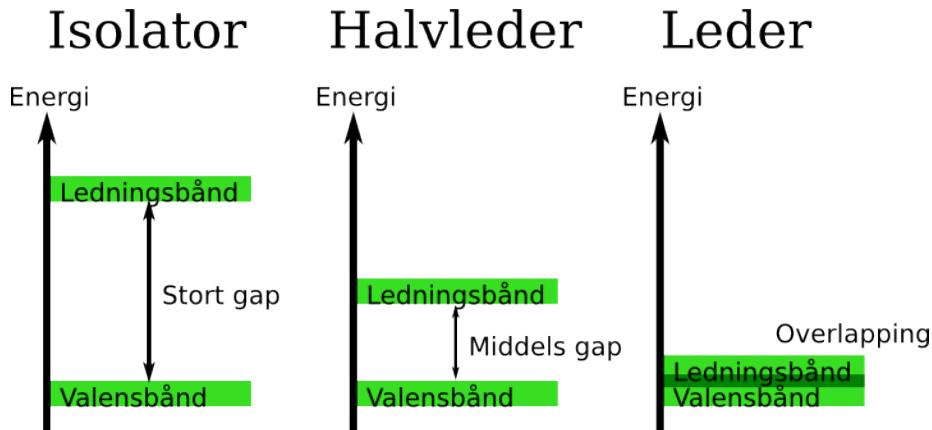
Energigap

Når man ser på de forskjellige energinivåene til disse skallene, kalles de for bånd. Det ytterste av disse båndene heter valensbåndet, og hvis et elektron her blir eksertet vil det komme opp i ledningsbåndet. I ledningsbåndet kan elektronet ”flyte vekk” fra atomet.



4.3.2 Ledningsevne

Energi-gapet mellom valensbåndet og ledningsbåndet kan variere for forskjellige stoffer. Store gap, som gjør det vanskelig for et elektron å nå ledningsbåndet, er karakteristisk for isolatorer. Tilsvarende er gapet mindre i halvledere. Og i ledere er det en overlapp mellom valensbåndet og ledningsbåndet, som gjør at det leder strøm ved romtemperatur.



4.3.3 Eksitasjon

For at elektroner skal hoppe fra valensbåndet, over energigapet, til ledningsbåndet, må det få tilført energi. Energien kan komme fra andre partikler (varme) eller elektromagnetisk stråling (fotoner).

Bølgelengden λ som kreves for å eksisteres av et foton er

$$\lambda = \frac{hc}{E}$$

c = lyshastigheten = 3E8 = målt i meter per sekund m/s

h = plancks konstant = 6.626E-34 = målt i Joule ganger sekund = Js

E = energiforskjell til neste nivå = målt i elektronvolt = eV

Frekvensen f finner man ved

$$f = \frac{c}{\lambda}$$

Og energien E ved

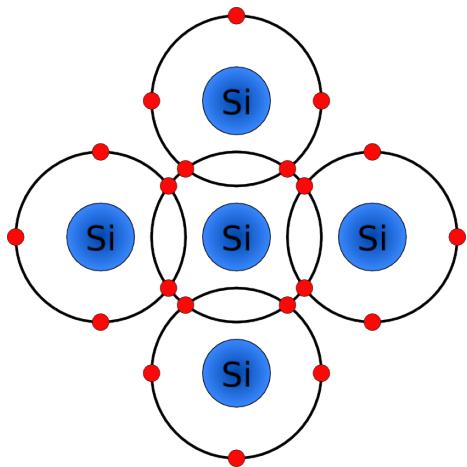
$$E = hf$$

4.4 Doping

Når man f.eks. lager transistorer bruker man dopa halvledere.

Halvledere som karbon, silisium og germanium har 4 valenselektroner som etter oktettregelen danner kovalente bindinger.

oktettregelen:
atomer
"ønsker" å
binde seg til
hverandre
s.a. de får
8 valenselek-
troner

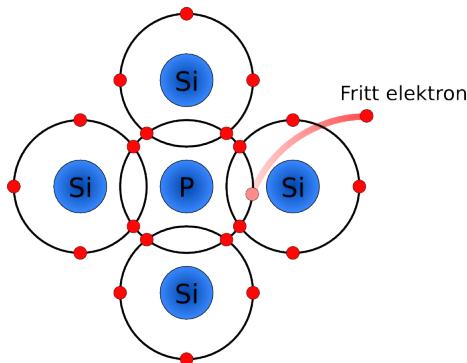


Silisium atomer i diamantstruktur

4.4.1 n-type

For å dope et stoff som ovenfor, tilsetter man atomer med 3 eller 5 valenselektroner.

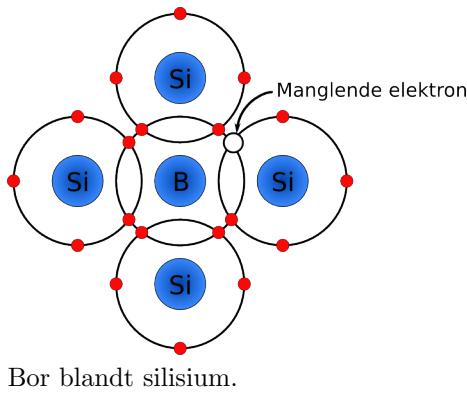
I n-type doping tilsettes atomer med 5 valenselektroner. Slike atomer kalles donor-atomer, da man får et ekstra elektron som kan flytte rundt.



Fosfor blandt silisium.

4.4.2 p-type

Akseptor-atomer med 3 valenselektroner gjør at det er "hull" der det skulle være et elektron. Disse hullene kan "ta imot" elektroner.



Bor blandt silisium.

4.5 Vekselstrøm

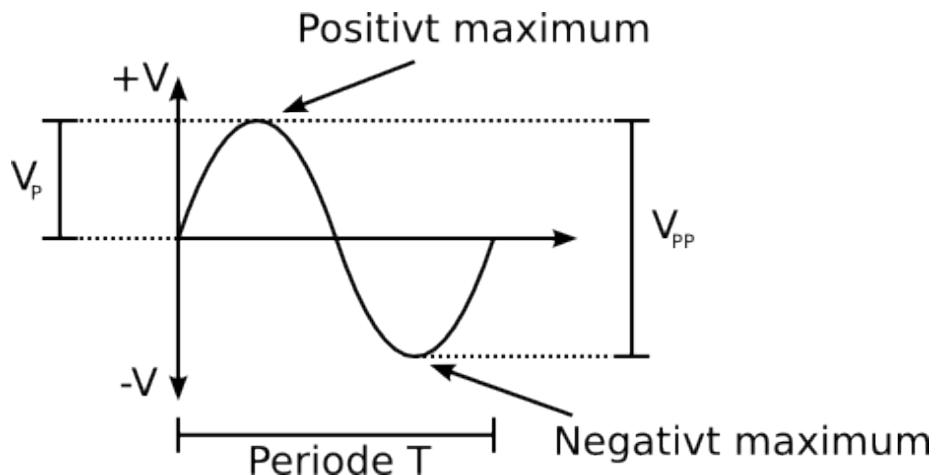
4.5.1 Begreper

Positivt/negativt maksimum: Høyeste verdi i hver retning.

Periode: Tid fra starten av en bølge til starten av neste.

Peak voltage V_P : Den største spenningen målt fra null.

Peak to peak voltage V_{PP} : Spenningen mellom topp og bunn.



4.5.2 Root mean square

RMS brukes for å beregne gjennomsnitt til en AC-krets, eller hva den samme spenningen ville tilsvare i en DC-krets.

For eksempel har vi i norske stikkontakter vekselstrøm på 240 volt rms, med peak voltage på 339 volt. Det vil si at for å få samme effekt med DC må vi ha 240 volt.

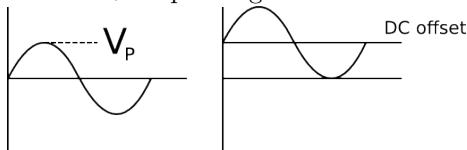
Effektverdi, rms, er gitt ved

$$V_{RMS} = \frac{V_P}{\sqrt{2}}$$

Der V_P er peak verdien i AC-kretsen.

4.6 DC-Offset

I noen systemer er det viktig at ikke strømmen eller spenningen skifter retning. Hvis man har utgangspunkt i vekselstrøm kan man forskyve den ved å legge til en likestrømsspenning minst like sterk som V_P .



4.7 Pulser

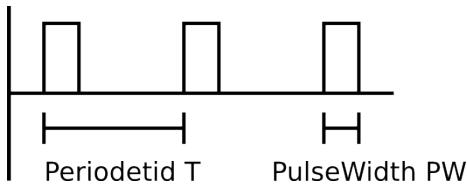
4.7.1 Begreper

Her er noen begreper som brukes om pulstog:

Periodetid T : avstand fra bynelsen av en puls til bynelsen av neste.

PulseWidth PW : avstand fra bynelse til slutt av en puls.

DutyCycle (i prosent): $\frac{PW}{T} \cdot 100$



Uperfekt virkelighet

Firkantbølgen stiger ikke momentant.

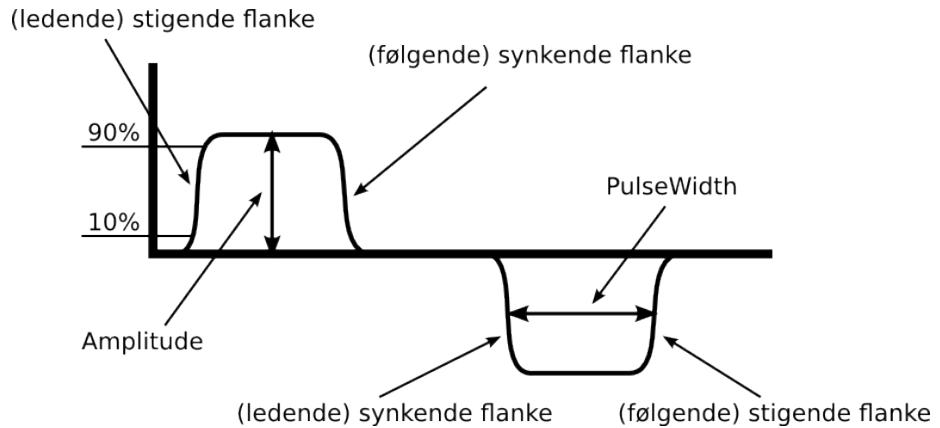
Amplitude: høyeste variasjon i spenning.

PulseWidth: Avstand fra første 50% til neste.

Flanker: Stigning og nedgang.

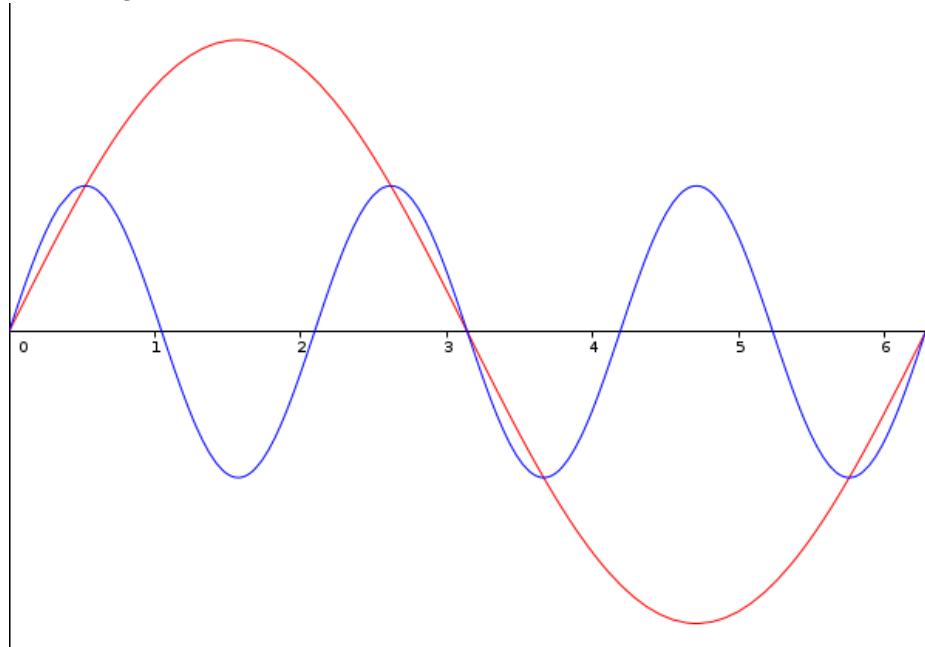
Rise time: Tid fra 10% opp til 90%.

Fall time: motsatt av rise time.



4.7.2 Firkantbølge fra sinusbølger

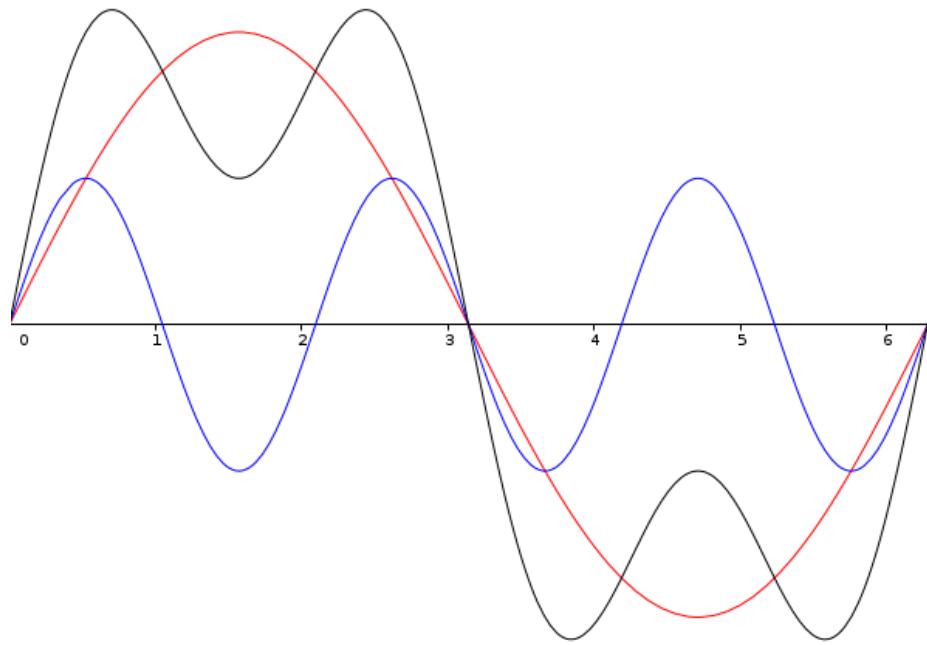
Ved å generere to sinusbølger kan man addere dem sammen for å tilnærme en firkantbølge.



Vi har to funksjoner:

$$a = 2 \sin x$$

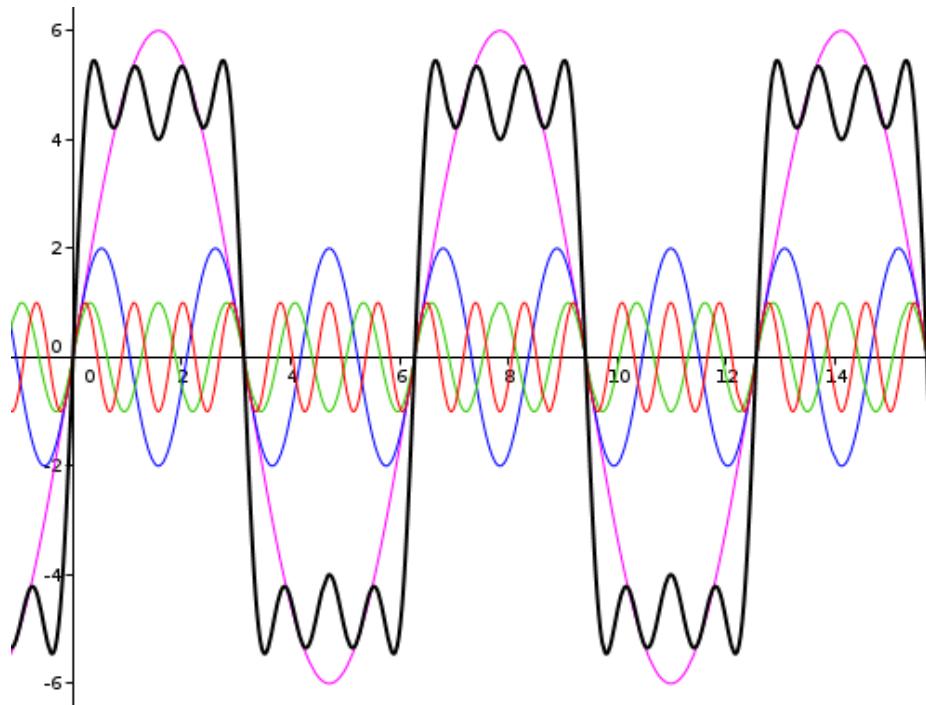
$$b = \sin 3x$$



Lagt sammen blir

$$c = \textcolor{red}{a} + \textcolor{blue}{b}$$

Du kan se at det begynner å ligne på en firkantbølge.



Her er et eksempel med 1, 3, 5 og 7 harmoni.

5 Uke 5 - Kondensatorer

Kap. 12, s.364-382

Kap. 13, s.389-413

Kap. 15, s.462-500

Kap. 16, s.510-528

Kap. 17, s.533-564

Kap. 18, s.574-605

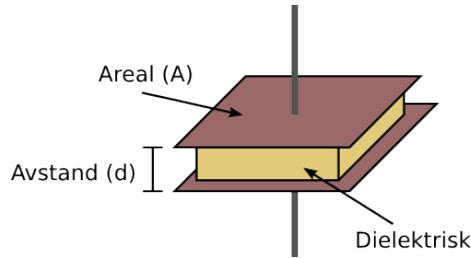
5.1 Kondensatorer

5.1.1 Beskrivelse

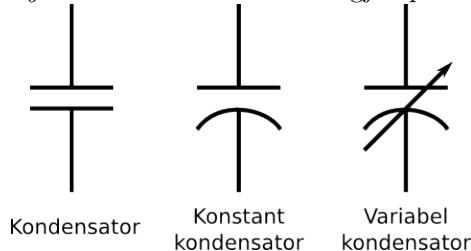
En kondensator (engelsk: capacitor) er en av de mest fundamentale komponentene vi bruker. Dens funksjon er å lagre elektrisk ladning. De brukes bl.a. til lokal energilagring (som et lite batteri), dempe brå forandring av spenning (for å beskytte sårbare komponenter) og signalfiltrering.

5.1.2 Virkemåte og symbol

En kondensator består av to ledende plater med et isolerende materiale (et dielektrisk) i mellom.



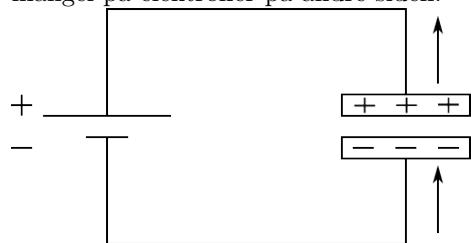
Symbolet for en kondensator gjenspeiler oppbygningen.



Spennin

Når en kondensator kobles til en spenningskilde vil det gå strøm gjennom kretsen. Elektronene strømmer *mot* den ene siden av kondensatoren, og *fra* den andre siden.

Men strømmen blir blokkert av dielektrikumet og går ikke gjennom kondensatoren. I stedetfor samler elektronene seg på den ene siden, og det blir en mangel på elektroner på andre siden.



Man kan tenke på det som om det går to strømmer. En fra negativ pol til kondensatoren. Og en fra kondensatoren mot positiv pol.

Nå er det negative ladninger på den ene siden, og positive på den andre. Det vil si at vi har en spennin over kondensatoren.

5.1.3 Formler og enheter

Kapasitet (C), evnen til å lagre ladning, er gitt ved følgende formel.

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{\text{Ladning}}{\text{Spennin}}$$

Enheten for kapasitet er farad (F).

En 1 farads kondensator ladet med 1 coulomb har en spenning på 1 volt mellom platene.

Kapasiteten til en kondensator er avhengig av arealet til flatene, avstanden mellom dem og dielektrikumet i mellom.

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

C = kapasitet i farad

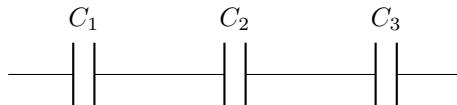
ϵ_0 = permittiviteten til dielektrikumet i vakuum

ϵ_r = relativ permittivitet til dielektrikumet

A = arealet til overflatene til platene

d = avstand mellom platene i meter

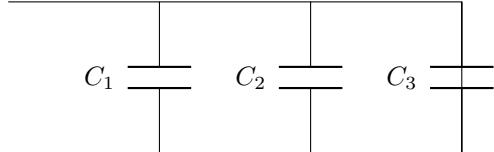
Serie- og parallelkobling fungerer motsatt av hvordan vi er vant med å tenke med motstander. Vi ser på en seriekobling



Den totale kapasiteten er gitt ved.

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

Tilsvarende for parallelkobling



Den totale kapasiteten er gitt ved.

$$C_T = C_1 + C_2 + C_3$$

5.2 Kondensatorer i kretser

5.2.1 DC- og AC-kretser

Kondensator i DC-kretser

En kondensator i en DC krets vil bli ladet opp til det elektriske feltet i kondensatoren kansellerer effekten av det elektriske feltet i spenningskilden. Da vil det ikke gå noe strøm lenger.

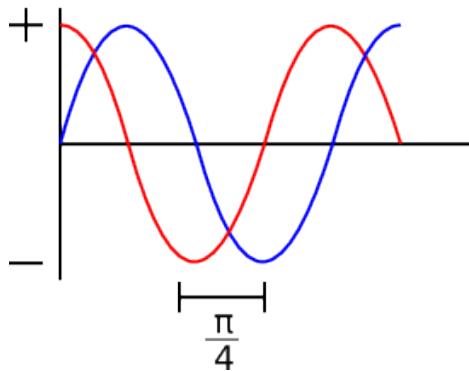
Kondensator i AC-kretser

Strømmen I gjennom en kondensator er proporsjonal med forandring i spenning.

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt}$$

Det vil si at det går mer strøm når spenning forandrer seg mest.

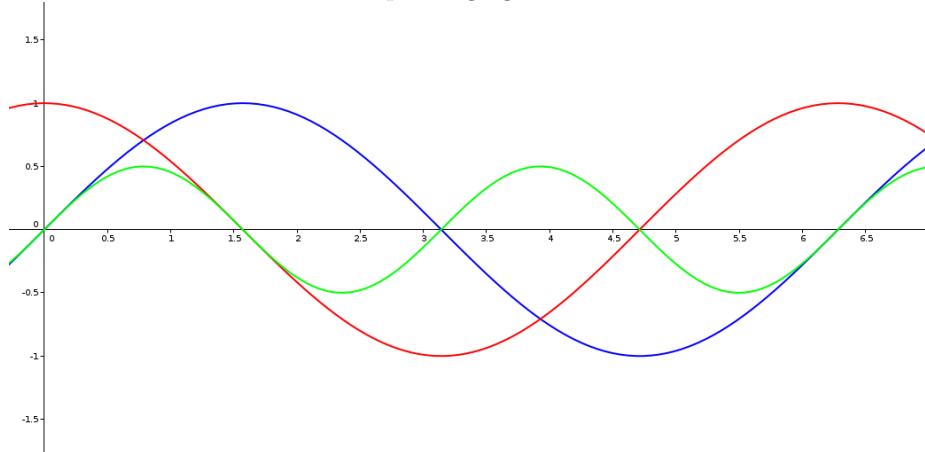
Strøm Spenning



Vi ser at strømmen er størst når spenningen er 0. Det er fordi strømmen er gitt ved den derivert av spenning, og den største forandring i spenning er ved 0.

Husk at **effekt (P)** er gitt ved $P = U \cdot I$.

Vi ser forholdet mellom strøm, spenning og effekt.



5.2.2 Reaktanse

Når en kondensator er i en AC-krets fungerer den som en motstand. Vi kaller denne motstanden reaktans (X_C). Reaktans er gitt ved

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

f = frekvens

C = kapasitet

Vi ser fra dette at motstanden i en kondensator minker når frekvensen øker.

Serie- og parallellekobling

Koblinger med hensyn på reaktans fungerer som med motstander.

Seriekobling

$$X_{CT} = X_{C1} + \dots + X_{Cn}$$

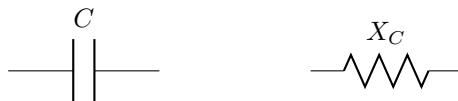
Parallellekobling

$$\frac{1}{X_{CT}} = \frac{1}{X_{C1}} + \dots + \frac{1}{C_{Cn}}$$

5.2.3 Impedans

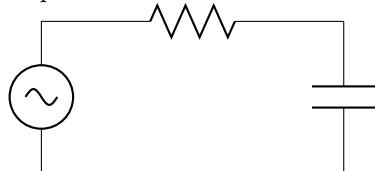
Impedans (Z), fra engelsk impede (å stå i veien for fremgang), er synonymt med motstand. Impedans er den totale motstanden med hensyn på både motstand og reaktans.

I AC-kretser kan man bytte ut kondensatorsymbolt C med en motstand X_C .



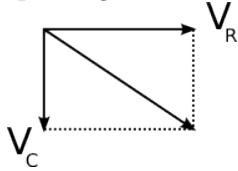
5.2.4 RC-kretser

RC, står for Resistor og Kapasitor (motstand og kondensator). Og en RC-krets er simpelthen kretser som består av motstander og kondensatorer.



Spennin og impedans

Husk at strømmen i en kondensator ligger 90 grader foran spenningen. Det vil si at spenningen over en kondensator ligger forskøvet 90 grader i forhold til spenningen i en motstand. Vektorsummen gir den totale spenningen.



I en krets med en motstand og en kondensator i serie gir dette oss

$$V_T = \sqrt{V_R^2 + V_C^2}$$

Og tilsvarende for impedansen.

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Eksempel

Finn den totale impedansen Z for en seriekoblet motstand, kondensator og vekselstrømkilde.

$$R = 25 \text{ k}\Omega \quad C = 6 \text{ nF} \quad f = 2 \text{ kHz}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-9}} = 13.3 \text{ k}\Omega$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(25 \cdot 10^3)^2 + (13.3 \cdot 10^3)^2} = 28.3 \text{ k}\Omega$$

Tidskonstant

Når en ladet kondensator står i en lukket krets med motstand, vil kondensatoren lade seg ut.



Spenningen U er gitt ved $U = R \cdot I$.

Spenningen til kondensatoren kaller vi V .

Etter kirchhoffs lov om spenninger er summen av alle spenninger i en krets lik null.

$$R \cdot I + V = 0$$

Strøm I er gitt ved

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt}$$

Satt inn for I gir det

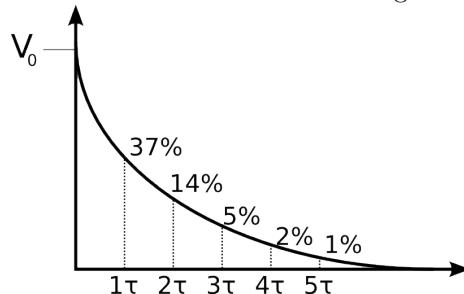
$$R \cdot C \cdot \frac{dV}{dt} + V = 0$$

Løser man dette for spenningen over kondensatoren får man

$$V_C(t) = V_0 \cdot e^{\frac{-t}{RC}} = V_0 \cdot e^{\frac{-t}{\tau}}$$

Hvor $\tau = RC$ er *tidskonstanten*.

Etter en tid τ har størrelsen blitt redusert til ca 37% av startverdien. Etter 5τ er størrelsen redusert til 1% og kondensatoren anses som utladet.



5.3 Frekvensfilter

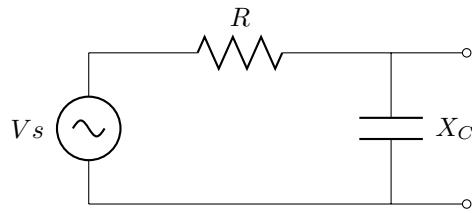
Lavpass

Husk at reaktansen X_C er avhengig av frekvens.

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

Det tilsier at reaktansmotstanden blir lavere med høy frekvens.

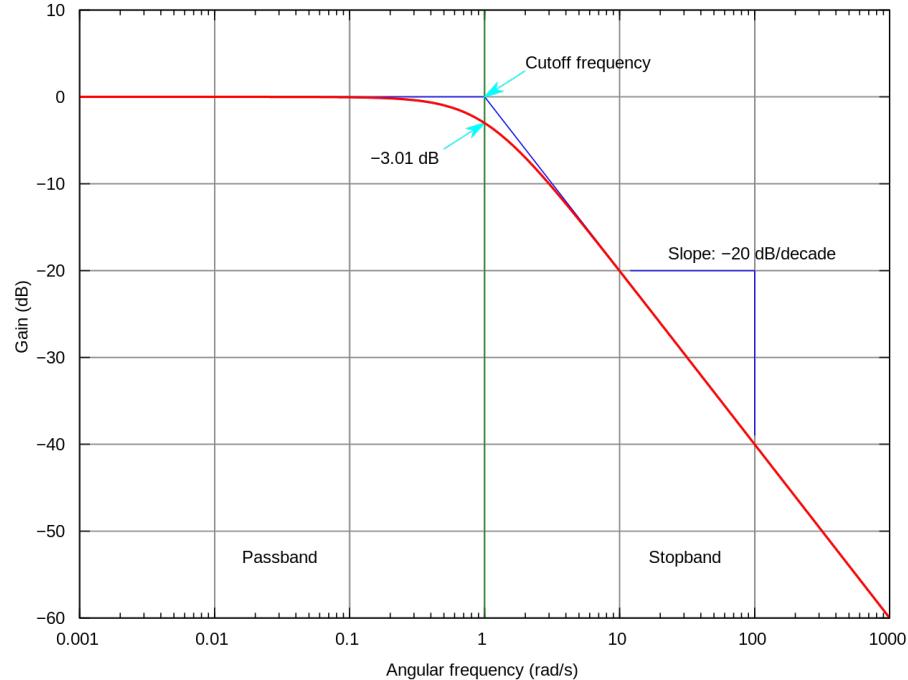
La oss se hva dette gjør med spenningen over kondensatoren i en RC-krets.



Spenningsdeling (husk: 90 grader forskyvning) for X_C gir oss

$$V_{ut} = \frac{X_C}{\sqrt{X_C^2 + R^2}} \cdot V_S$$

Dette viser at spenningen ut blir lavere ved høy frekvens.



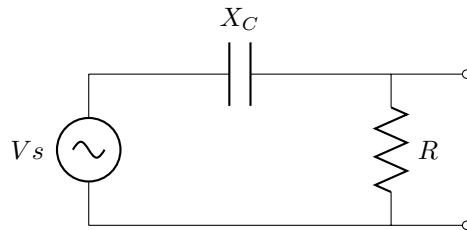
Cutoff (grense) frekvensen får man når $X_C = R$.

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

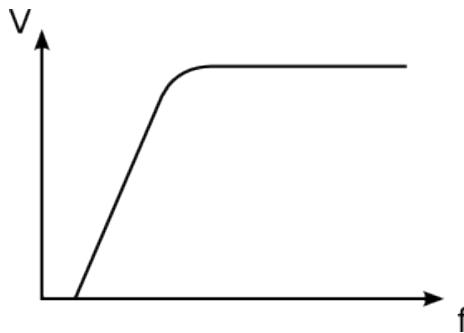
Høypass

I motsetning til et lavpassfilter som slipper gjennom lave frekvenser, slipper høypassfiltre gjennom høye frekvenser.

Dette gjøres ved å måle spenning over motstanden istedenfor kondensatoren.



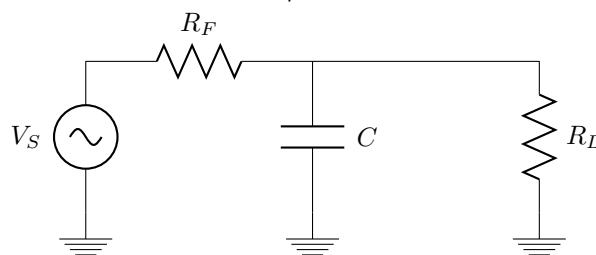
Når frekvensen blir høyere blir motstanden i kondensatoren lavere og ved spenningsdeling blir spenningen over motstanden høyere.



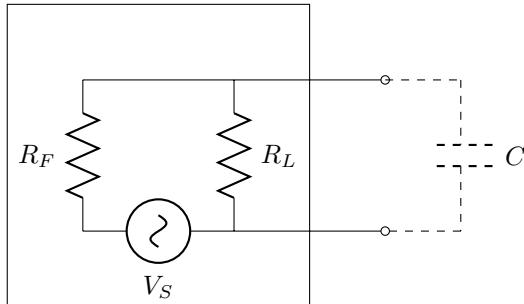
Eksempel

Hva er grensefrekvensen (cutoff frequency)?

$$R_F = 100 \Omega \quad C = 10 \mu\text{F} \quad R_L = 910 \Omega$$



Dette kan skrives om slik vi er vant til å se thevenin



Regner ut theveninmotstanden

$$R_{TH} = \frac{R_L \cdot R_F}{R_L + R_F} = \dots = 90.1 \Omega$$

Vi husker at cutoff frekvensen er der hvor reaktansen og motstanden er lik.

$$X_C = R = \frac{1}{2\pi f C}$$

Løser med hensyn på f

$$f_g = \frac{1}{2\pi R C} = \dots = 177 \text{ Hz}$$

5.4 Dioder

En diode har to poler, en anode og en katode, og kan lede elektrisk strøm kun fra anoden til katoden. Snur vi dioden så vil den fungere som en sperre. Derfor sier man ofte at en diode har en lederretning og en sperretretning.

En diode er I stand til å stoppe ganske mye volt, men om det er koblet for å lede strøm så tåler den ikke så mye.



Ved hjelp av en diode kan vi sende strømmen i den retningen vi vil, og beskytte mot situasjoner som overslag.

En diode som vanligvis består av silisium vil ikke lede strøm før den blir påtrykt med en spenning på ca. 0,7 V. Dette har konsekvenser for resten av komponentene i kretsen, for om vi sender 12V inn over dioden, så vil det være igjen ca. 11,3 V for resten av komponentene. Det vil si at vi må huske på at en diode stjeler litt av spenningen fra kretsen.

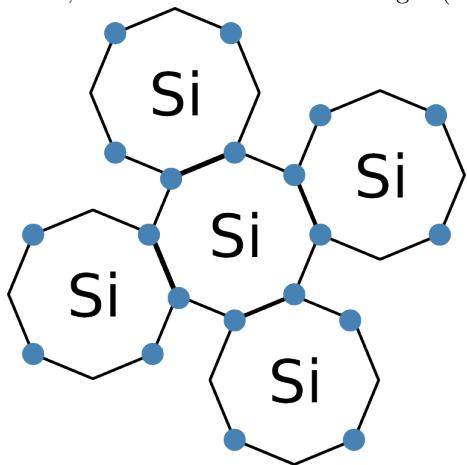
6 Uke 6 - Dioder

Kap. 17, s.533-564 Kap. 18, s.574-605

6.1 Kovalente bindinger

6.1.1 Diamantstruktur

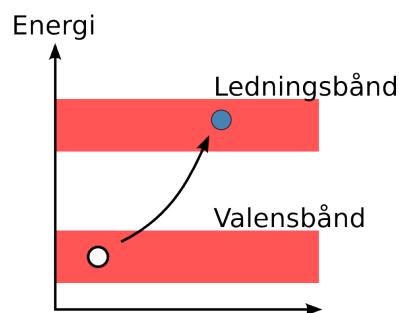
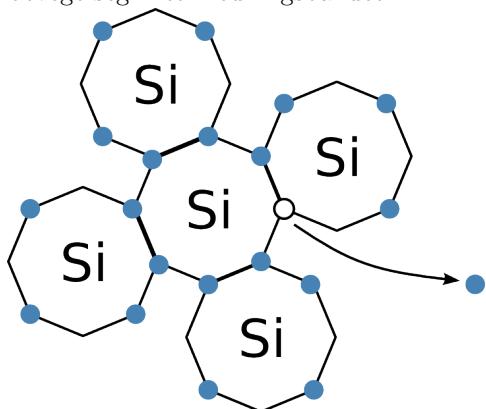
Vi vet allerede at halvledere har 4 elektroner i valensbåndet. Etter oktettregelen ønsker disse atomene å fullføre sitt ytterste skall med 8 elektroner. For å oppnå dette, danner de kovalente bindinger (elektronparbininger) med andre atomer.



Silisiumatmoer danner en krystallstruktur.

6.1.2 Ledning i rene halvledere

Ved tilført energi (varme eller lys) kan elektronene løsrides fra valensbåndet og bevege seg fritt i ledningsbåndet.



Når elektroner faller tilbake igjen, ned i disse hullene, kalles des rekombinasjon.

6.2 Doping

Hvordan doping fungerer er beskrevet i tidligere seksjoner.

6.2.1 Pentavalent

Pentavalente grunnstoffer (n-type) har 5 valenselektroner. Dette gir et overflødig elektron som er svakt bundet. Husk, stoffet er fremdeles nøytralt! I denne type doping er elektronene majoritetsbærere.

Eksempel:

P - fosfor

As - Arsenikk

Sb - Antimov

Bi - Bismut

6.2.2 Trivalent

Trivalente grunnstoffer (p-type) har 3 valenselektroner. Vi får et hull blandt kovalentbindingene. Elektroner er minoritetsbærere.

Eksempel:

B - Bor

Al - Aluminium

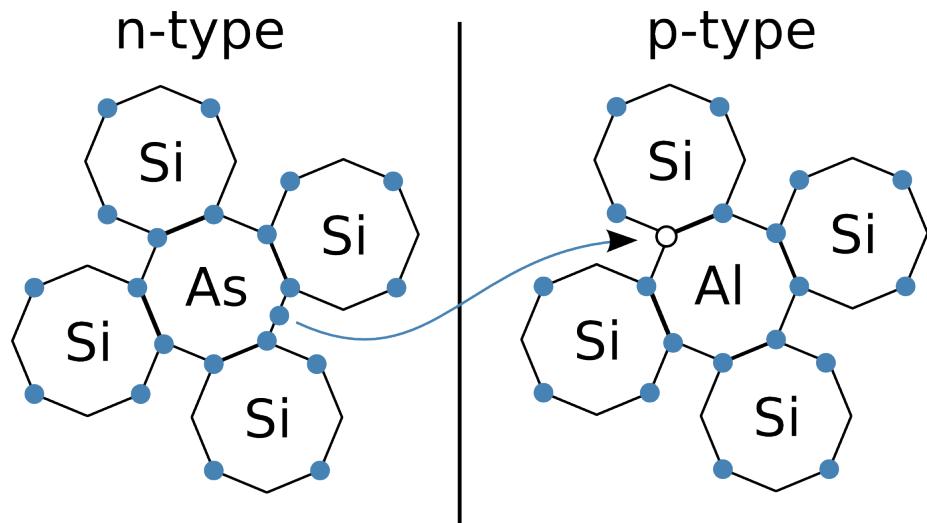
Ga - Gallium

In - Indium

6.3 PN-Junction

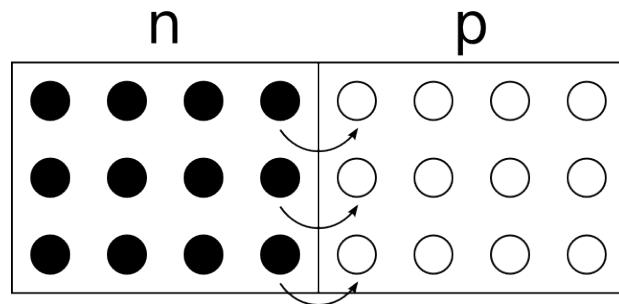
6.3.1 Diffusjon

Et n-type stoff ved siden av et p-type stoff, fører til diffusjon. De svakt bundede elektronene i n-type swoopper over til hullene i p-type. Dette kalles *diffusjon*.

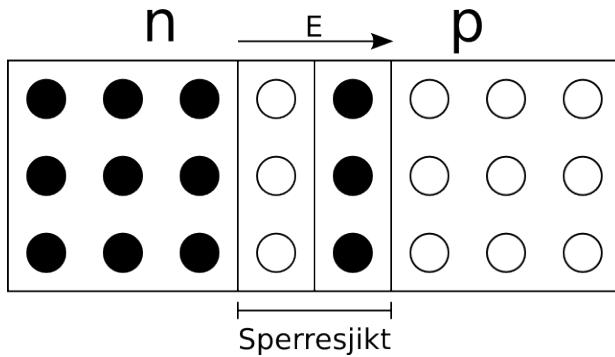


6.3.2 Sperresjikt

Hvis man setter sammen n-type og p-type materialer, vil det ved diffusjon trekkes elektroner fra n-type over til p-type.



Elektronene *rekombinerer* med hull på den andre siden, og etterlater seg hull der de kom fra.



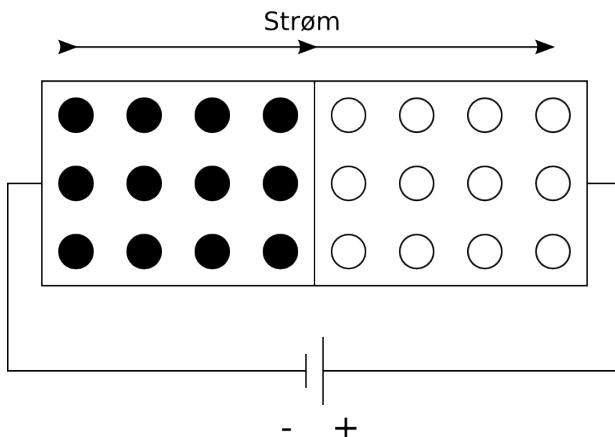
Det skapes et sperresjikt (depletion layer) mellom materialene. Dette sjiktet fungerer som en isolator og stopper videre overføring. Sperresjiktet har en potensialbarriere på 0.3 - 0.7 Volt, avhengig av materiale.

6.3.3 Forward bias

Når man påfører en spenning til en PN-Junction vil elektroner bevege seg mot positiv terminal.

Elektronene på p-side vil forlate sin posisjon og gå mot positiv. Elektroner på n-side vil bevege seg mot positiv og fylle igjen hullene i n-side på veien.

Spenningsjiktet er nå brutt ned og strøm kan gå gjennom.

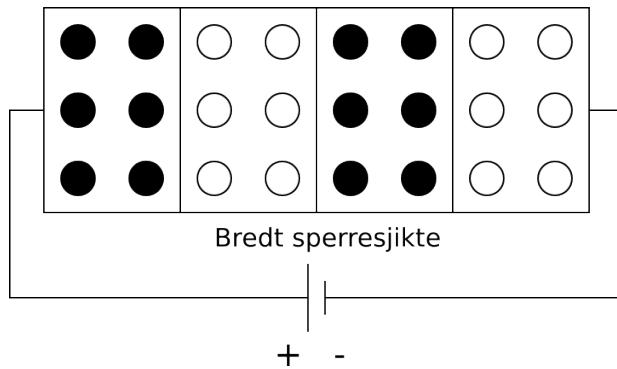


6.3.4 Reverse bias

Reverserer man spenningskilden går elektronene andre vei.

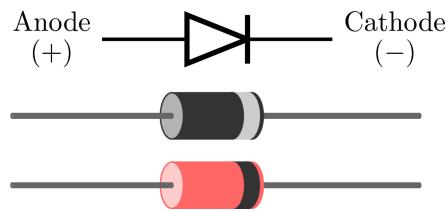
Elektronene på n-side vil gå mot positiv terminal og etterlate seg hull på sin egen side.

Elektroner fra negativ terminal frastøter elektroner på p-side. Disse beveger seg fra negativ, intill de møter den positive barrieren på n-side.



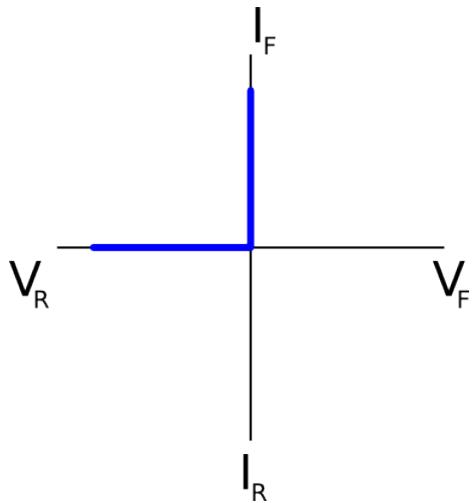
6.4 Dioder

En diode er en komponent som bare leder strøm i én retning. De er beskrevet mer i tidligere seksjoner.

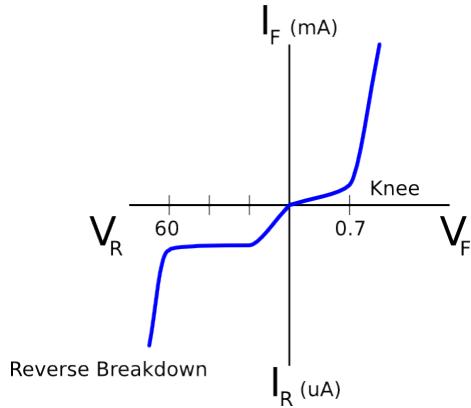


6.4.1 Ideell karakteristikk og Bulk resistance

Ideelt sett skulle en diode blokkere strøm i en retning, og slippe igjennom *all* strøm i motsatt retning.



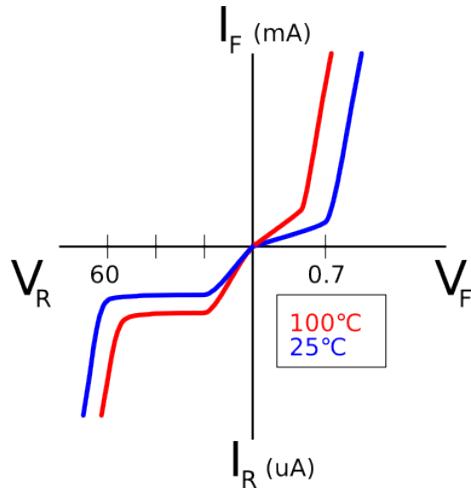
I virkeligheten er det en naturlig motstand (bulk resistance) i enhver diode.



Vi ser at det ved å reversere spenningen vil det gå en svak lekasjestrøm.

6.4.2 Temperatureffekt

Ved høyere temperatur vil elektroner i halvleidermaterialet bli termisk eksitert og gjøre ledningsevnen bedre.

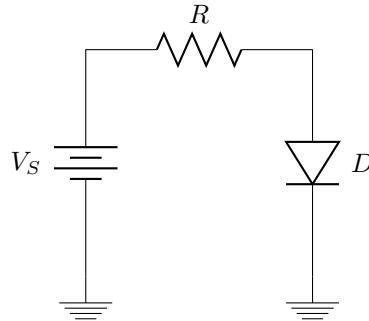


6.4.3 Eksempel

Finn strømmen!

(Husk at dioder har en potensialbarriere på ca 0.7 Volt)

$$V_S = 5 \text{ V} \quad R = 1 \text{ k}\Omega$$



Etter Kirchhoffs lov om spenninger vet vi at

$$V_S = V_R + V_D$$

Videre ser vi at

$$V_R = V_S - V_D = 5 - 0.7 = 4.3 \text{ V}$$

Strømmen er gitt ved

$$I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{4.3}{1 \cdot 10^3} = 4.3 \text{ mA}$$

6.4.4 Ulike typer dioder

Zener

Zener-dioder viker i *Reverse Breakdown* området i diodens virkeområde. Det vil si, når spenningen er revers i forhold til diodens retning.

De brukes som bl.a. spenningsregulator fordi stor forandring i strøm fører til liten forandring i spenning. Da får man en referansespenning man kan designe etter.

Schottky

Schottky-dioder er nyttige når man vil forhindre energitap. De har et lavere spenningsfall enn vanlige dioder. Hvor en vanlig diode har mellom 0.6-0.7 volt er schottky mellom 0.15-0.45 V.

Varicap

Varicap-diode, variable capacitance diode, brukes som en variabel kondensator. Kan brukes i radioapparater for å stille inn ønsket frekvens.

6.5 Anvendelse av dioder

Hva kan man bruke dioder til?

6.5.1 Powersupply

En PSU brukes i alle DC enheter som henter strøm fra AC nettet. F.eks. en datamaskin. Vekselstrømmen fra strømnettet må konverteres til et stabilt DC signal før det kan brukes.

AC signalet kjøres først gjennom en likeretter, for å bli kvitt negativ spenning. Deretter gjennom et elektronisk filter, som fjerner mesteparten av spenningsvariasjonene. Spenningen har nå små variasjoner og kalles ripple. Noen enheter trenger et finere signal enn dette og signalet kjøres gjennom en spenningsregulator.

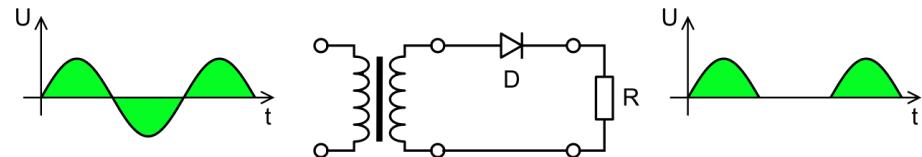


6.5.2 Likeretter

I PSUen sitter en likeretter. Her er mer detalj om hvordan den fungerer.

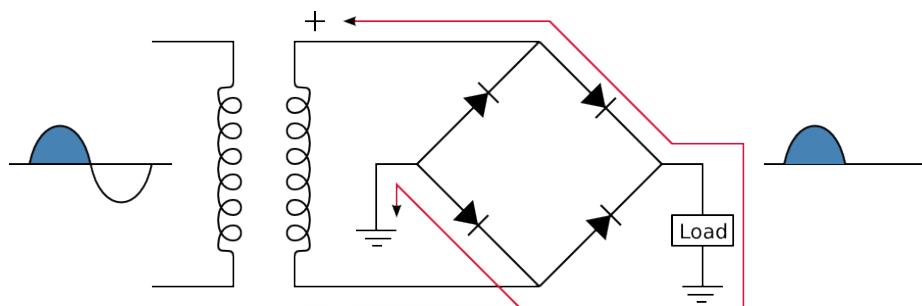
Halvbølge

I en halvbølge-likeretter blir enten den positive eller den negative halvdelen av AC signalet sluppet igjennom.

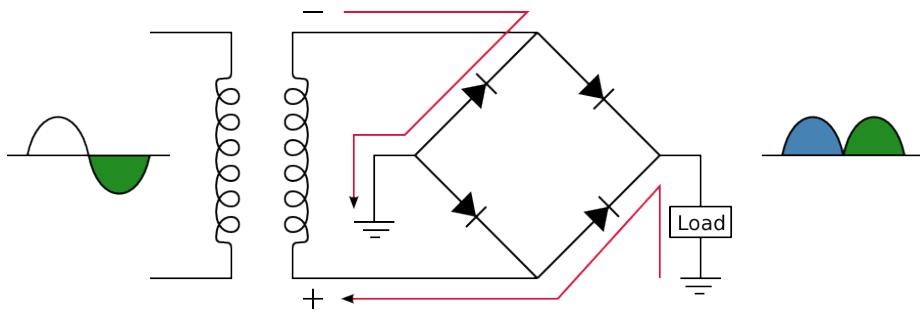


Helbølge

Diodene slipper igjennom strøm i bare én retning.



Når spenningen reverseres, slipper de andre diodene strøm igjennom.



7 Uke 7 - Bipolar Junction Transistorer (BJT)

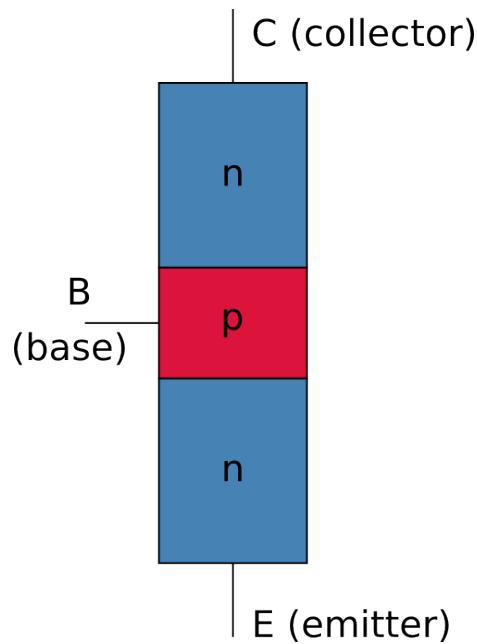
Kap. 19, s. 617-652 + notater på nett

7.1 Oppbygning

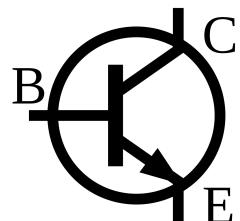
En bipolar junction transistor bruker både elektron- og hullstrøm, og har 2 *junctions* mellom ulikt dopede halvledere. BJTer kommer i 2 typer, NPN og PNP. Vi skal se på den første av dem.

Collector, Base og Emitter

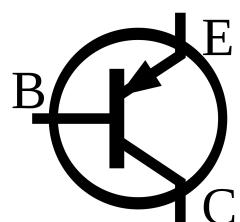
En BJT består av 3 deler: collector, base og emitter. Disse er bygget opp av tre dopede halvleder materialer, n-type og p-type. Mellom disse regionene er pn-overganger akkurat som i dioder.



Symbolet for BJTer ser slik ut for npn

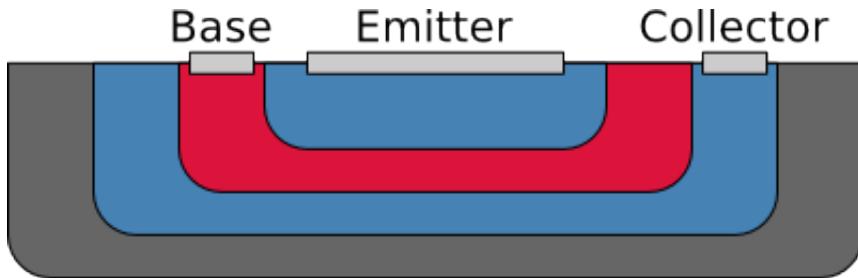


Hvor den lille pilen peker mot det n-doped materialet.
Tilsvarende for pnp



Fysisk struktur

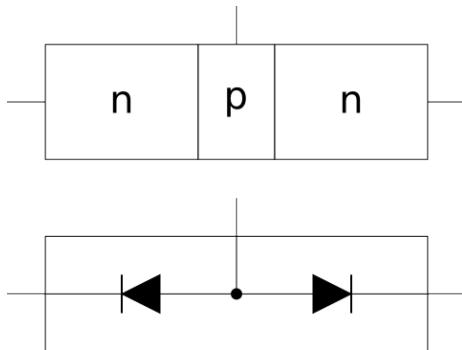
I virkeligheten er en BJT bygget opp lag på lag med en isolator rundt.



7.2 Virkemåte

7.2.1 Operasjonsmodi

Siden NPN-transistoren består av 2 PN-overganger, kan man anse det som to dioder koblet sammen.



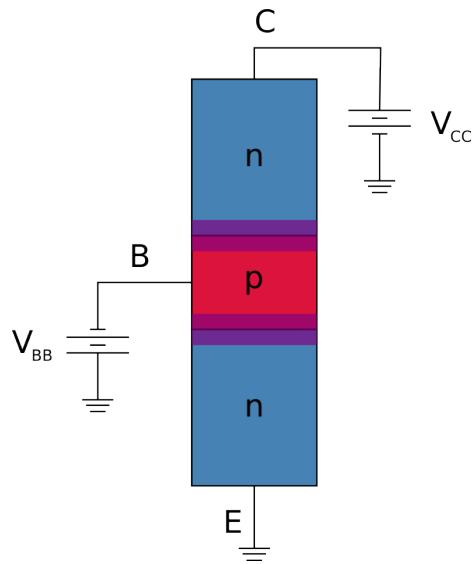
Disse diodene kan kjøres i forskjellig bias (forward, reverse). Avhengig av forholdet mellom spenningen ved diodens collector, base og emitter, fungerer transistoren forskjellig.

De forskjellige kombinasjonene utgjør transistorens operasjonsmodi.

Base-Emitter	Base-Collector	Operasjonsmodi
Reverse	Reverse	Cutoff
Forward	Reverse	Aktiv
Forward	Forward	Metning

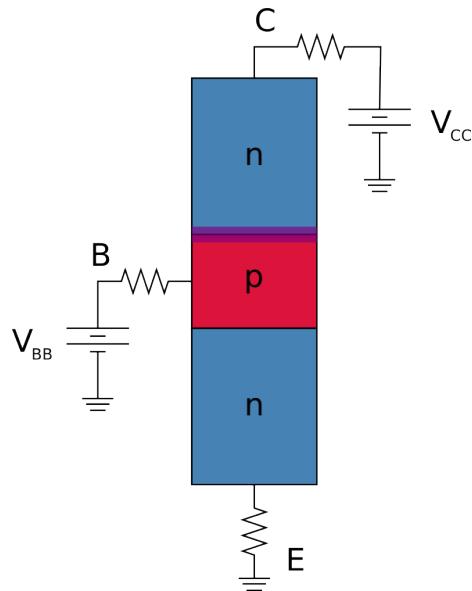
7.2.2 Cutoff modus

Både base-emitter junction og collector-base junction er i reverse bias. Vi vet fra hvordan dioder fungerer at sperresjiktet mellom de dopede materialene vokser. I cutoff modus fungerer transistoren som en åpen krets, ingen strøm passerer gjennom.



7.2.3 Metning

Når spenningen ved basen er større enn ved collector, fungerer transistoren som en kortslutning. Strøm går fra emitter til collector.



7.2.4 Aktiv

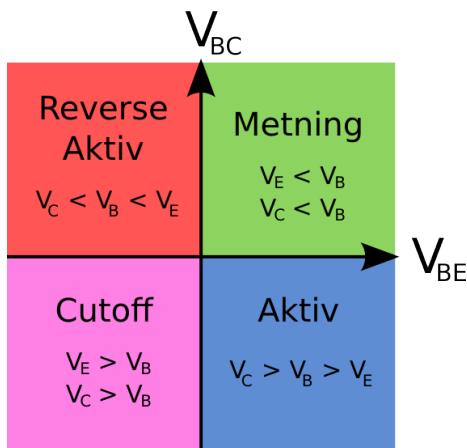
Aktiv modus ser lik ut som ved metning, men med en forskjell. Spenningen ved collector er større enn ved base.

$$V_C > V_B > V_E$$

I aktiv modus er strømmen fra emitter til collector proporsjonal med strømmen til base.

7.2.5 Modi-kvadrant

En annen måte å illustrere transistorens modi på er ved forholdet mellom spenningene.



V_C = spenning fra collector til jord.

V_E = spenning fra emitter til jord.

V_B = spenning fra base til jord.

V_{BC} = spenning fra base til collector.

V_{BE} = spenning fra base til emitter.

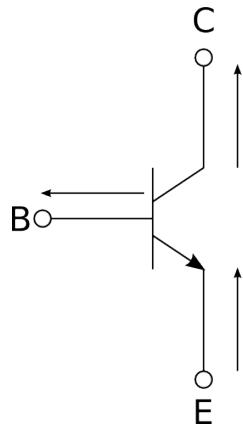
7.3 Karakteristikk

7.3.1 Strøm

I aktiv modus er strømmen gjennom collector proporsjonal med strømmen gjennom base. Forstørrelsen er gitt ved β .

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

Hvor strømforsterkningen β er mellom 50 og 300.



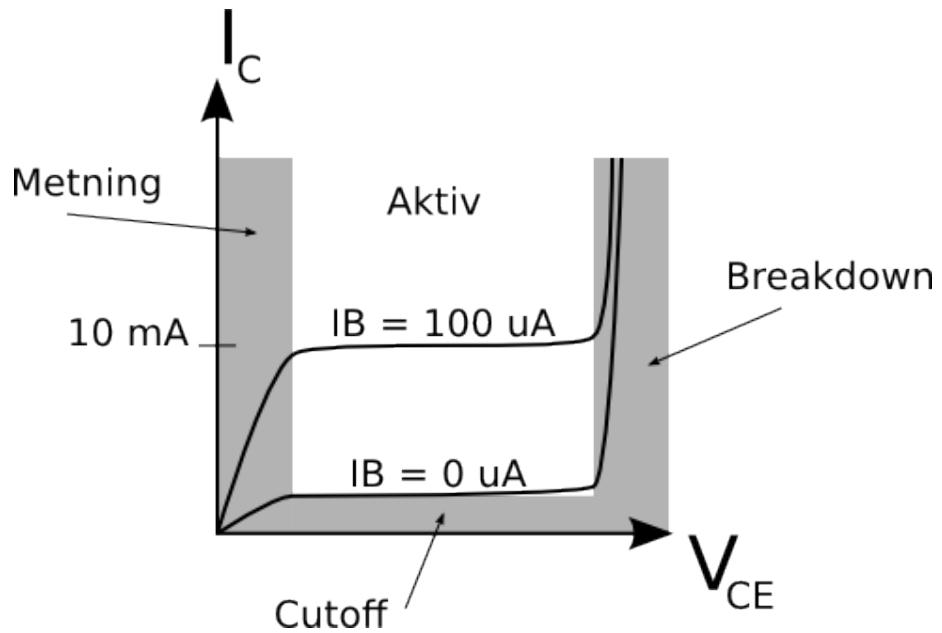
Strømmen gjennom emitter er lik summen av strømmen gjenno base og collector.

$$I_E = I_B + I_C$$

7.3.2 Virkeområde

Når spenningen over base-emitter dioden når ca 0.7 V vil det gå strøm fra emitter til base. Fra det punktet vil strømmen I_C holde seg nesten konstant, selv om V_{CE} øker.

Når V_{CE} øker, blir sperresjiktet tykkere. Men hvis spenningen blir for stor får vi et *punch through*.



8 Uke 8 - Transistorforsterkere og småsignalmodeller

Kap. 20, s 662 -695

8.1 Universal Bias

Her har det vært mye uklarheter.

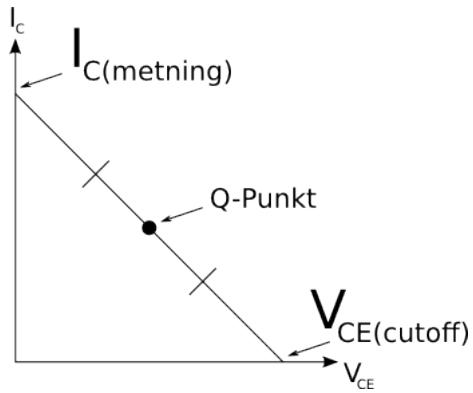
Vi er blitt fortalt at det norske ordet for universal bias er spenningsfordeler. Etter å ha sett på flere kilder ser det ut til at spenningsfordeling er noe som skjer, og må tas hensyn til, under universal bias stabilization.

Formålet med universal bias stabilization, er å få et stabilt Q-punkt (forklart straks). Dette er bra for å få en gjevn I_C uavhengig av β .

8.1.1 Lastlinje

Lastlinjen viser alle *mulige* kombinasjoner av I_C og V_{CE} .

For å ta hensyn til temperaturforandringer og andre forstyrrelser, velger vi et punkt midt på denne linja.



$$I_{C(metning)} = \frac{V_{RC}}{R_C}$$

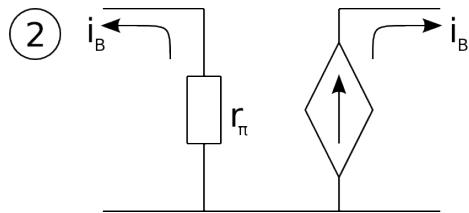
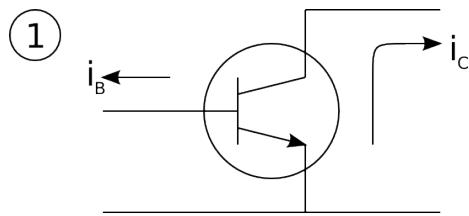
$$V_{CE(cutoff)} = V_{cc}$$

Man bruker dette når man velger hvor store motstandere man vil ha.

$$R_C = \frac{V_{CE}}{I_C}$$

8.2 Småsignalmodellen

Småsignalmodellen brukes til å se hvordan en transistor reagerer på små signaler ved å dele transistoren i to deler. En dynamisk motstand r_π mellom base-emitter. Og en strømgenerator mellom collector-emitter. Strømgeneratorens strøm bestemmes av transistorens transkonduktans g_m (steilhet).



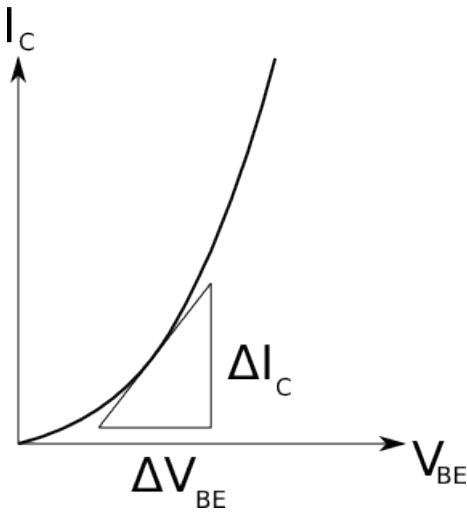
$$i_C = \beta \cdot i_B$$

$$i_C = g_m \cdot V_{BE}$$

8.2.1 Transkonduktans - Steilhet

Steilhet g_m , eller bratthet, er hvor bratt strømmen stiger. Med andre ord tangenten. g_m benevnes i Siemens.

$$g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$$



Strømmen I_C er gitt ved

$$I_C = \alpha \cdot I_{ES} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$$

Vi finner g_m ved å derivere I_C .

$$g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \alpha \cdot I_{ES} \cdot e^{V_{BE}/V_T} \cdot \frac{1}{V_T} = I_C \cdot \frac{1}{V_T} = \frac{I_C}{V_T}$$

Hvor $V_T = 25mV$.

8.2.2 Dynamisk inngangsresistans

Mellan base-emitter ”er det” en dynamisk motstand r_π . Den dynamiske motstanden r_π er gitt ved

$$r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

Et annet uttrykk

Vi vet at $I_C = \beta \cdot I_B$. Stokket om og derivert gir det

$$\Delta I_B = \frac{\Delta I_C}{\beta}$$

Vi vet også at $g_m = \Delta I_C / \Delta V_{BE}$. Stokket om gir det

$$\Delta I_C = g_m \cdot \Delta V_{BE}$$

Slår vi dem sammen

$$\Delta I_B = \frac{g_m \cdot \Delta V_{BE}}{\beta}$$

Dette kan vi bruke i formelen for dynamisk inngangsresistans.

$$r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta \cdot V_T}{I_C}$$

8.3 Spenningsforsterkning

Det finnes forkjellige typer forsterkning: strømforsterkning, spenningsforsterkning, effektforsterkning.

Vi skal se på spenningsforsterkning A_V . A står for Amplify og V står for Voltage. A_V er gitt ved

$$A_V = \frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{\Delta V_{RC}}{\Delta V_{BE}} = g_m \cdot R_C$$

Utledning

Vi vet at steilhet $g_m = \Delta I_C / \Delta V_{BE}$. Stokket om

$$\Delta I_C = g_m \cdot V_{BE}$$

Fra ohms lov har vi også

$$\Delta V_{RC} = \Delta I_C \cdot R_C$$

Slår vi dem sammen får vi

$$\Delta V_{RC} = g_m \cdot V_{BE} \cdot R_C$$

Dette kan vi bruke i formelen for A_V

$$A_V = \frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{\Delta V_{RC}}{\Delta V_{BE}} = \frac{g_m \cdot V_{BE} \cdot R_C}{\Delta V_{BE}} = g_m \cdot R_C$$

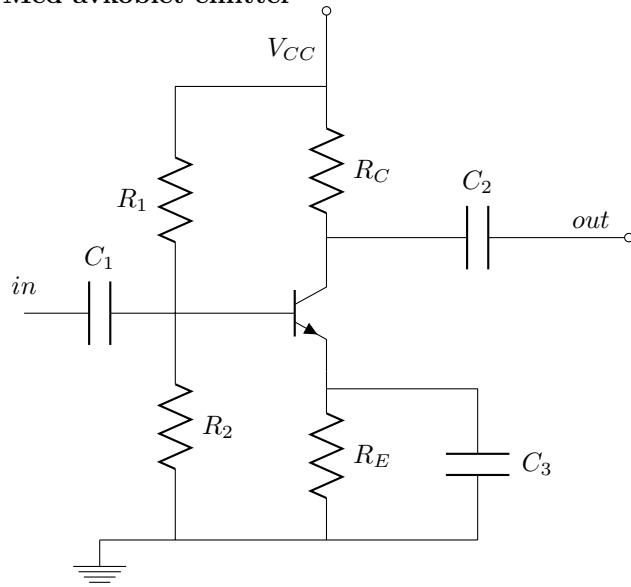
9 Uke 9 - Effektforsterkere og FET

Kap. 21, s. 704 -740
Kompendium om digitale kretser.

9.1 Kort repetisjon av uke8

9.1.1 Forsterker

Med avkoblet emitter



I denne kretsen er forsterkningen gitt ved

$$A_V = -g_m \cdot R_C$$

Eventuelt, hvis du har en last på output

$$A_V = -g_m \cdot (R_C || R_L)$$

Hvor vi *husker* at

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

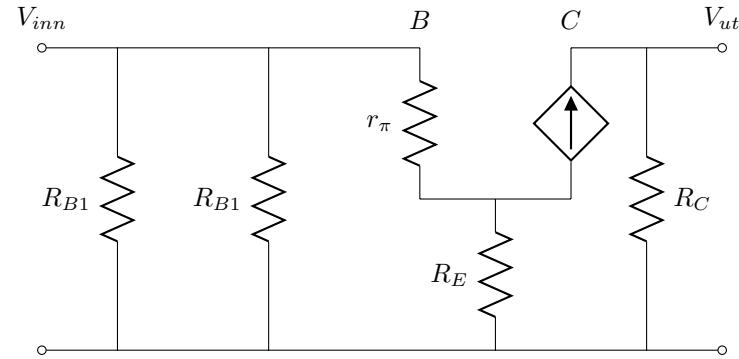
Uten avkoblet emitter

Uten avkoblet emitter kan du ta vekk kondensatorene på høyre side av kretsen.
Da blir forsterkningen (uten last)

$$A_V = -\frac{R_C}{R_E}$$

Småsignaler

Kretsen ovenfor sett ifra småsignalmodellen gir



Motstanden som signalet ser inn mot kretsen er

$$R_{inn} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel r_{inn}$$

Hvor r_{inn} er motstanden etter de 2 parallel-motstandene.

$$r_{inn} = r_\pi + (\beta + 1)R_E$$

9.1.2 Emitterfølger

Emitterfølger er når vi mäter V_{ut} fra emitter istedenfor collector. I motsetning til den forige kretsen, blir det ingen invertering av signalet. Det blir heller ingen spenningsforsterkning, men stor effektforsterkning.

Strømforsterkningen er gitt ved

$$A_i = \frac{i_e}{i_b} = \frac{i_b(\beta + 1)}{i_b} = \beta + 1$$

Effektforsterkningen er gitt ved

$$A_P = A_V \cdot A_i \cong 0.99 \cdot (\beta + 1)$$

$$A_P \approx \beta$$

9.2 Effektforsterkere

Klassifisering av forsterkere

Forskjellige parametere definerer egenskapene til en forsterker. Avhengig av hvilken karakteristikk man ser på kan forsterkerne klassifiseres.

- Lav og høy frekvens
- Avstemt og uavstemt
- Smalbånd og bredbånd

I de følgende seksjonene skal vi se på effektforsterkere og hvordan de deles inn etter hvordan transistorens arbeidspunkt er plassert på lastlinja.

Effektforsterkere har en virkningsgrad som sier noe om effekten ut i forhold til effekten inn.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}}$$

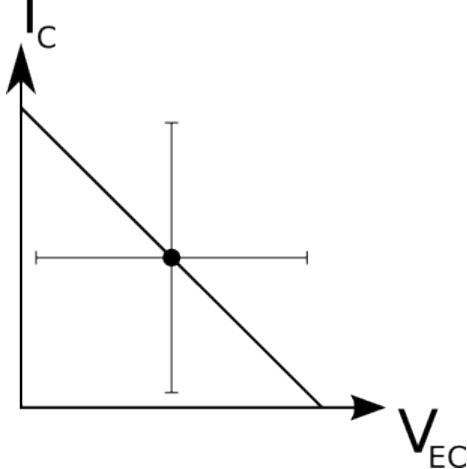
Hvor

P_L = Effekt avgitt fra lasten og

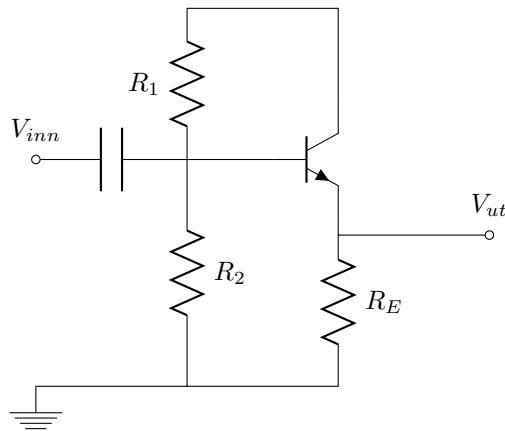
P_{CC} = Effekt tilført fra CC.

9.2.1 Klasse A

Arbeidspunktet ligger midt på lastlinja. Altså i det aktive området.



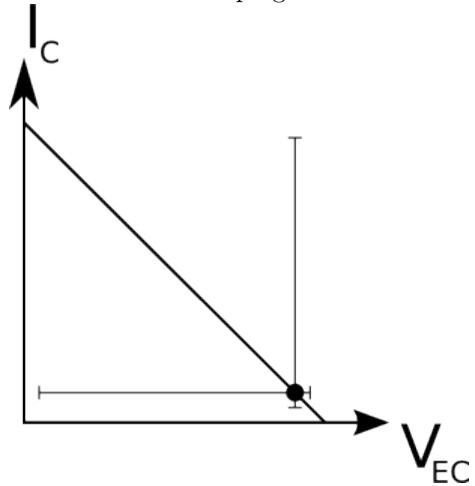
Effektforsterker klasse A (emitterfølger)



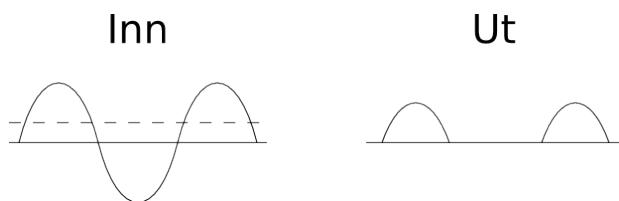
Type A effektforsterkere har lav virkningsgrad. f.eks $\eta = 25\%$. Denne klassen trekker strøm når det ikke er tilført signal.

9.2.2 Klasse B

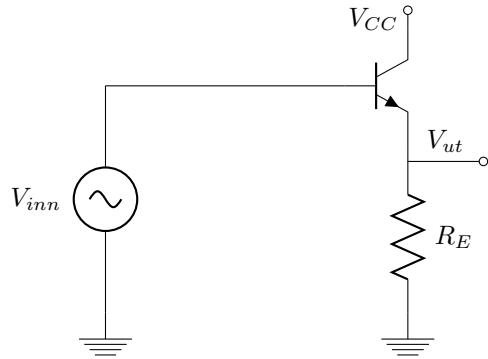
Arbeidsområdet er på grensa mellom aktiv og cutoff.



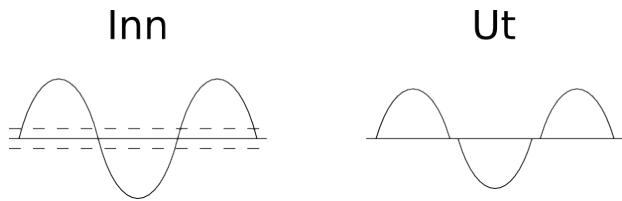
I en klasse B emitterfølger blir det en effektforsterkning som kun virker på halvperioder. Output signalet tar ikke med negativt input signal.



En slik forsterker ser slik ut

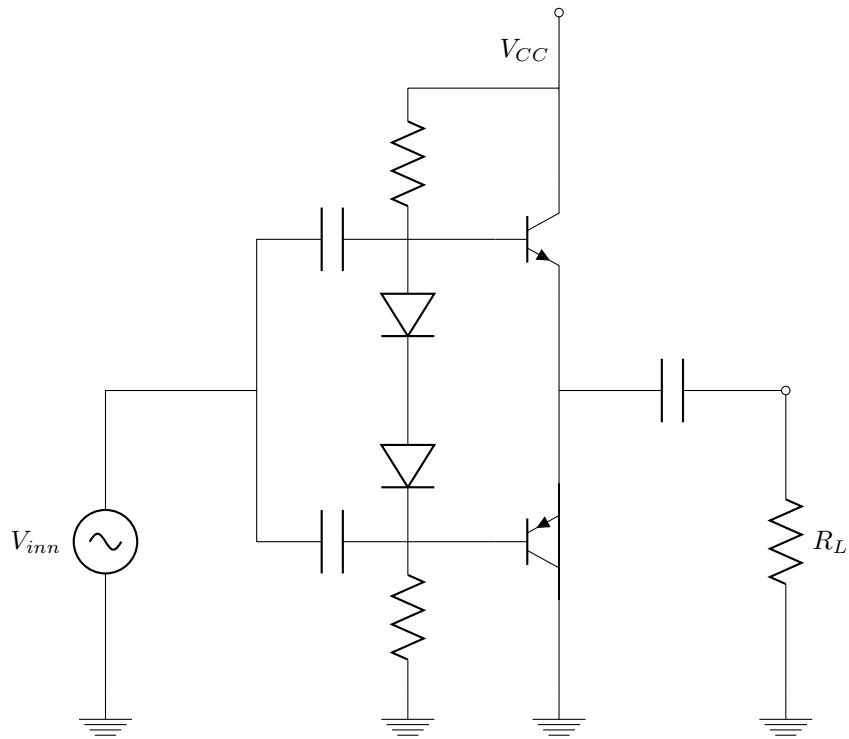


Det finnes også *Push-Pull* klasse B forsterkere. De bruker både npn og pnp og fanger både positive og negative signaler, men med *crossover* forvrengning.



9.2.3 Klasse AB

En klasse B Push-Pull forsterker lider av crossover forvrengning. Det gjør ikke den mer avanserte klasse AB forsterkeren.



9.2.4 Klasse C

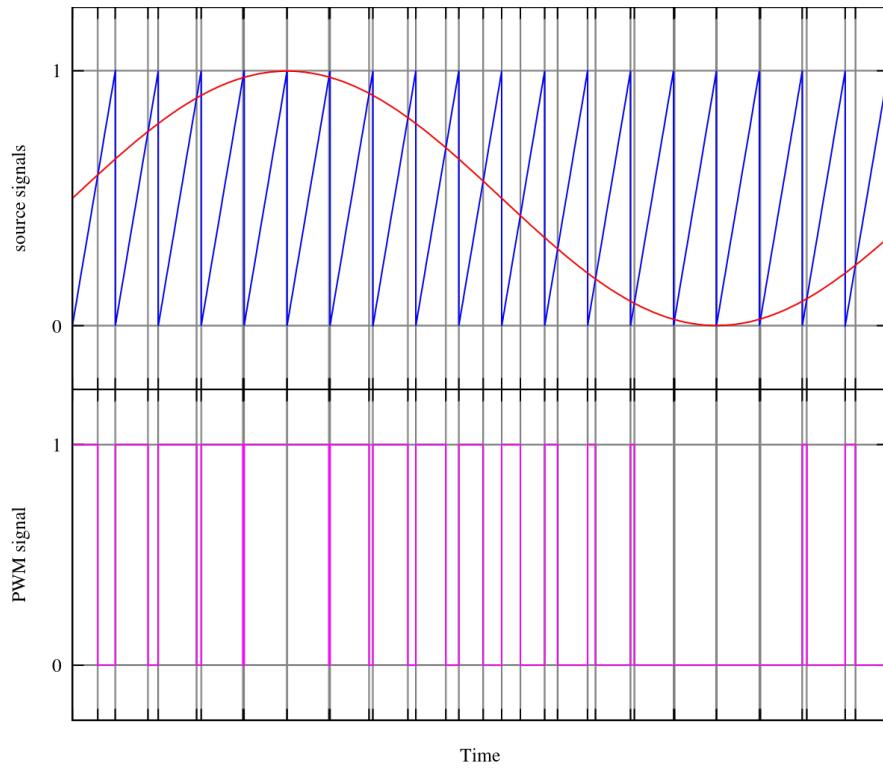
klasse C forsterkere leder mindre enn halvparten av input signalet og det er mye forvrengning. Til gjengjeld er effektiviteten høy (opp til 90%) bl.a. i radiosendere og repeaters.

9.2.5 Klasse D

I en klasse D forsterker fungerer transistorene som brytere, de er enten av eller på. Bryterne er vanligvis MOSFET transistorer men kan også være vakuumrør eller BPJ.

Virkemåte

Et analogt signal konverteres til pulser ved f.eks. PWM (pulse width modulation).



Den blå sagtannbølgen er klokkesignalet.

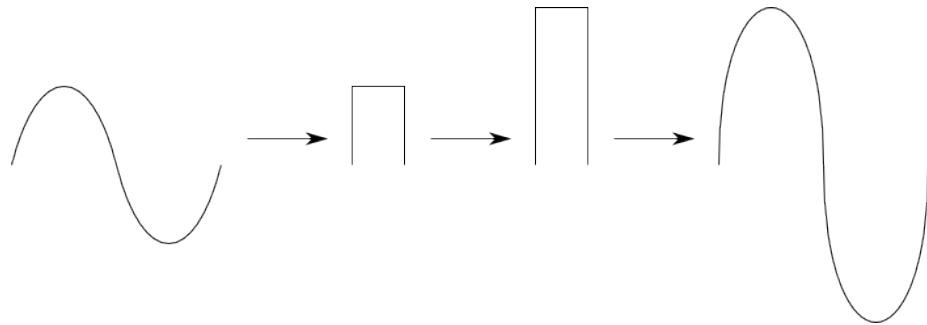
Den røde sinusbølgen er signalet som skal moduleres.

Den rosa pulsen er signalet etter moduleringen.

Når klokka er sterkere enn kilden, brytes pwm signalet. Men når klokka er svakere enn kilden, er pwm positiv.

Forsterkning

Det analoge signalet kan oversettes til pulser, pulsene forsterkes og så oversettes signalet tilbake til analogt.



9.3 Field Effekt Transistor

FET, field effekt transistor, er en type transistor. En FET kalles en *unipolar* komponent fordi de har én type bærere. Ladningstransporten skjer ved majoritetsbærere.

Fordeler:

- Spenningsregulert: Kan anses som en spenningskontrollert strømkilde.
- Veldig stor inngangsmotstand. Som gjør den energieffektiv.

Ulemper:

- Lav transkonduktans. Som gir liten forsterkning.

9.3.1 To typer

Field effekt transistorer kommer i 2 typer

JFET: Junction Field Effekt Transistor

JFET er den første typen FET som ble laget. De deles igjen i to typer, n-channel og p-channel, avhengig av hva slags doping som er brukt på den innerste halvlederen.

MOSFET: Metall Oksyd Semiconductor FET

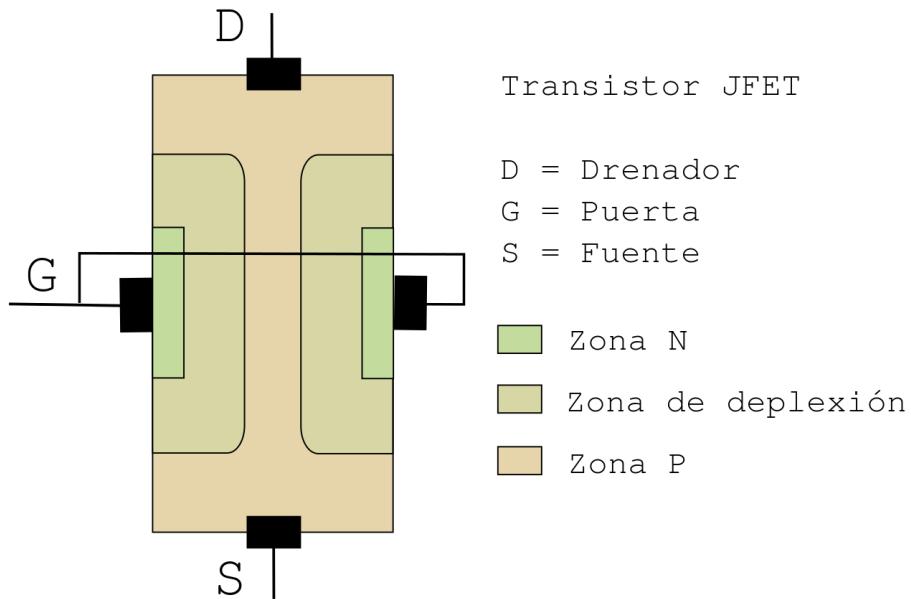
MOSFET er en nyere teknologi enn JFET. Kommer også som n-channel eller p-channel, men kommer i tillegg som en av:

E-MOSFET - Enhancement mode MOSFET (er på med tilstrekkelig spenning på gate)

D-MOSFET - Depletion mode MOSFET (er på uten spenning på gate)

9.3.2 JFET

Når vi har sett på transistorer har vi sett på de 3 terminalene Base, Collector og Emitter. For helligdom og mystikk kalles de i FET-sammenheng for Gate, Drain og Source.

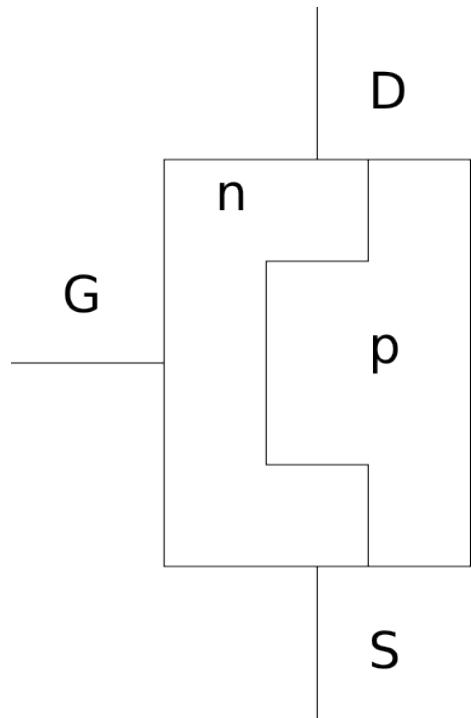


Gate er koblet på n-dopet materiale, vi ser sperresjikte i lysegrønn og i midten er et p-dopet materiale. Dette bildet er et eksempel på p-channel JFET. Hvis n og p materialene var byttet om ville det være en n-channel.

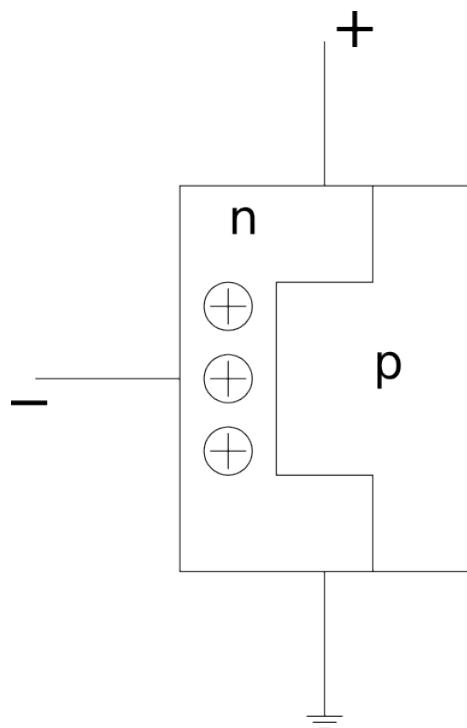
9.3.3 MOSFET

D-MOSFET

D-MOSFET kalles depletion (nedbryting) mosfet fordi det n-dopede materialet blir positivt ladet og derfor *brytes ned*. Se på den visuelle likheten mellom dmosfet og emosfet så forstår du hva jeg mener.



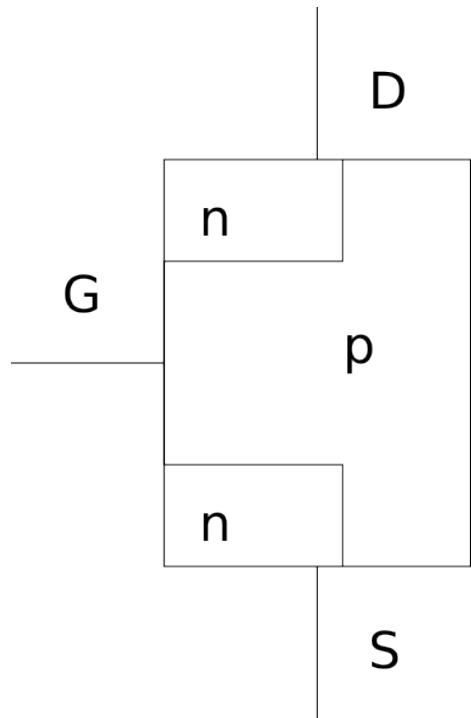
Mellan Gate og n-type er det en isolator som ikke er tegnet i inn.



Her ser vi at n-materialet har mistet elektroner og er derfor brutt ned (depleted).

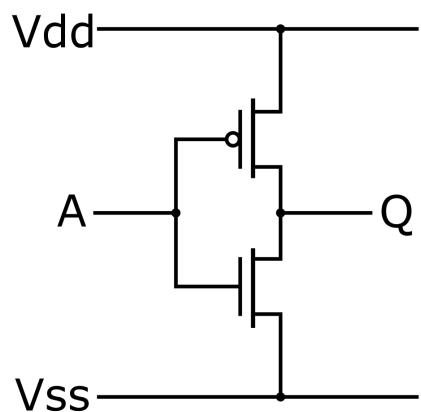
E-MOSFET

Enhancement (legg til) mosfet fungerer omtrent motsatt fra en dmosfet. Istedenfor at n-området brytes i to, er den allerede brutt i to, men det kan fylles igjen.



9.3.4 CMOS

CMOS er en teknologi som brukes i konstruksjon av integrerte kretser. Navnet er et akronym for Complementary Metal Oxide Semiconductor. En cmos-krets består av mosfet-transistorer. Teknologien brukes i bl.a. mikroprosessorer, mikrokontroller, portkretser, SRAM.

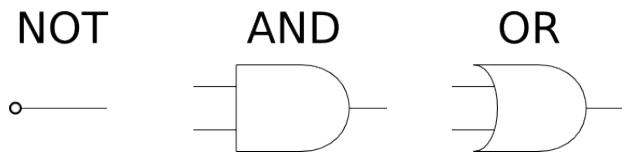


9.4 Logic Gates

Digitale kretser består av binære systemer. De består av komponenter som kan ha tilstand 1 eller 0. Logikken i disse kretsene kommer fra boolsk algebra, og komponentene de bygges av kalles for *logiske porter*.

Det finnes en del forskjellige logiske porter, men alle disse kan lages ved å kombinere 3 grunnlegende typer: NOT, AND og OR.

9.4.1 NOT, AND og OR



NOT: Inverterer signalet. Hvis det er en input, er det ingen output. Hvis det ikke er input, er det en output.

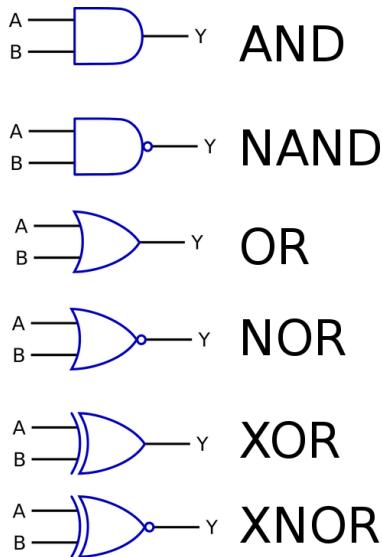
AND: Begge signalene inn må være på for å få output.

OR: Enten den ene eller den andre (eller begge) gir output.

9.4.2 Andre typer

Ved f.eks. å kombinere NOT og AND får man en NAND. Det samme gjelder for NOR.

Det finnes også en XOR som er helt lik OR bortsett fra at begge signalene kan ikke være på samtidig. X står for exclusive.



9.4.3 Sannhetstabell (truth table)

Output fra en logisk port avhenger av input og varierer fra port til port. En sannhetstabell gir oversikt over hvilke porter som gjør hva.

A	B	OR	NOR	XOR	AND	NAND
0	0	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	0	1
1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	0	0	1	0

10 Uke 10 - Digitale kretsfamilier

Eget kompendium om digitale kretser.

10.1 Kretsfamilier (Logic families)

Kretsfamilier refererer til forkjellige teknikker som brukes til å implementere logikk.

Det finnes mange av disse: RTL, DCTL, RCTL, DTL, CTDL, HTL, ECL, PECL, LVPECL, GTL, TTL, PMOS, NMOS, HMOS, CMOS, BiCMOS, III.

Heldigvis skal vi bare se på noen få av dem.

Bipolare komponenter (BJT)

Dioder-vakuumrør ble brukt i de første elektroniske datamaskinene på 1940-tallet.

DTL, diode-transistor logikk, ble først brukt på 50-tallet når man byttet ut vakuumrørene med transistorer.

ECL, emitter-coupled logikk, er raske integrerte kretser som bruker for mye energi. De ble brukt mellom 1970-1990, men kan også bli brukt i dag.

Unipolare komponenter (FET)

FET brukes bl.a. i NMOS og CMOS kretser.

NMOS, ulempen med NMOS er at den bruker strøm selv når den ikke switcher.

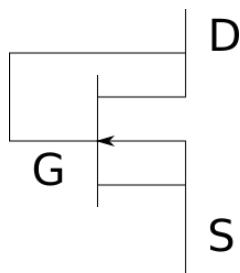
CMOS, den mest vanlige IC-teknologien (Integrated Circuit). Bortsett fra lekastestrøm bruker den kun strøm når den switcher.

BiCMOS, kombinerer CMOS og TTL. BJT gir fordeler for analoge deler, CMOS gir enkle logiske porter. Ble bl.a. brukt i Pentium Pro.

10.1.1 NMOS

NMOS som motstand

En NMOS kan brukes som en motstand. Man oppnår dette ved å koble sammen Drain og Gate. Dette kan brukes til å kontrollere logikk i diverse logiske porter.

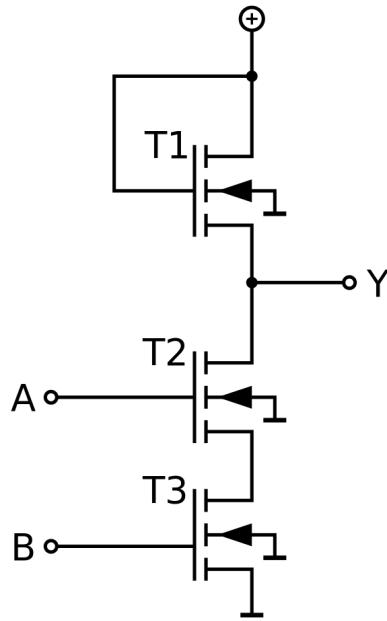


Motstanden blir da

$$R = \frac{V_{DS}}{I_D}$$

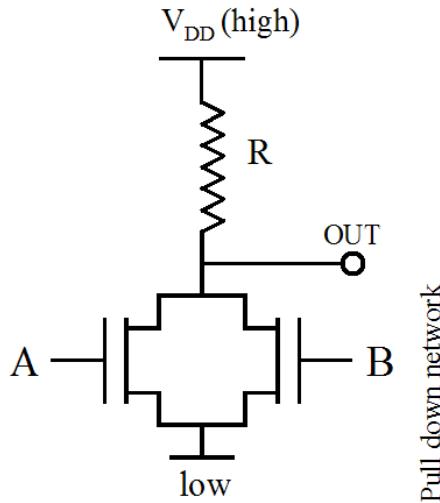
Motstanden er, som regel, i kilo-ohm og strømmen i milli-ampere.

NAND Man kan implementere unipolare logiske kretser med NMOS.



Sannhetstabellen blir lik NAND i forige seksjon. Når både A og B er på vil transistoren lede. Når transistoren leder vil Y bringes ned til jord AKA null.

NOR NOR port implementert med NMOS.



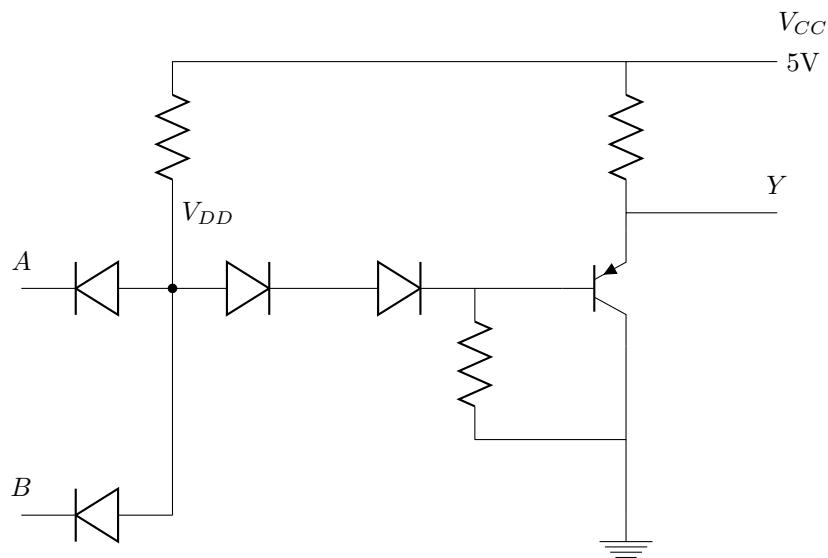
På bildet kan man bytte ut R med en nmos-motstand (gate og drain koblet). Hvis minst én av A eller B er på, vil transistoren lede. Når en eller begge

transistorene leder, bringes Y til jord.

10.1.2 DTL

Vi kan implementere en NAND port med dioder og transistorer (DTL).

A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



Fra V_{DD} kan spenningen gå til jord via A, B eller de to diodene og transistoren. Disse er koblet i parallel, så spenningen fra V_{DD} til jord er lik uansett hvilken vei du tar.

Når enten A eller B er null vil spenningen fra V_{DD} til jord være 0.7. Da er den 0.7 uansett hvilken vei du tar, og veien over gjennom transistoren krever 2.1V for at transistoren skal lede, altså leder ikke transistoren.

Når derimot både A og B er på vil all spenning fra V_{CC} legge seg over de to diodene og transistoren, og 5V er nok til at transistoren leder. Når transistoren leder har Y klar bane til jord og er altså 0.

10.1.3 TTL

I DTL kretser ble transistoren brukt til forsterkning, mens diodene ble brukt for logikk. I TTL brukes transistoren til begge deler.

Transistoren kan ha flere emittere for å unngå *dyp metning*. Man vil kunne trekke ladning raskt ut fra base så kretsen blir mer responsiv og kan tåle høyere hastighet.

Man kan også bruke schottkytransistorer til å forhindre metning. Slike kretser kalles S-TTL (Schottky TTL). Her switcher transistoren mye raskere enn ellers, men ved høyere energibruk.

Enter LS-TTL (Low-power Schottky TTL). Her introduseres høyere indre motstand så det går mindre strøm i kretsen for å redusere energibruket.

Det finnes også Advanced Low-power Schottky (ALS) som videre forbedrer hastighet og energiforbruk.

10.2 Kombinatoriske kretser

Vi skiller mellom kombinatoriske og sekvensielle kretser. Noen operasjoner, som pluss og minus, er uavhengig av hva som har skjedd før. Kombinasjonen av tall A pluss tall B gir en sum.

Ved en if-statement, `if(var == 22)`, må man hente variable fra minne og ta en beslutning basert på hva den variabelen var satt til. Logikken er altså avhengig av hva som har skjedd tidligere. Dette er sekvensiell logikk.

I denne subseksjonen skal vi se på kombinatorisk logikk hvor f.eks. summen av to tall er uavhengig av tidligere hendelser.

10.2.1 Binær addisjon

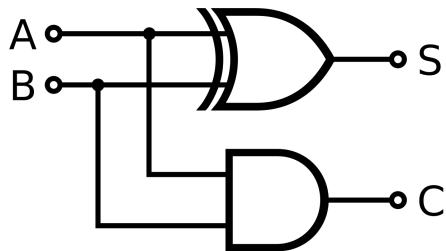
Dette er lett å søke opp på internett.

10.2.2 Adders

En adder er en digital krets som adderer to tall. Vi skal se på 1-bit addere som legger sammen en bit med en annen. Disse kan igjen settes sammen så man får en n-bit adder.

Halvadder

Addere kommer hovedsaklig i to typer, halv og hel. Halvaddere har to input og to output. De to inputene er tallene A og B som skal adderer. De to outputene er summen S og mente C. Mente er med hvis man får 2 som svar da det ikke kan representeres med 1 bit.

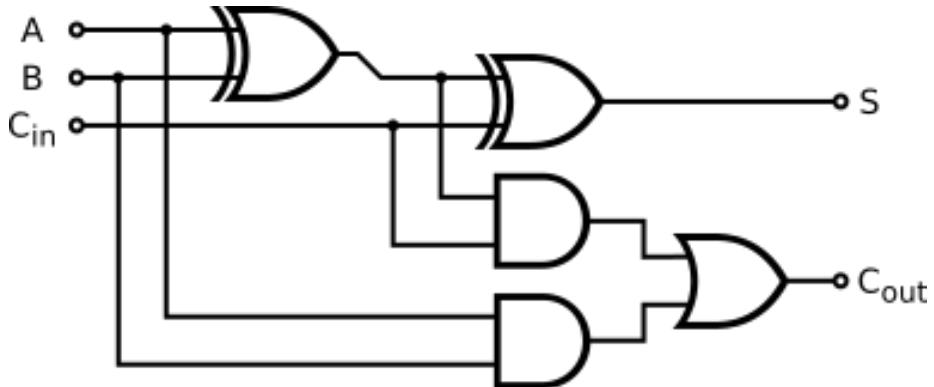


Sannhetstabellen til en halvadder ser ut som følgende

A	B	C	S
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Heladder

Heladderen har *tre* input, A, B og mente C_{inn} fra forige addisjon. Output er likt som halvadder: C_{ut} og S

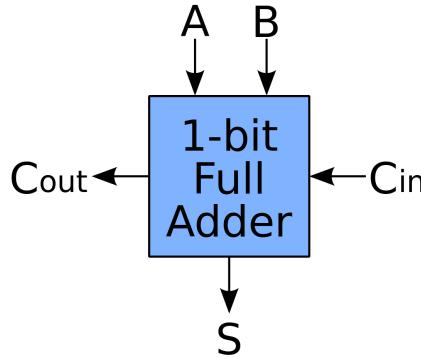


Sannhetstabellen blir litt mer komplisert.

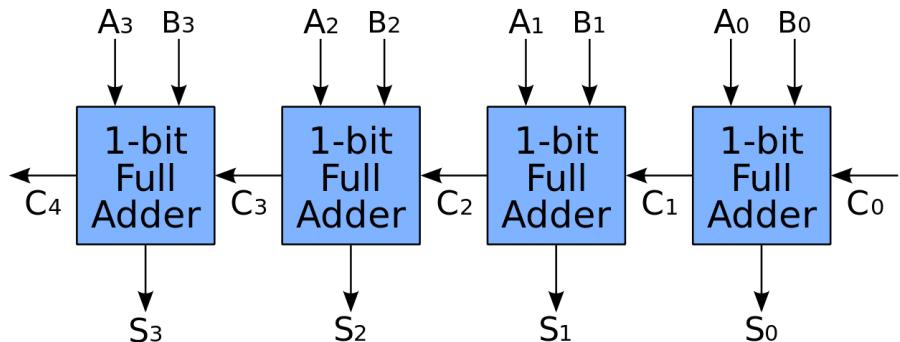
A	B	Cin	Cut	S
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

n-bit adder

Nå har vi sett på 1-bit addere. Vi vet hvordan de har A , B og C_{inn} som input og S og C_{ut} som output.



Hvis vi vil lage en adder som tar f.eks. 4 bit kan vi simpelthen sette sammen fire 1-bit addere.



10.3 Sekvensielle kretser

I motsetning til kombinatorisk logikk som gjør sin enkle oppgave uten noe om og men, er sekvensiell logikk avhengig av tidligere hendelser. Resultatet av en operasjon vil være forskjellig avhengig av kretsens tilstand.

Tilstanden til en krets er bestemt av innholdet i minne. Så for å ha en kombinatorisk krets må vi først ha minne.

10.3.1 Latches

En latch, eller flip-flop, er en 1bit minne. Den kan lagre en enkel tilstand, av eller på. Et større minne settes sammen av flere flip-flops.

SR-latch

Den enkleste latchen består av to input og to output.

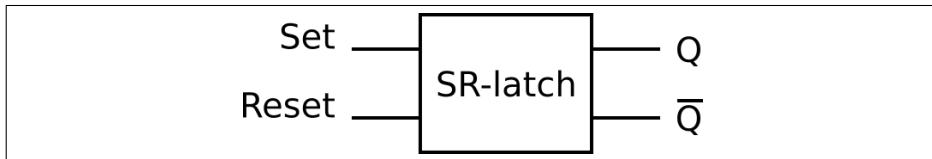
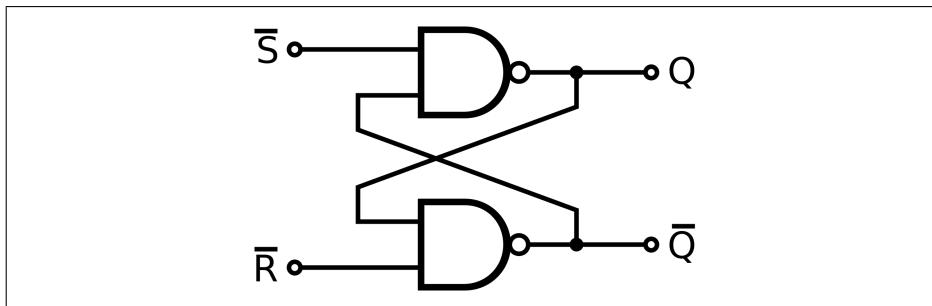


Figure 1: SR-latch med set og release.

Når set aktiveres skifter latchen tilstand til 1 og når reset aktiveres skifter den tilstand til 0. Når verken er aktivert beholder den sin tilstand.

\overline{SR} -latch

En implementasjon av sr-latchen kan bygges av to NAND-porter. *Merk at input er not S og not R, altså inverterte av S og R.*



Husk at input er not S og derfor er 0 aktivert og 1 deaktivert på inngangen.

\bar{S}	\bar{R}	Q	\bar{Q}
1	0	0	1
1	1	0	1
0	1	1	0
1	1	1	0
0	0	1	1

Tenk igjennom logikken og se til at du forstår det (eller for å se om jeg har skrevet feil).

Synkron SR-latch

Vi kan kontrollere en latch så den kun skifter tilstand når den mottar et klokkesignal. Dette brukes for å synkronisere kretser og registere.

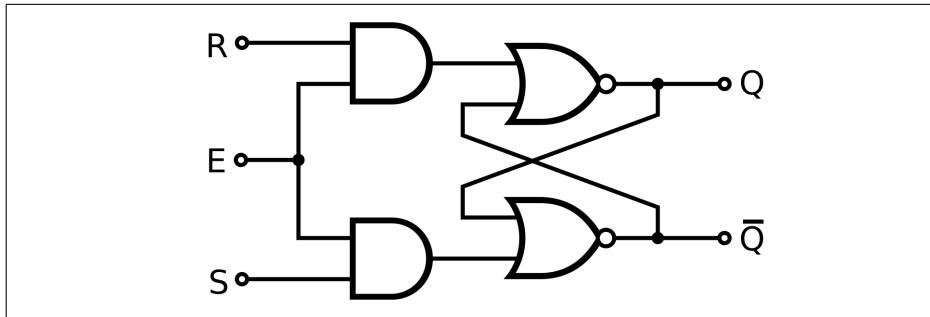


Figure 2: Klokkestyrte latch laget av AND og NOR.

D-latch

En d-latch kan anses som en én-input sr-latch. Denne forhindrer bruk av ulovlige inputkombinasjoner.

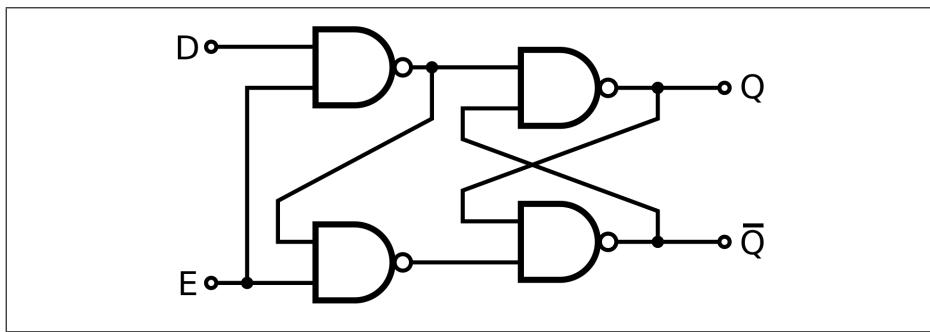


Figure 3: d-latch

10.3.2 Dekoder / Enkoder

Dekoder

En dekoder tar et n-bit signal og gir et dekodet signal på utgangen hvor bare én pinne er høy ”1”.

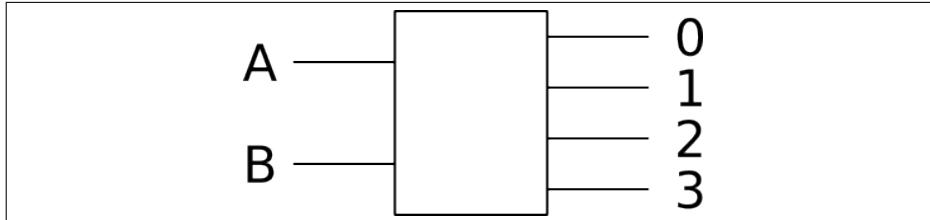


Figure 4: 2 til 4 linjers dekoder.

Sannhetstabellen viser at hver input-kombinasjon svarer til en output pin.

A	B	0	1	2	3
0	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1

Table 1: Sannhetstabell for 2til4 dekoder.

Man kan også ha f.eks. en 4 bit dekoder med 16 output pinner.

Enkoder

En enkoder fungerer motsatt av en dekoder. Den gir n bit ut basert på n^2 linjer inn. For eksempel 16 linjer inn og 4 bit ut.

Et bruksområde kan f.eks. være en 4x4 keypad, hvor hver knapp svarer til én av 16 pinner. Enkoderen oversetter dette til et 4 bit signal.

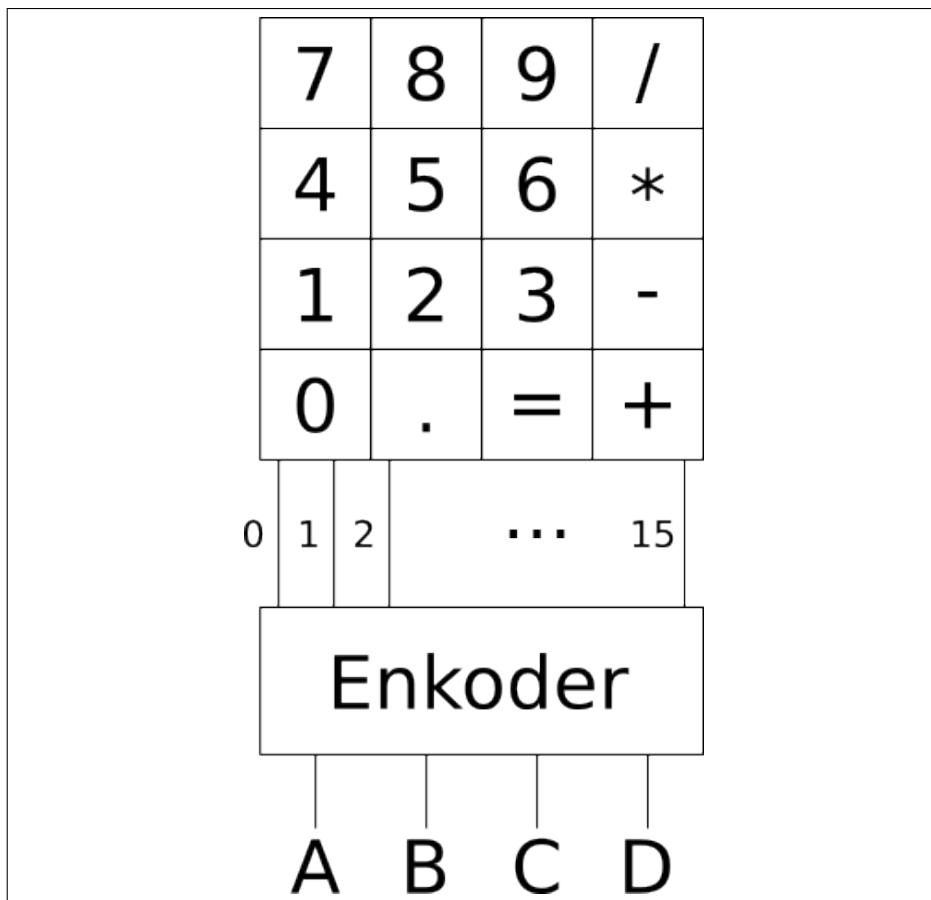


Figure 5: Keypad enkoder.

10.3.3 ROM

ROM, Read Only Memory, kan brukes i enkodere når man ønsker en bestem relasjon mellom input og output. Man lager et map som relaterer spesifikke input til spesifikke output.

7-Segment

Et 7-segment, som brukes til å vise et siffer, styres av 7 input pinner. Den har 7 streker som kan lyse for å vise forskjellige siffer.

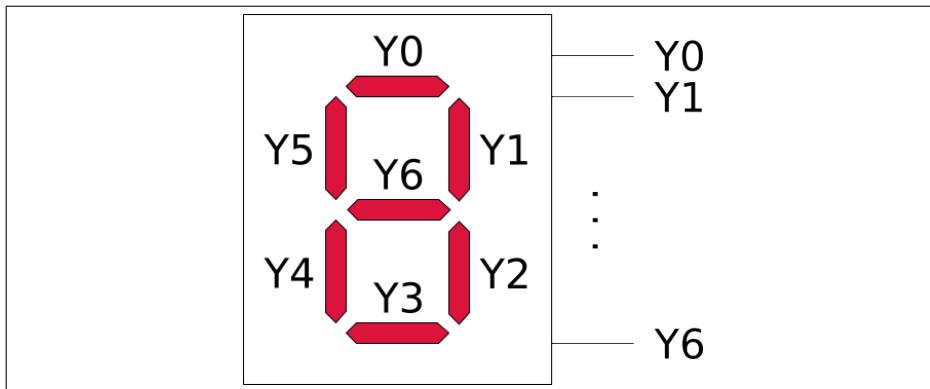


Figure 6: 7-Segment med pins

Forholdet mellom et input og hvilke streker som skal lyse bestemmes av en ROM.

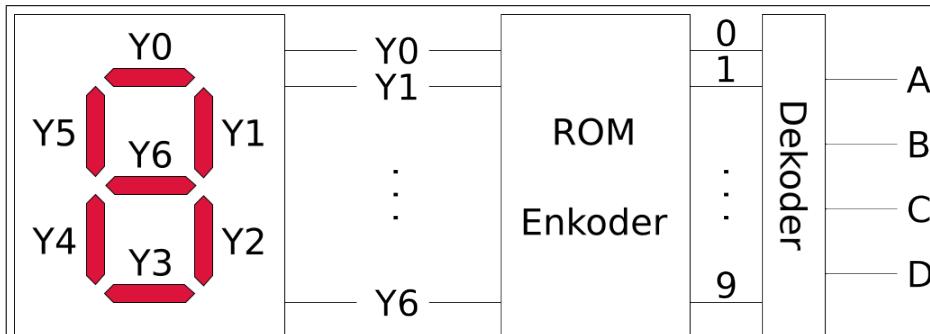


Figure 7: 7-Segment med pins

Når input er lik 0 vil vi at alle streker bortsett fra den i midten skal lyse.
Når input er lik 1 vil vi at kun de to høyre strekene skal lyse, osv...

Vi kan programmere ROMen til å gi oss den mappingen vi ønsker.

A	B	C	D	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
.
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1

11 Uke 11 - Flip-flops og operasjonsforsterkere

Kap. 22, s 752 -787

11.1 Flip-flopper

Hva er forskjellen på en flip-flop og en latch? Ordene *har* vært brukt mye om hverandre, men det har blitt enighet om forskjellen. En flip-flop er en klokkestyrт latch. En latch styres ikke av en klokke. Men bjørн i sinn at ordene fremdeles brukes om hverandre.

11.1.1 JK flip-flop

I en vanlig SR flip-flop er oppførselen uspesifisert for to høye input. JK flip-flop løser problemet ved å bestemme at to høye input betyr flip. Hva enn som var på output blir motsatt av hva det var.

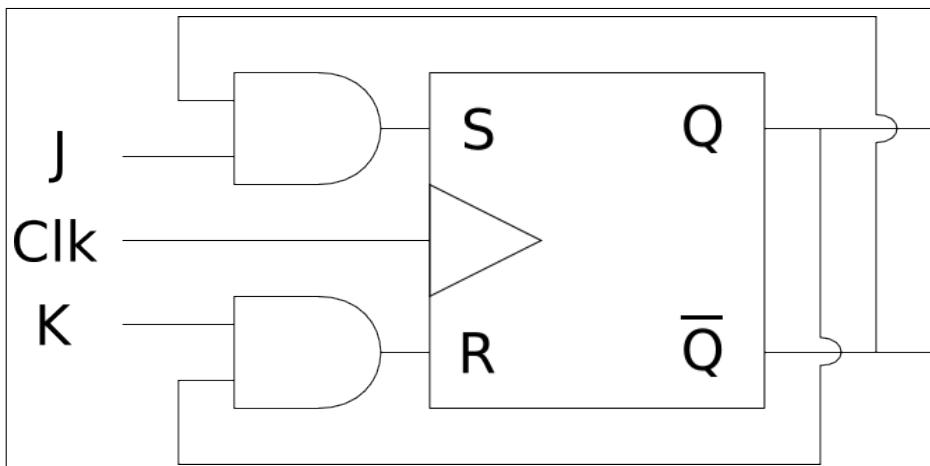


Figure 8: JK flip-flop

Sannhetstabellen til en JK flip-flop ser ut som følgende.

J	K	Q	\bar{Q}
0	0	Q	\bar{Q}
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	\bar{Q}	Q

Table 2: JK sannhetstabell

11.1.2 Master/Slave flip-flop

En master/slave flip-flop lages ved å koble to flip-flops i serie, hvor den siste av dem mottar det inverterte klokkesignalet til den første. Den bakerste flip-flopen endres kun når den første gjør det. Derfor er den første master og den andre slave.

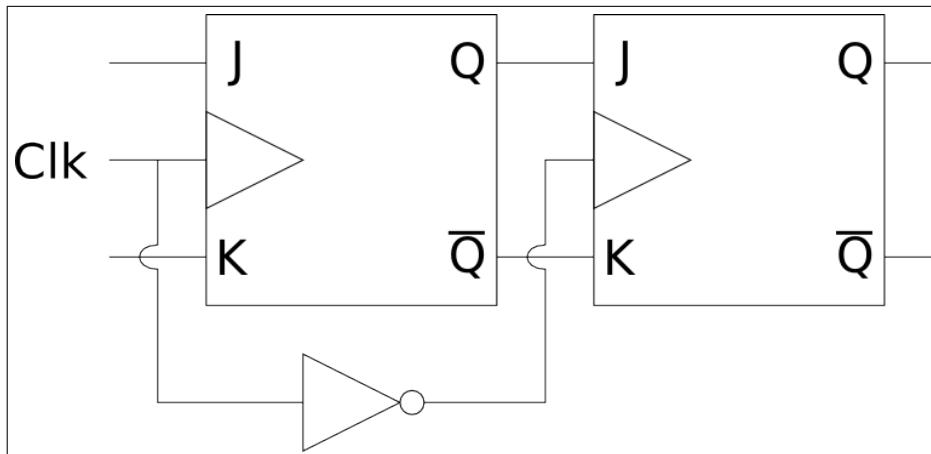


Figure 9: Master/slave flip-flop

11.1.3 Binære tellere

Binære tellere gir et binært tall på output som øker med én for hver gang inngangsklokken tikker.

Ved å bruke master/slave flip-flops koblet i serie hvor Q er koblet til neste sin klokke. Alle inngangene, J og Q, er satt til høy, slik at hver gang klokka tikke endres Q og \bar{Q} til det motsatte.

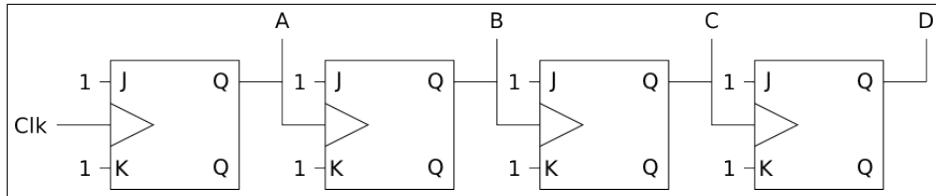


Figure 10: 4bit binærteller.

Output A, B, C og D er little endian. Det vil si at den minst betydningsfulle biten kommer først. Dvs $A = 2^0$, $B = 2^1$ osv.

Når klokka tikker, veksler A fra av og på. Når A tikker, veksler B fra av og på, osv. Resultatet blir en teller.

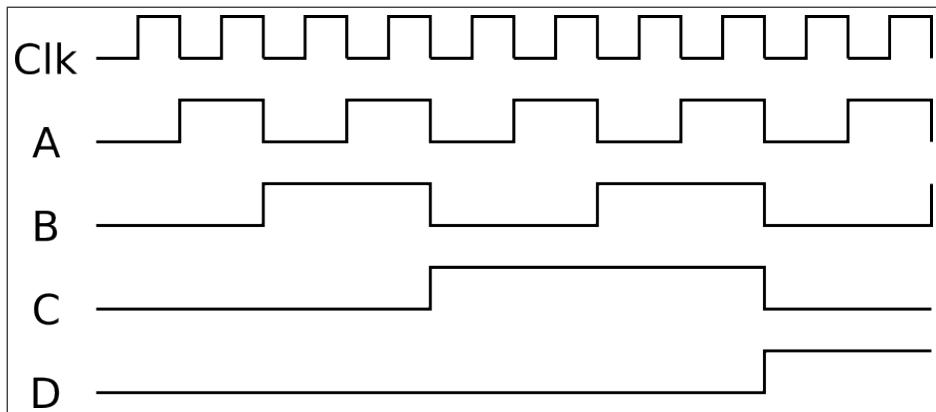


Figure 11: Binærteller output

Hvis du ser på output ser du at den teller oppover 0000, 1000, 0100, 1100 osv.

11.1.4 Dekadeteller

En binærteller vil telle opp til 16 før den starter på nytt. En dekadeteller teller til 10 før den resettes.

Dette kan oppnås ved gå tilbake til null hver gang man når ti. En AND port koblet til B og D utløses når man når ti og kan sende et reset signal til alle flip-flopene.

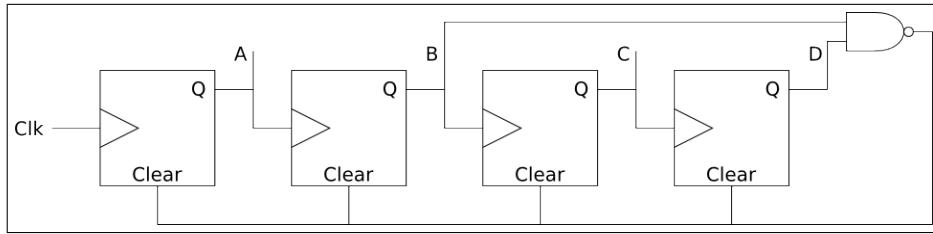


Figure 12: Dekadeteller.

11.1.5 Registrere

En flip-flop kan lagre én bit, det er ikke særlig nyttig. La oss sette sammen flere av dem så vi for et n-bit register.

Ved å bruke D-latches hvor D inngangene er koblet til et binaert input og klokkeinngangen er delt, kan vi lage et register som kan lagres med et klokkesignal.

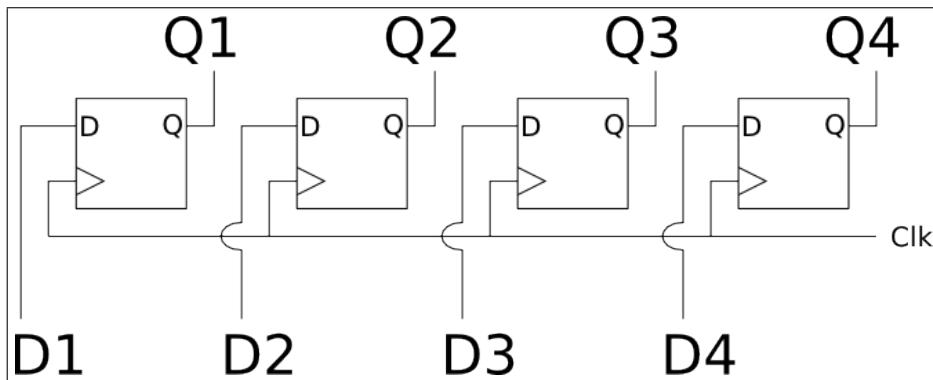


Figure 13: 4bit register laget av D-Latches.

Klokken er ikke nødvendigvis en puls. Tenk på det som en 'lagre knapp' som lagrer dataen.

11.2 Op-amp

11.2.1 Integrated Circuits

En IC er en krets produsert på ett lite stykke halvledermateriale. Ved en IC kan man ha mange flere komponenter enn på vanlige kretser uten at størrelsen tar opp en hel kjeller. Antall komponenter kan variere fra noen få til flere milliarder.

Sammenlignet med vanlige kretser har IC flere fordeler. De forenkler design, reduserer kostnader og bruker mye mindre strøm.

11.2.2 Op-amp

En opamp er en spennings forsterker som bl.a. kan brukes til analoge regneoperasjoner.

Egenskaper:

- Veldig høy forsterkning: 10^5 til 10^6 .
- Høy inngangsmotstand gjør den effektiv.
- Stabil i forhold til temperatur.
- Kontrollert fasegang.
- Differansekobling på inngangen.

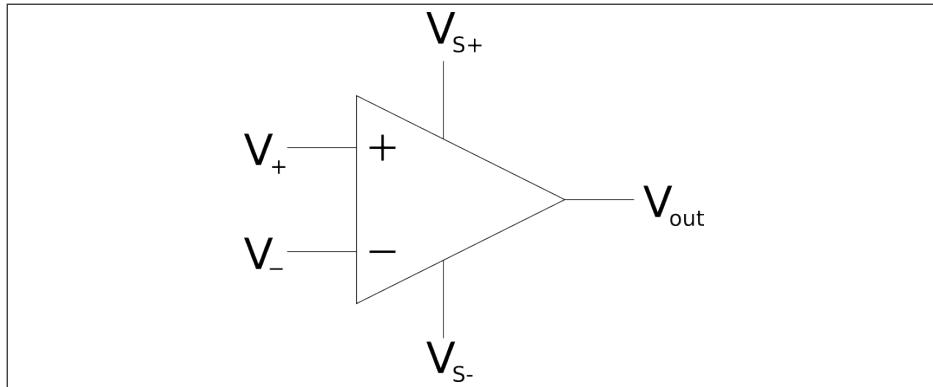


Figure 14: Symbol for en op-amp.

LM741

Et eksempel på en IC implementasjon av en opamp er LM741.

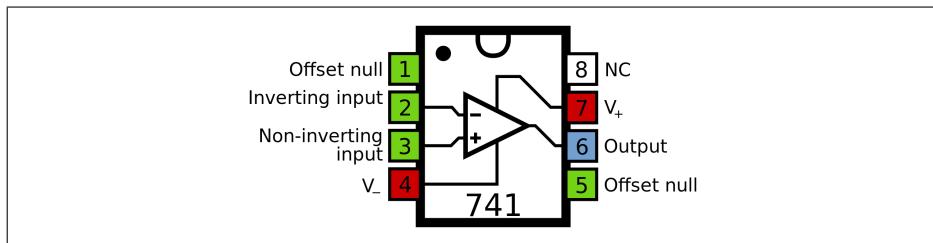


Figure 15: LM741 pinout

11.2.3 Tre viktige parametere

R_i Indre motstand: $R_i > 1 \text{ M}\Omega$

A_v Forsterkning: $A_v > 10^5$

R_o Utgangsmotstand: $R_o < 100 \Omega$

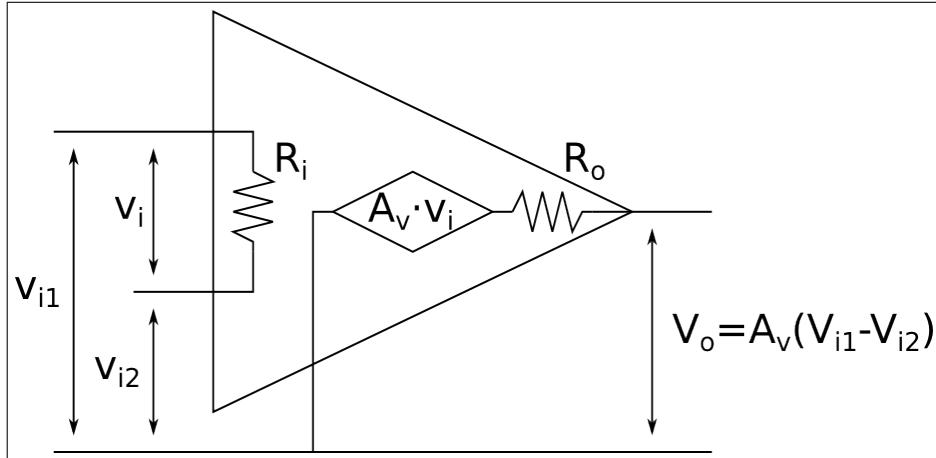


Figure 16: Ekvivalent krets av en opamp.

11.2.4 Inverterende Forsterker

En inverterende opamp snur negativt signal til positivt og motsatt.

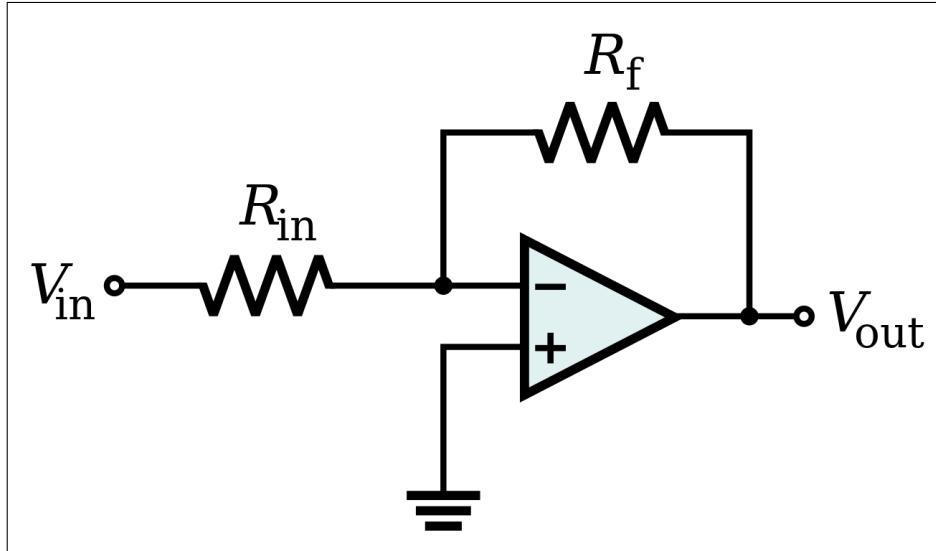


Figure 17: inverterende forsterker

Forsterkningen er gitt ved

$$A_{vf} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Dette kan forenkles når $A_v \gg 1$ til

$$A_{vf} = -\frac{R_f}{R_{in}}$$

Vi kan også finne v_i

$$v_i = \frac{v_o}{A_v}$$

Inngangen på en inverterende opamp kan regnes som et *virtuelt nullpunkt*.

12 Uke 12

12.1 Påskeferie

Ingen forelesning denne uka.

13 Uke 13

13.1 Påskeferie

Ingen forelesning denne uka.

14 Uke 14 - Anvendelse av OpAmp

Kap. 23, s.798 -836

Vi fortsetter der Uke11 slapp, med operasjonsforsterkere.

14.1 Virtuelt nullpunkt

Den indre motstanden i en opamp er veldig stor. Det vil si at det virtuelt sett ikke går strøm igjennom.

$$i_i \approx 0$$

Og derfor er også

$$v_i \approx 0$$

Det gjør at vi betrakter inngangen til opampen som et virtuelt nullpunkt. Det gjør også at vi kan forenkle uttrykk hvor i_i eller v_i inngår.

14.2 Ikke-inverterende forsterker

I en ikke-inverterende forsterker er *ikke* signalet faseforskjøvet 90° , som i en inverterende forsterker.

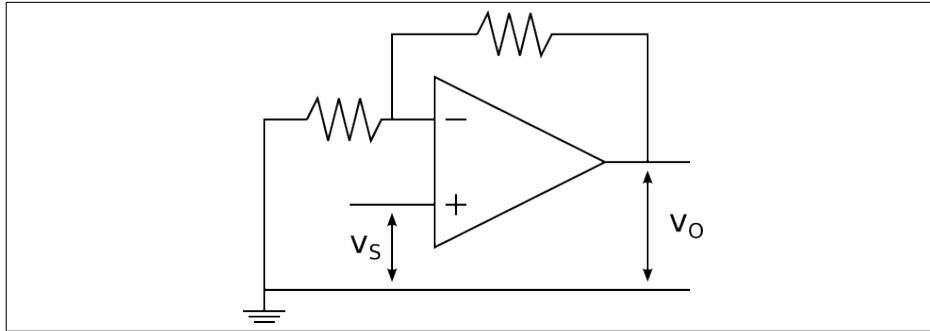


Figure 18: Ikke-inverterende forsterker

$$v_O = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot v_S = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot v_S$$

$$A_{vf} = \frac{v_O}{v_S} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

Spenningsfølger

Hvis R_1 eller R_2 er null blir forsterkningen 1. Dette kalles en spenningsfølger. Utgangen kan drive mer strøm enn kilden kan. De kan brukes som ”front end” til måleinstrumenter.

14.3 Integratorkobling

Output av en integrator er integralet av input. Det er ofte viktig å kalibrere signalet så det svinger presist rundt null, ellers blir integralet feil.

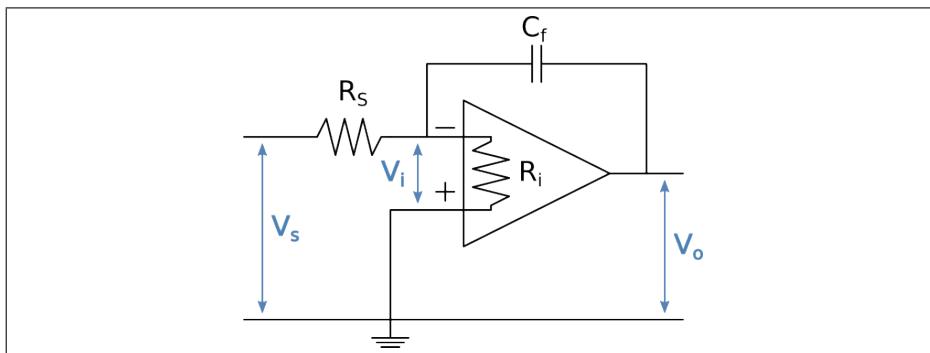


Figure 19: Integratorkobling

Strøm

$$i_s = i_i + i_f$$

$$\frac{v_s - v_i}{R_s} = \frac{v_i}{R_i} + i_f$$

Spennin

$$\frac{v_s}{R_s} = -C \cdot \frac{dv_o}{dt}$$

Løs med hensyn på v_o og integrer på begge sider (Husk at R_s og C er konstanter).

$$v_o = -\frac{1}{R_s C} \int_0^t v_s dt$$

14.4 Addisjon med OpAmp

Hver av signalene på input slås sammen før dem går inn i opampen. I følgende krets har input forskjellig motstand, men de kan like så godt ha samme motstand. Lik motstand kan feks. brukes i et miksebord for lyd. Ulik motstand kan brukes, som i bildet, til å konvertere binær til analog.

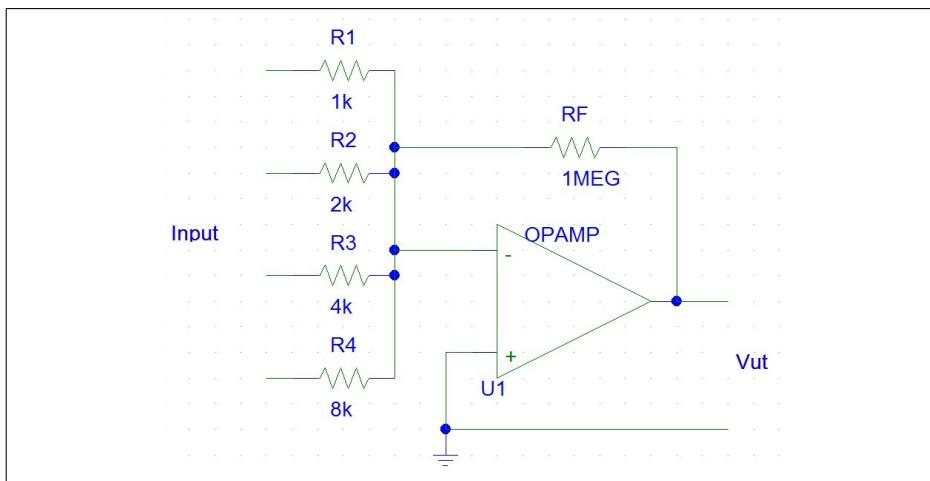


Figure 20: Addisjon med opamp

Strømmen inn i knutepunktet er lik strømmen ut av det.

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_4 = i_f + i_i$$

$$v_i \approx 0 \rightarrow i_i = 0$$

Det gir at

$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} + \frac{v_4}{R_4} = -\frac{v_o}{R_f} \rightarrow v_o = -\left(v_1 \frac{R_f}{R_1} + \dots + v_4 \frac{R_f}{R_4}\right)$$

Leddene $\frac{R_f}{R_n}$ kalles vekt og avgjør hvor mye hver av inputene skal telle med i resultatet. For et miksebord kan justering av channel gain endre på en slik vekt. Master volumet kan justeres ved R_f .

14.5 Differensial forsterker

En differensial opamp har signal på begge input.

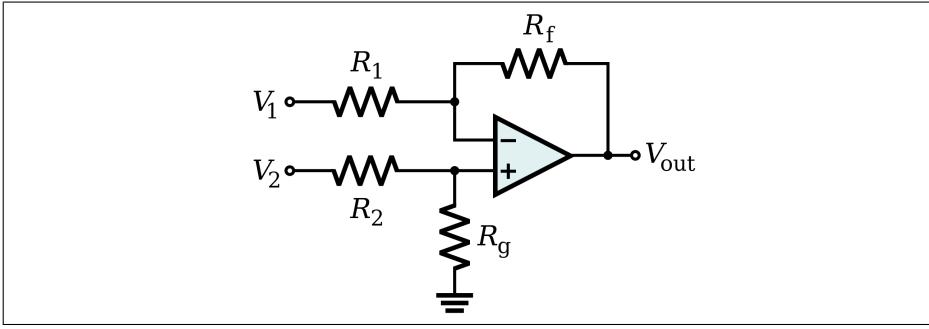


Figure 21: Differensial OpAmp

For å finne v_o bruker man superposisjonsprinsippet.

v_1 alene ($v_2 = 0$)

$$v_{o1} = -\frac{R_f}{R_1} \cdot v_1$$

v_2 alene ($v_1 = 0$)

$$v_{o2} = \frac{R_f + R_1}{R_1} \cdot v_g$$

$$v_g = \frac{R_g}{R_2 + R_g} \cdot v_2$$

$$v_{o2} = \frac{R_f + R_1}{R_1} \cdot \frac{R_g}{R_2 + R_g} \cdot v_2$$

Summen av bidragene

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} = -\frac{R_f}{R_1} v_1 + \frac{(R_f + R_1)R_g}{R_1(R_2 + R_g)} v_2$$

14.6 Eksponential forsterker

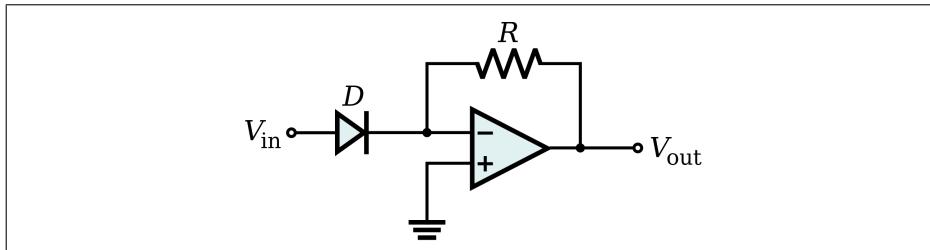


Figure 22: Eksponensiell forsterker

Spanningen ut er gitt ved

$$v_o = -R_f \cdot i_f \approx -R_f \cdot I_s \cdot e^{\frac{V_s}{V_T}}$$

14.7 Logaritmisk forsterker

Hvis man, med utgangspunkt i eksponensiell forsterker, bytter plasseringen til motstanden og dioden får man en logaritmisk forsterker.

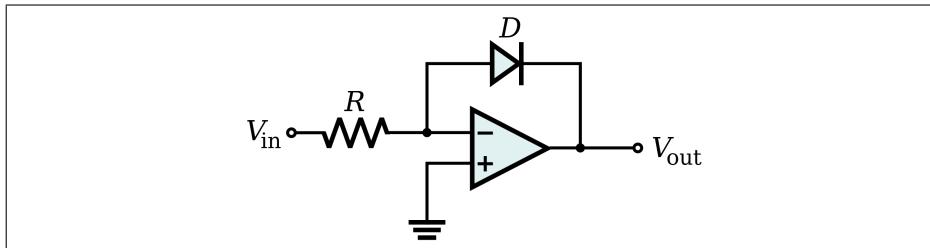


Figure 23: Logaritmisk forsterker

Spanningen ut er gitt ved

$$v_o = -V_T \cdot \ln v_s$$

14.8 Frekvensforløp

Opamps forsterkning begrenses av høy frekvens. Et Bode-diagram viser sammenhengen mellom frekvens og forsterkning.

Signalet til en opamp blir også faseforskjøvet etter som frekvens endrer seg. For hver 2. dekade blir signalet forskjøvet med 90° .

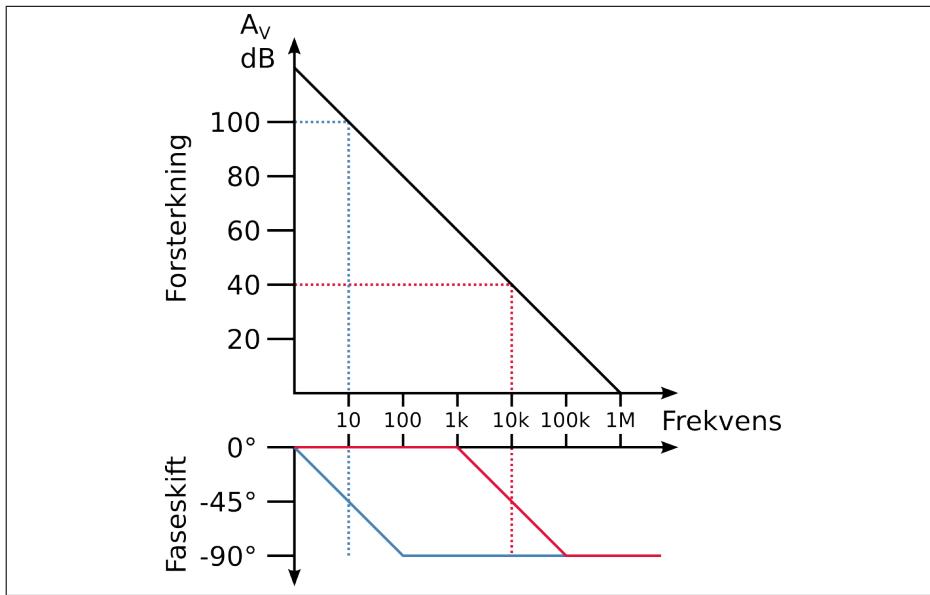


Figure 24: Forhold mellom forsterkning/fase og frekvens

Båndbredden er avhengig av hvilken forsterkning vi ønsker. F.eks. vil $A_v = 40\text{dB}$ gi en øvre grense på 10kHz. Og forsterkning på 20dB har øvre grense på 100kHz.

Ved grensefrekvensen forekommer et faseskifte. Som man kan se begynner det én dekade før og ender én dekade etter. Totalt 90° forskyvning.

Gain-Bandwidth Product

Gain-Bandwidth Product, GBW, bestemmer skråningen på grafen over. Produsenter oppgir GBW ved $A_v = 1$, altså der grafen treffer x-aksen.

Eksempel

$$GBW = A_v \cdot B_w$$

La oss si at $GBW = 1\text{MHz}$ og vi ønsker forsterkning på $A_v = 100$.

$$BW = \frac{1\text{MHz}}{100} = 10\text{kHz}$$

15 Uke 15 - Aktive Frekvensfiltre m/OpAmper

Kap. 23, s.798 -836

15.1 Enheter

15.1.1 Slew Rate

Slew rate er et mål på en krets evne til å reagere på endringer i spenning. Spesifikasjonen til f.eks. en opamp kan garantere en viss slew rate sånn at man kan beregne om den er brukbar i en gitt krets. Signalet gitt på input skal kunne gjenskapes perfekt (med en hvis toleranse) på output.

Slew rate (S) er gitt som forholdet mellom spenning/sekund.

$$S \geq \frac{dv}{dt}$$

I en forsterker må følgende tilfredsstilles

$$S \geq 2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{pk}$$

15.1.2 Common-mode Rejection Ratio

En opamp skal helst forsterke forskjellen mellom input A og B, men som vi vet er aldri elektroniske komponenter ideelle.

I en ideell opamp er utgangsspenningen $v_o = A_v(v_+ - v_-)$. En ideell opamp skulle avvise et signal som ankommer begge input.

Common-mode Rejection Ratio er gitt ved

$$CMRR = \frac{A_v(\text{differensiell})}{A_v(\text{common-mode})}$$

15.2 Aktive Frekvensfiltre med Operasjonsforsterkere

Det finnes mange typer filtre og de kan deles inn etter måten de er bygd opp på eller hvordan de former signaler. Vi har: aktive og passive filtre, bredbånd- og smalbåndfiltre, høypass, lavpass, båndpass, båndstopp, notch...

15.2.1 Parametre

Båndbredde

Ved filtre som båndpass og båndstopp er båndbredden gitt fra grensefrekvensene. Fra V_{pk} til en reduksjon på -3dB finner man grensefrekvensene. Båndbredden er avstanden mellom disse frekvensene.

$$BW = f_{c2} - f_{c1}$$

Q-Verdi

Q-Verdien sier noe om hvor bratt et filter avtar. En høy Q betyr brattere filter.

Q-Verdien er gitt ved den geometriske senterfrekvensen f_0 . f_0 er nesten som gjennomsnitt, men tar høyde for logaritmisk skala.

$$f_0 = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}}$$

Q-Verdien er forholdet mellom senterfrekvensen og båndbredden.

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

Pol

Når vi lager filtre med opamper bruker vi RC kretser. En pol er én RC krets. Det vil bli mer tydelig i seksjonen med implementasjonseksempler.

Orden

Antall poler i et filter avgjør filterets orden. Det bestemmer også hvor fort signalet avtar.

1. Ordens filter Har én pol. Avtar med 20dB per dekade.
2. Ordens filter Har to poler. Avtar med 40dB per dekade.
3. Ordens filter Har tre poler. Avtar med 60dB per dekade. osv...

15.2.2 Typer

Vi skal se på tre typer filtre: Butterworth, Bessel og Chebyshev. De forskjellige typene har forskjellige egenskaper som velges etter hvilke egenskaper som passer formålet.

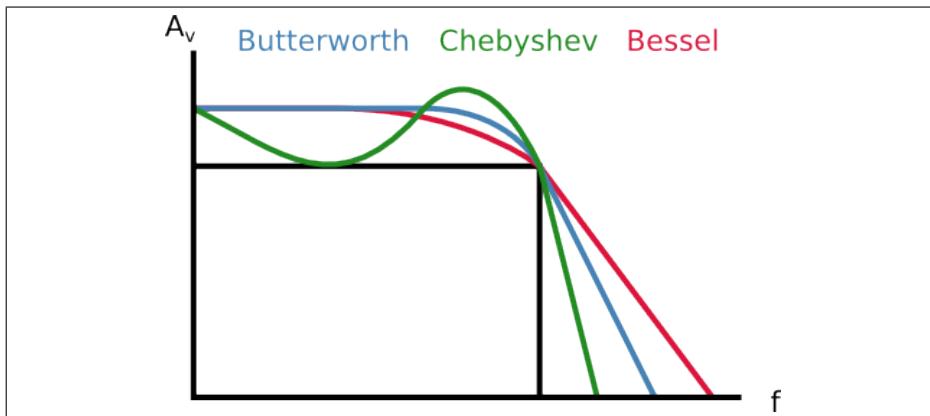


Figure 25: Filtertyper

Butterworth (Maximally flat)

- + Flat respons A_v relativt konstant innenfor båndet).
- + Mest brukte aktive filteret.
- Fasegang endres når filteret avtar.

Bessel

- + Konstant fasegang.
- + HiFi (High Fidelity).

Chebyshev

- + Bratt rolloff.
- Ikke konstant spenningsforsterkning.

15.3 Implementasjoner

15.3.1 Lavpass (Butterworth)

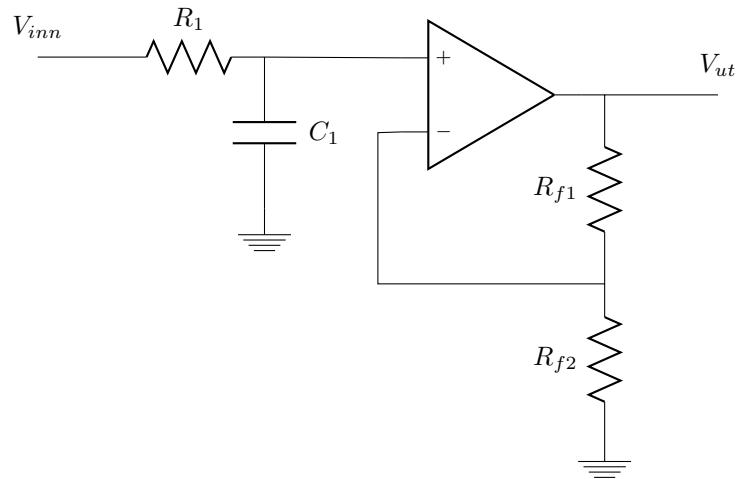
I de 2 følgende kretsene er

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

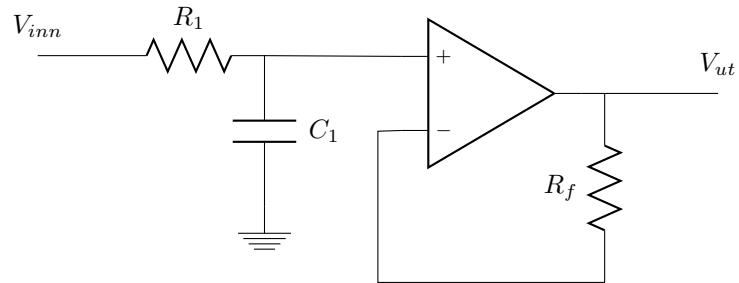
Variable-gain

I denne kretsen kan gain justeres med motstanden R_{f2} .

$$A_{vf} = \frac{R_{f1}}{R_{f2}} + 1$$

**Unity-gain**

$$A_v = 1$$



15.3.2 Lavpass (Butterworth 2. orden)

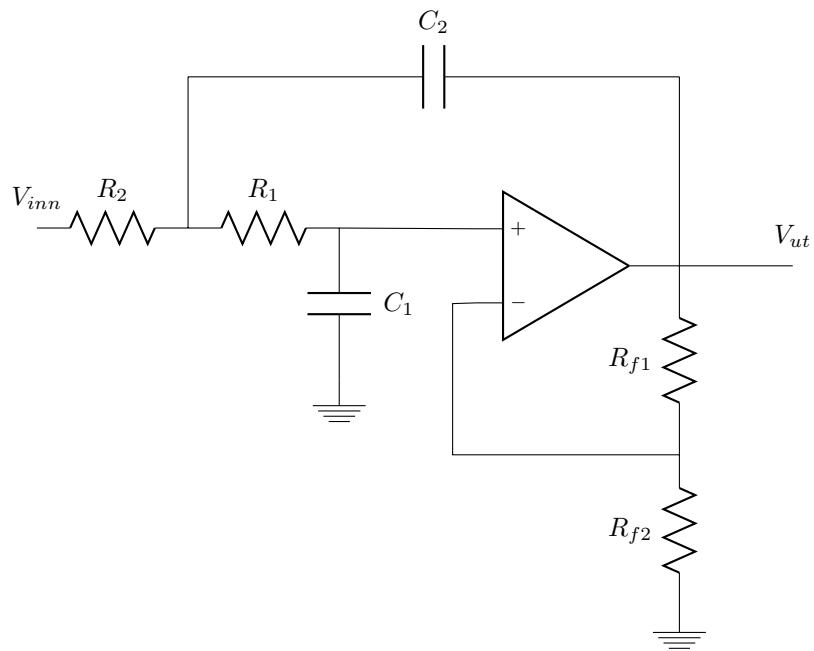
I et andre ordens filter har vi 2 poler (2 RC-ledd).

For begge følgende kretser er

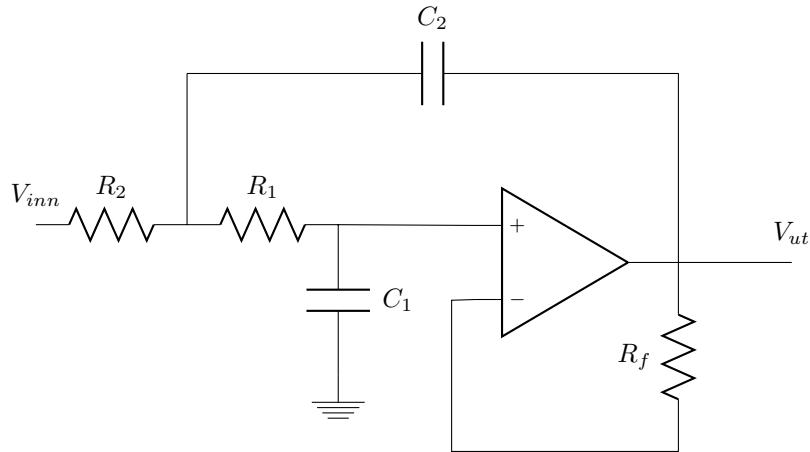
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Forsterkning for henholdsvis variable-gain og unity-gain er likt som i de to forige kretsene.

Variable-gain



Unity-gain

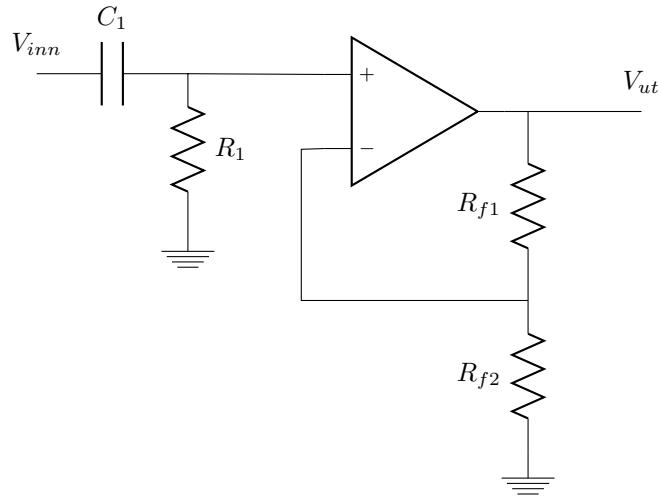


15.3.3 Høypass (Butterworth)

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

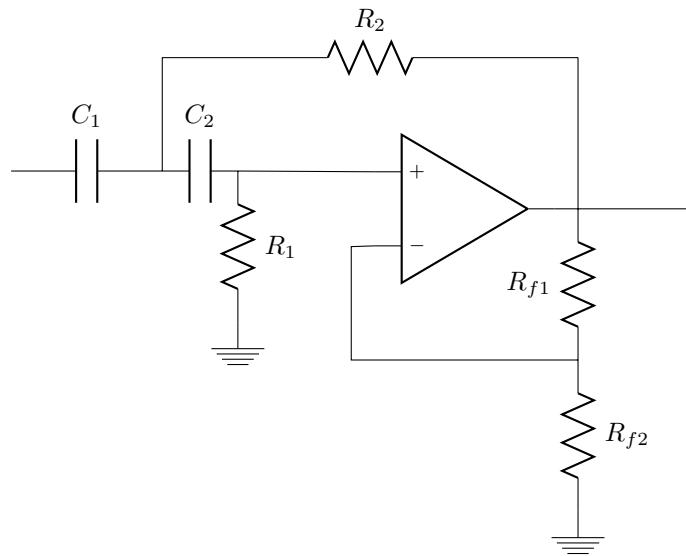
Denne kretsen har variabel gain:

$$A_{vf} = 1 + \frac{R_{f1}}{R_{f2}}$$



15.3.4 Høypass (Butterworth 2. orden)

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$



15.3.5 Båndpass (Kombinerer høypass/lavpass)

Et båndpassfilter kan lages ved kaskadekobling av et LPF og et HPF. Signalet legges ikke sammen, som ved en notch, men signalet fra det første filteret mates inn i det neste.

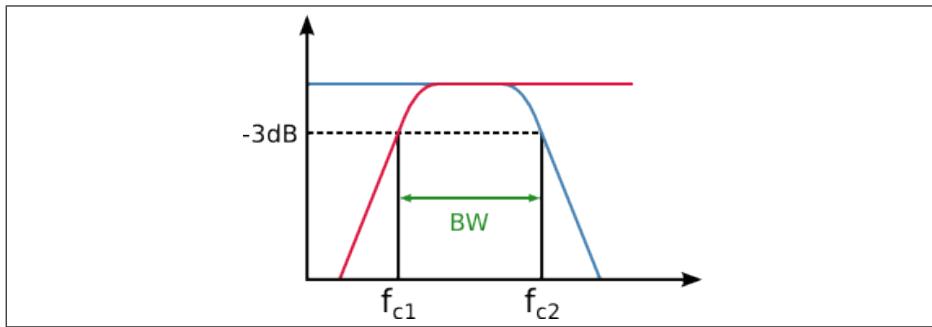
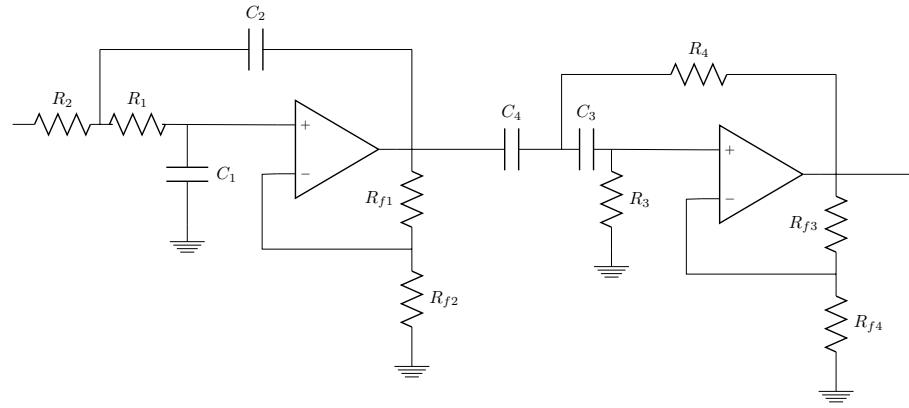


Figure 26: båndpassfilter

$$BW = f_{c2} - f_{c1}$$

$$f_0 = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}}$$

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$



15.3.6 Notch/Båndstopp

Et notchfilter er et spesialtilfelle av båndstopp hvor Q-verdien er veldig høy. Signalet sender til både et lavpass- og et høypassfilter før de legges sammen i en adder som pluss sammen signalene.

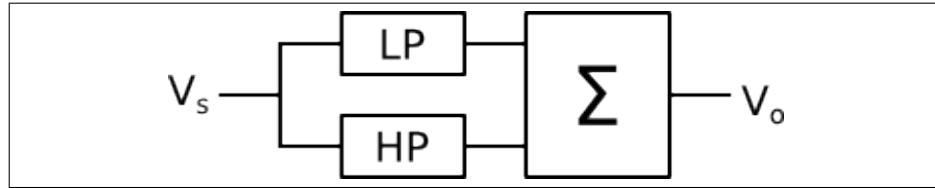


Figure 27: Skjematikk for notch filter

Den resulterende formen på signalet blir

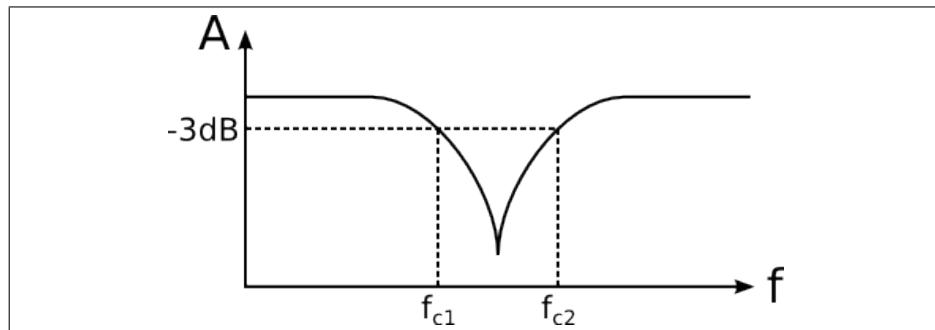


Figure 28: Notch filter frekvens og forsterkning

15.4 Tilbakekobling (feedback)

Feedback oppstår når output fra et system kobles tilbake på systemets input. Det brukes til: Linearisering, stabilisering og regulering og kontroll. Vi tegner det på følgende måte:

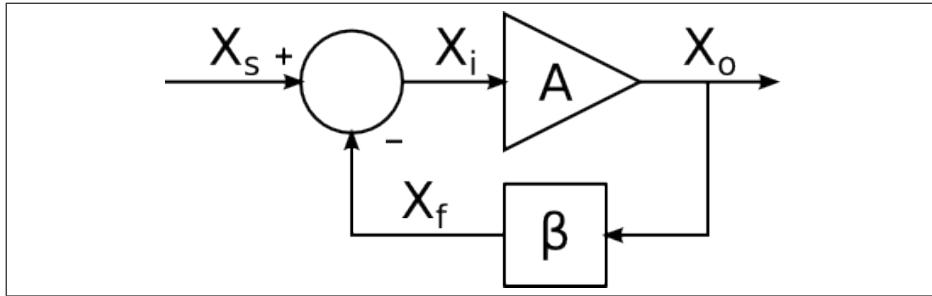


Figure 29: Negativ feedback

X_s = signal inn

X_o = signal ut

X_i = signal til OpAmp

X_f = feedbacksignal

Disse verdiene er gitt ved

$$X_i = X_s - \beta \cdot X_o$$

$$X_o = A \cdot (X_s - \beta \cdot X_o) = \frac{A \cdot X_s}{1 + A \cdot \beta}$$

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

Ved positiv feedback har vi

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 - A \cdot \beta}$$

16 Uke 16 - Feedback, Millereffekt, Oscillatører

Kap. 23, s. 798 -836

16.1 Feedback

Fortsetter fra forrige kapittel.

Avhengig av forholdet mellom $A \cdot \beta$ vil signalet endre seg på forskjellig måte.

Loopgain < 1

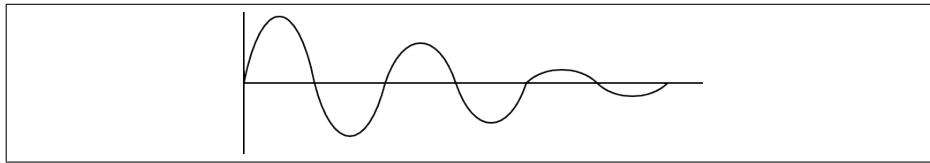


Figure 30: Oscillasjon dør ut

Loopgain > 1

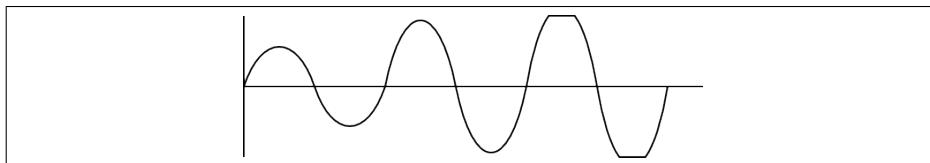


Figure 31: Signalet øker til clipping

Loopgain = 1

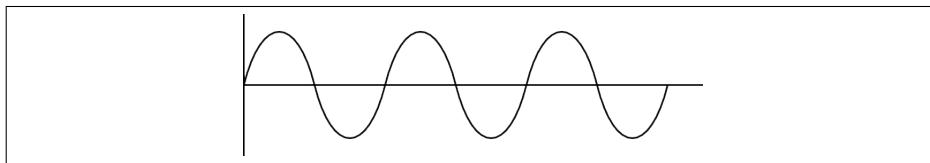


Figure 32: Stabilt signal

16.2 Millereffekt

Miller effekt oppstår når man kobler en kondensator i feedbackloopen på en inverterende opamp.

Kondensatorens reaktans er gitt ved:

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$$

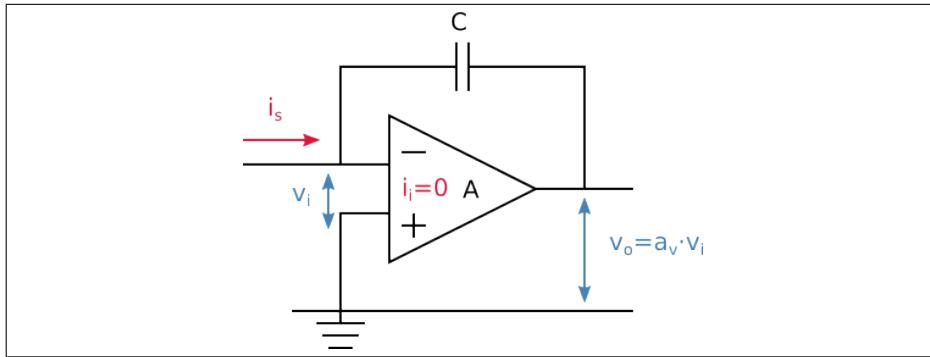


Figure 33: Kondensator i feedbackloopen

Kondensatorene virker som om den er $(1+A)$ ganger større enn den er.

$$i_s = \frac{v_i \cdot X_C}{v_i + A \cdot v_i} = \frac{X_C}{1 + A} = \frac{1}{j\omega C(1 + A)}$$

Det gir 'millerkapasitet' C_M lik:

$$C_M = C(1 + A)$$

Dette betyr at høye frekvenser kuttes tidligere:

$$f_h = \frac{1}{2\pi \cdot R_{inn} \cdot C(1 + A)}$$

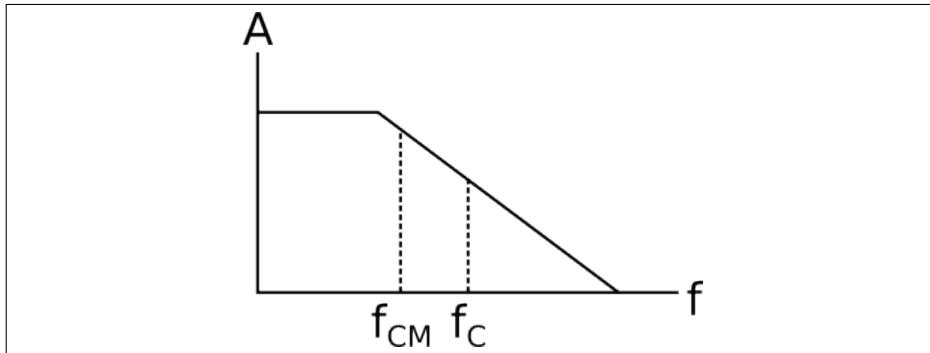


Figure 34: Miller-cutoff vs vanlig cutoff

16.3 Oscillatører

En oscillator lager et periodisk svingende signal. I musikalsk anvendelse kan dette være grunnlag for en synthesizer eller effekt. I elektronikk kan signalet fungere som en klokke for synkroniserte kretser.

Vi skal se på fire ulike typer:
Faseskift-oscillator

Wien brigde-oscillatører

Avstemte oscillatører

Krystall-oscillatører

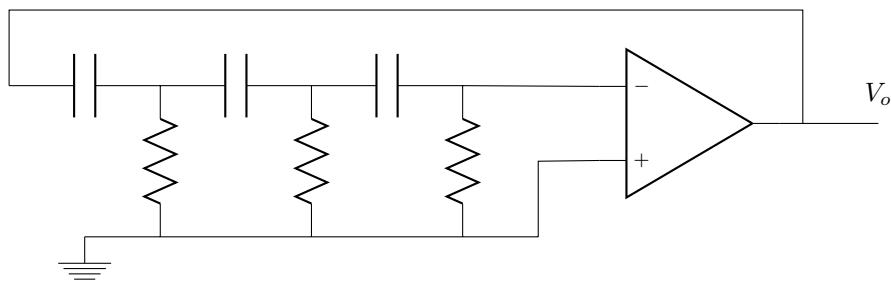
16.3.1 Faseskift-oscillatører

Faseskift-oscillatøren produserer en sinusbølge. Fordi faseforskyvningen avhenger av frekvens regnes den som ustabil og er lite brukt. Den har ingen input-signal, men triggges av en impuls.

De er sammensatt av et nettverk av RC-kretser. For å kompansere for tapet over disse må loopgain være 1.

$$A_f = \frac{A}{1 - A \cdot \beta}$$

$$A \cdot \beta \rightarrow 1 \implies A_f \rightarrow \infty$$

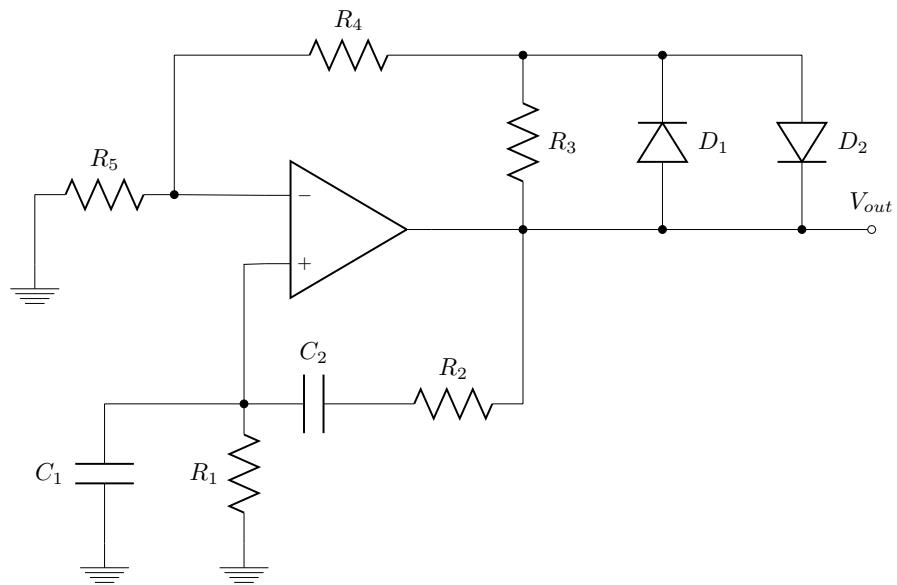


Opampen inverterer signalet 180 grader, mens RC-leddene inverterer det ytterligere 180 for en gitt frekvens. Frekvensen den oscillerer med er gitt ved:

$$f = \frac{1}{2\pi R C \sqrt{6}}$$

16.3.2 Wien brigde-oscillatører

Stabil og en av de mest brukte RC-oscillatorene. Den bruker både positiv og negativ feedback.



Positiv

Den positive tilbakekoblingen kontrollerer svingningene.

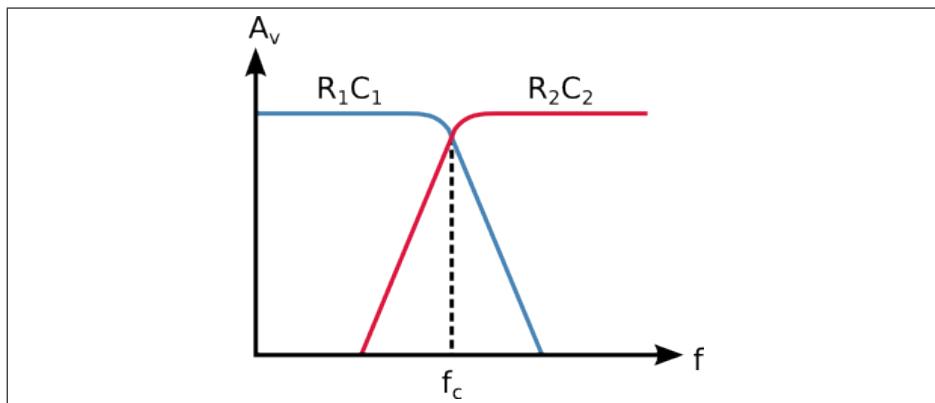


Figure 35: Resonansfrekvens

$$R_1 = R_2$$

$$C_1 = C_2$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R C}$$

Negativ

Den negative tilbakekoblingen kontrollerer closed loop gain A_{CL} . Feedback loopen gir en forsterkning, men diodene begrenser spenningen.

$$A_{CL} = \frac{R_f}{R_{inn}} + 1 = \frac{R_3 + R_4}{R_5} + 1$$

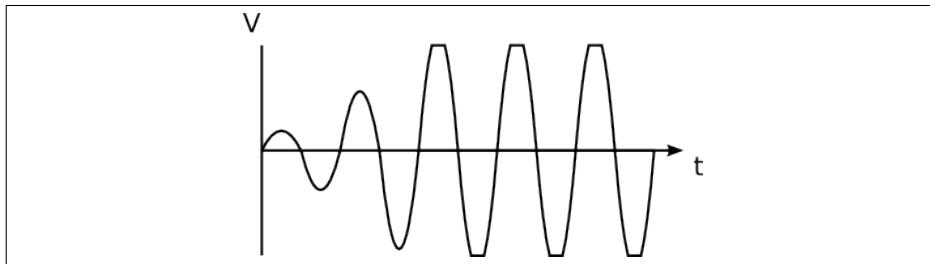


Figure 36: Diodene clipper signalet ved stor forsterkning

16.3.3 Avstemte oscillatorer

Avstemte oscillatorer er veldig presise, men også veldig dyre og lite brukt.

De er bygd opp av en inverterende forsterker og LC-ledd (spole og kondensator).

Av de flere typene som finnes er de mest vanlige:

Colpitts

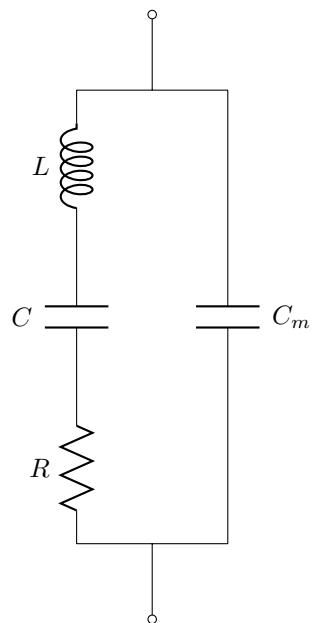
Hartley

16.3.4 Krystall-oscillatorer

Krystall-oscillatorer er teknologien bak mange klokker og mesteparten av teknologien vi bruker i dag. De fungerer ved piezoelektrisk effekt. Det vil si at strøm påført elementet medfører mekanisk deformasjon. Tilsvarende vil et mekanisk trykk på elementet generere elektrisk spenning. Resonansfrekvensen bestemmes av krystalletts fysiske størrelse.

Fordeler:

- Stabil
- Høy frekvens
- Billig
- Lavt energikrav



Krystallet har to resonansfrekvenser avhengig av om man ser på serieresonansen av RCL eller parallelresonansen med RL og C_M .

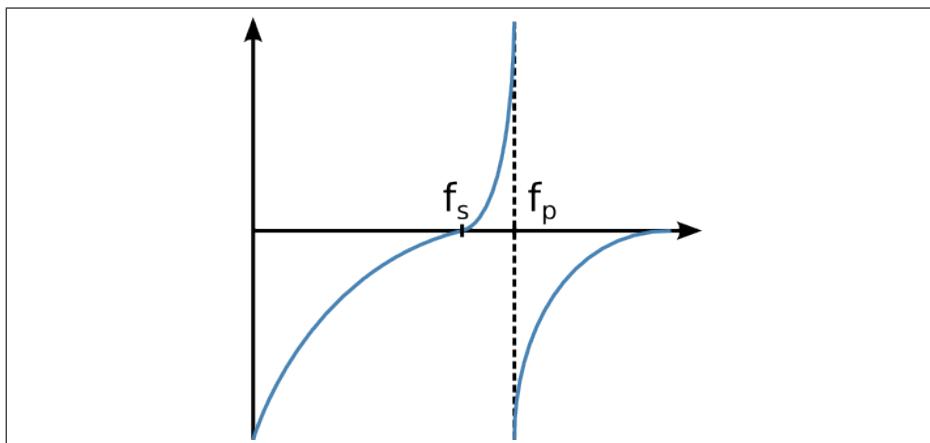


Figure 37: Resonansfrekvens for paralell og serie

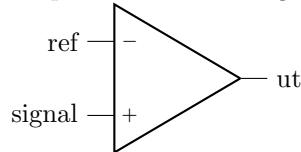
17 Uke 17 - Signalbehandling

Kap. 24, s. 845-871

17.1 Spenningsforskjell

17.1.1 Komparator

En komparator tar inn et signal og sammenligner det med en referansespenning.



Den gir utslag (0 eller 1) når signalet overstiger referansen.

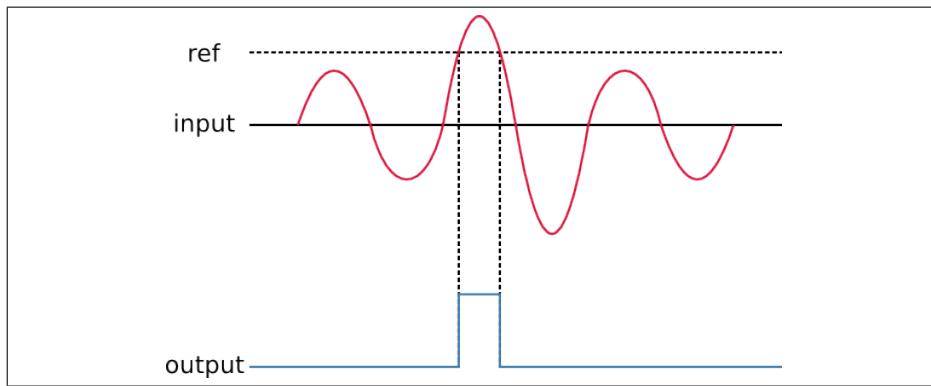


Figure 38: Komparator indikerer overstigelse av referanse

17.1.2 Shmitt-trigger

Shmitt-trigger fungerer som en komparator med hysterese. Output blir høy (1) når signalet overstiger en gitt spenning (upper trip point), men den blir ikke lav før den går under en gitt lavterskel (lower trip point);

Hysterese:
Logikken er sekvensiell.
dvs. at beslutning tas basert på tidligere resultat.

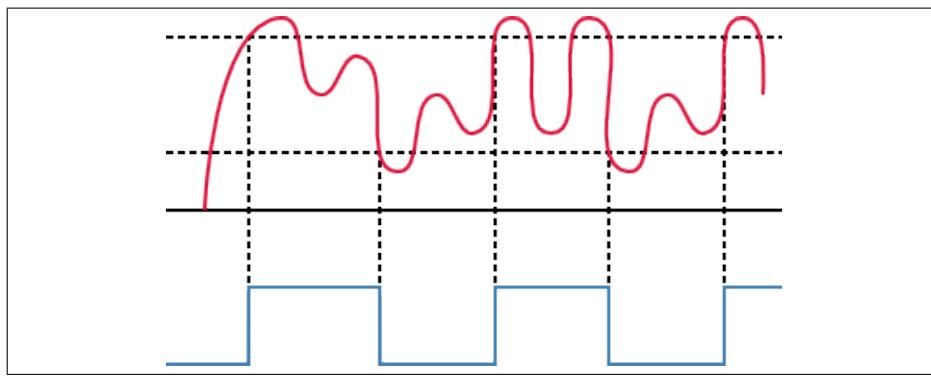


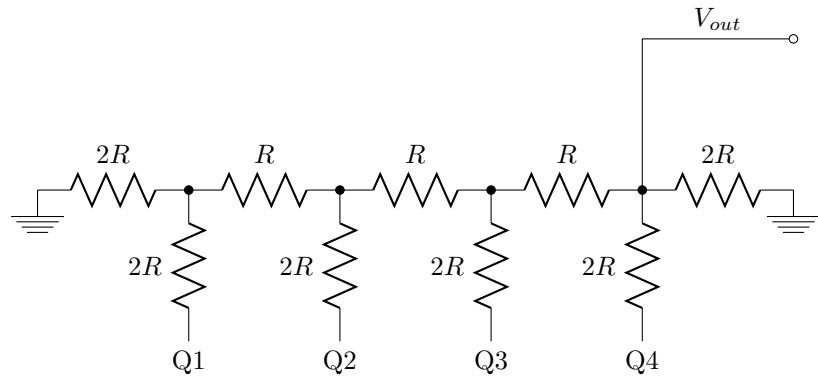
Figure 39: Shmitt-trigger endrer verdi når den passerer uthp eller ltp

17.2 Digital/Analog

17.2.1 R-2R

Med et trappesystem av motstander kan man konvertere et binært digitalt input til et analogt output.

Q1 er den minst signifikante bit (LSB).



$$V_{ut} = \frac{V_1}{16} + \frac{V_2}{8} + \frac{V_3}{4} + \frac{V_4}{2}$$

17.2.2 OpAmp Addisjon

Se seksjon 14.4.

17.3 Analog/Digital

17.3.1 Samplingsteorem

For å konvertere et analogt signal til digitalt, leser man av spenningen ved diskrete intervaller. Hvor hyppig disse avlesningene forekommer kalles sample rate.

For å kunne gjengi en brukbar digital representasjon av signalet, må vi ha en høy nok sample rate. Sample raten bør være minst dobbelt så høy som den høyeste frekvensen man sampler. Den høyeste frekvensen mennesker kan høre er 20kHz, så CD-er har en sample rate på 44.1kHz. Jo flere punkter man sampler (høy sample rate), jo bedre blir recordingen.

- Hørbart: 20Hz - 20kHz
- CD: 44.1kHz
- Lydkort: 48kHz
- Pro-lydkort: 96kHz - 192kHz

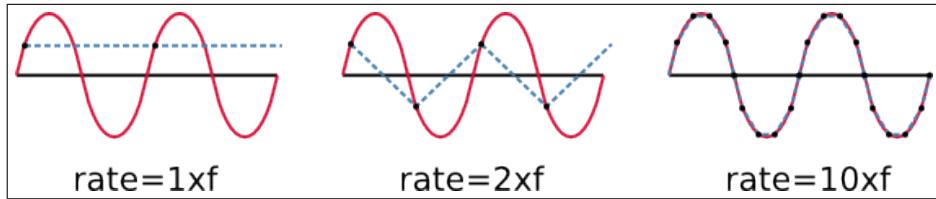
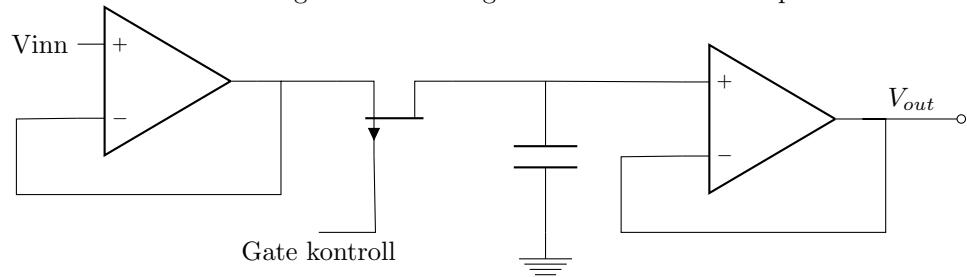


Figure 40: Forskjellig sample rate

17.3.2 Sample-Hold

For å kunne lese av en spenningsverdi når vi sampler, må vi kunne låse fast signalet så det ikke endrer seg under avlesning. Da bruker man en sample-hold.



17.3.3 Counting A/D

En counting ADC bruker en binærteller for å 'nærme seg' riktig verdi. Binærtelleren tikker høyere og høyere helt til komparatoren bekrefter at man har funnet høy nok verdi.

En klokke brukes for å samkjøre det hele.

Endianness:
Om vi leser binære tall fra høyre eller venstre
MSB: Most significant byte
LSB: Least significant byte

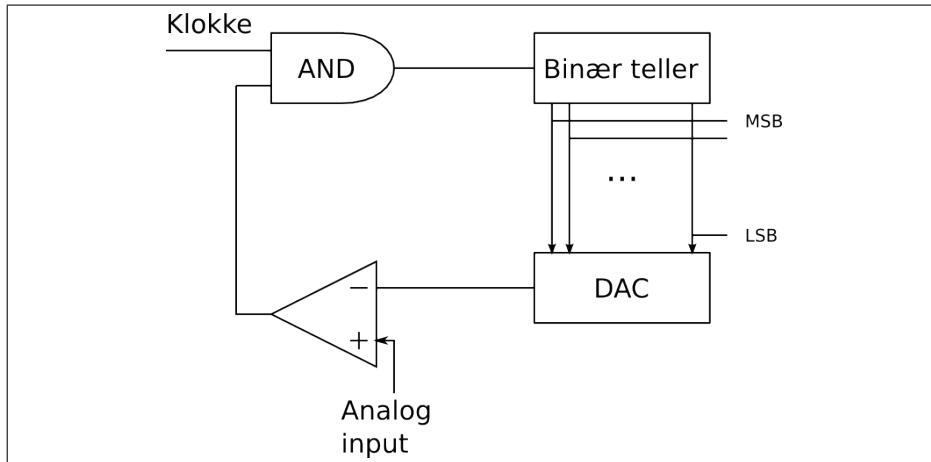


Figure 41:

For en verdi låst med Sample-Hold tikker klokka opp til riktig verdi.

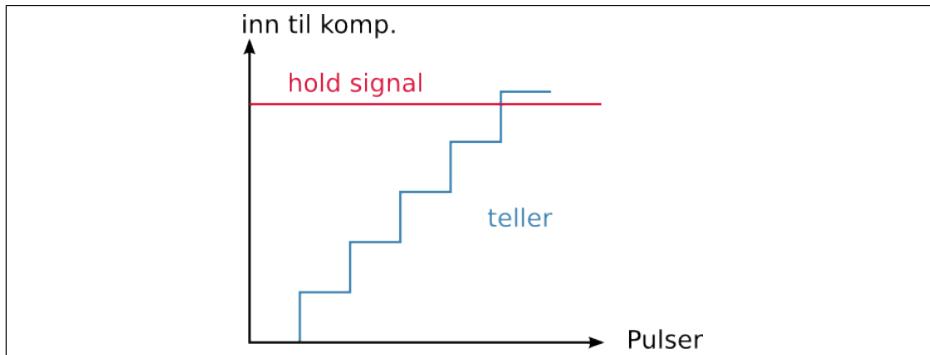


Figure 42: Output fra counting ADC

Skal man lese n-bit trenger konverteringen 2^n klokkepulser.

17.3.4 Successive Approximation A/D

Successive approximation ADC, eller tilnærnings ADC, fungerer nesten som en counting ADC.

Den teller nærmere og nærmere et hold signal, men den tikker ikke gradvis opp fra bunnen. Den veksler frem og tilbake rundt signalet og nærmer seg gradvis.

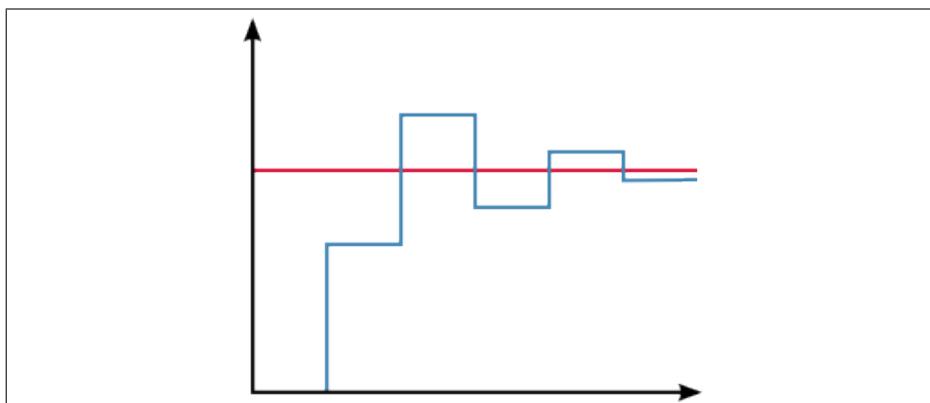


Figure 43: ADC som tilnærmer seg signalet

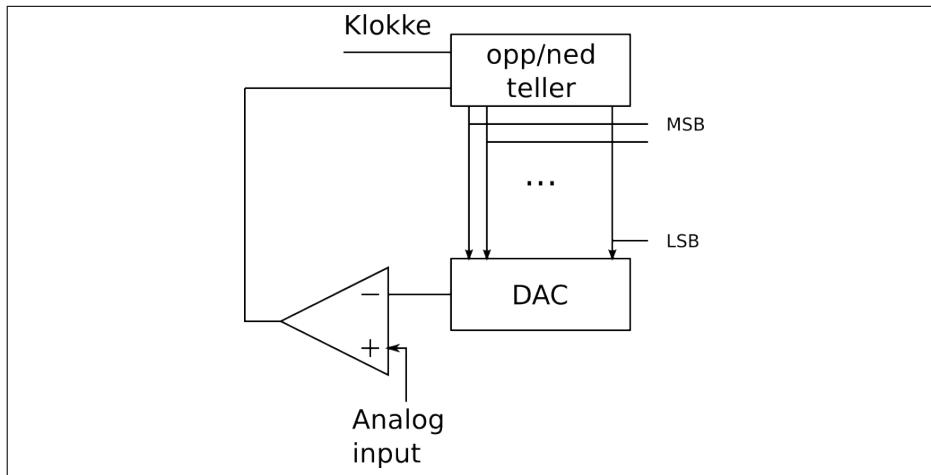


Figure 44: Successive approximation ADC

17.3.5 Flash konverter

Flash konverteren er veldig rask, men også veldig dyr.

Signalet føres til mange komparatorer samtidig, hvor hver komparator er forhåndsinnstilt til en referansespenning. Den oversetter momentant fra digital til analog.

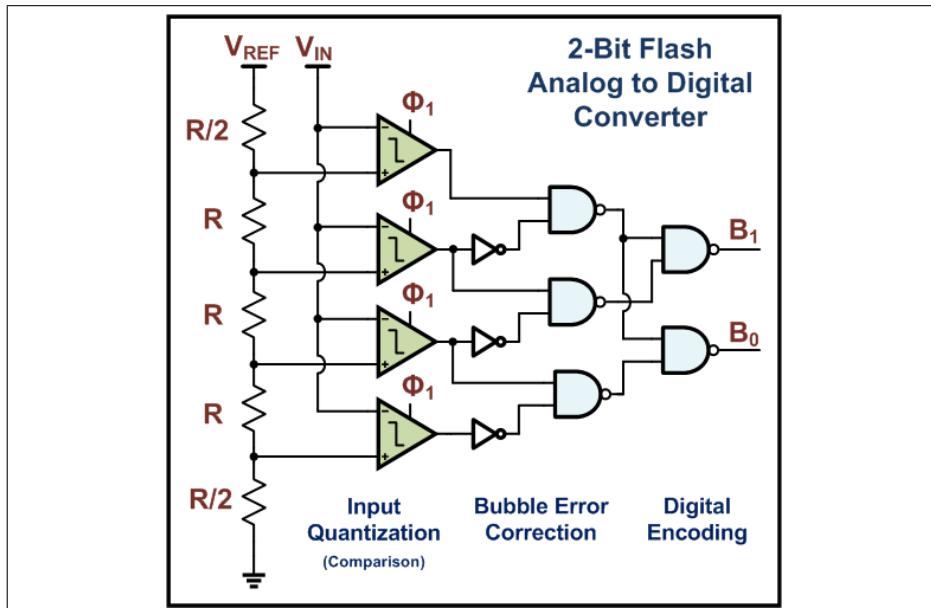


Figure 45: Flash converter / Flash ADC

En 2bit flash ADC trenger 4 komparatorer. Likeledes trenger en 8bit flash

ADC $2^8 = 256$ komparatorer.

18 Uke 18 - Signalbehandling fortsatt

18.1 Sampling

18.1.1 Begreper

Oppløsning

Når man konverterer fra et analogt signal til et digitalt blir signalet representeret binært. Oppløsningen, eller bit-dybden, er hvor mange bit vi bruker på å representerere signalet.

Med bare 2-bit får man et grovt, forstyrret signal. Jo høyere bit depth jo mer presis blir samlingen. 8-bit gir 256 nivåer (255 hvis like mange bit skal fordeles over og under null).

Konverteringstid

I de ADCene vi så på tar det tid for klokka å tikke nærmere signalets verdi. Tiden det tar for én slik sampling kalles konverteringstid.

Kvantiseringsfeil

Når vi leser av et signal fra Sample-Hold, vil det opprinnelige signalet ha forandret seg i mellomtiden. Med dette oppstår det som kalles kvantiseringsfeil. Med høyere oppløsning vil dette reduserer, men da vil konverteringstiden øke.

18.1.2 Delta-sigma konverter

I en $\Delta\Sigma$ DAC blir det analoge signalet integrert og oversatt til en 1-bit strøm.

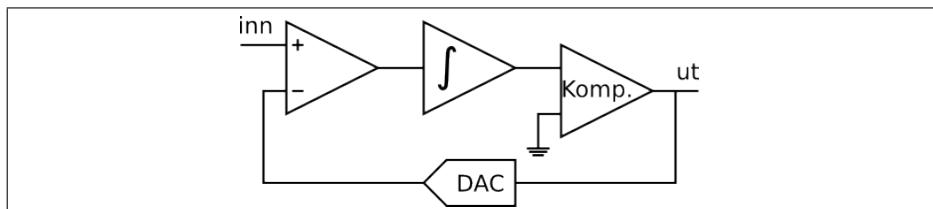


Figure 46: Delta-sigma ADC

18.2 Multivibratorer

Multivibratorer brukes til å lage pulser som f.eks. kan brukes i en timer.

18.2.1 Astabil

Denne kretsen har ingen input og veksler på egenhånd mellom to tilstander.

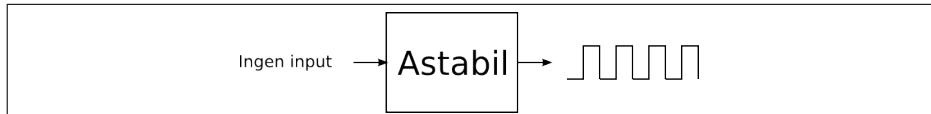


Figure 47: Astabil multivibrator

18.2.2 Monostabil

Denne kretsen trigges av en input impuls og vil etter en gitt tid dø ut. Kretsen har **én** stabil tilstand.

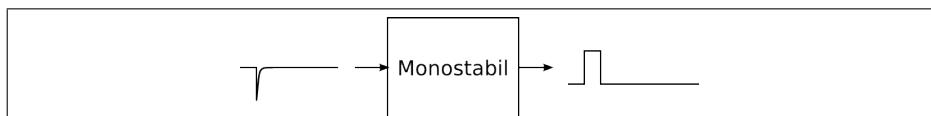


Figure 48: Monostabil multivibrator

18.2.3 Bistabil

En bistabil latch eller flip-flop kan skrus av og på.

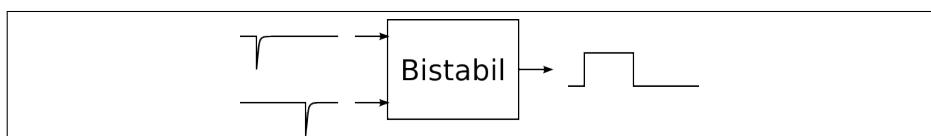


Figure 49: Bistabil multivibrator

18.3 Sensorer

18.3.1 Definisjon

En sensor er noe som spesifiserer en tilstand. Begrepet dekker enkle sensorer som f.eks. en temperatursensor, men også sammensatte sensorer som ABS systemet på en bil. Den reagerer på et bestemt fenomen og gir et signal ut.

En sensor må være:

- Følsom for bestemt fenomen.
- Ufølsom for andre fenomener.
- Må ikke selv lage forstyrrelser i fenomenet.

18.3.2 Presisjon vs nøyaktighet

Når vi spesifiserer egenskapene til en sensor skiller vi mellom presisjon og nøyaktighet.

Presisjon sier hvor stor spredning det er. Høy presisjon betyr liten spredning.

Nøyaktighet sier hvor nærmee målet man er. Stor nøyaktighet kan ha mye variasjon, men variasjonene er sentrert rundt det riktige området.

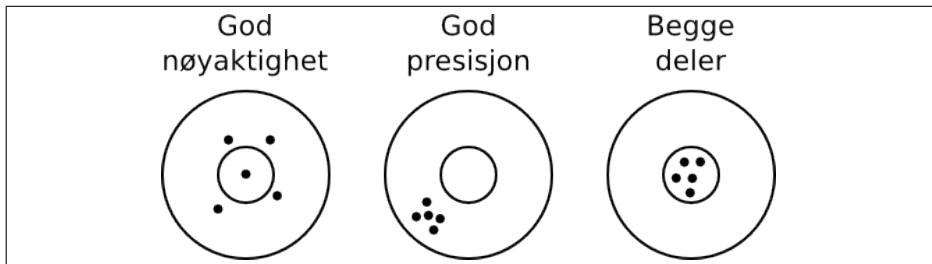


Figure 50: Presisjon vs Nøyaktighet

Nøyaktighet kan sies å represesntere systemavvik og presisjon tilfeldighet.

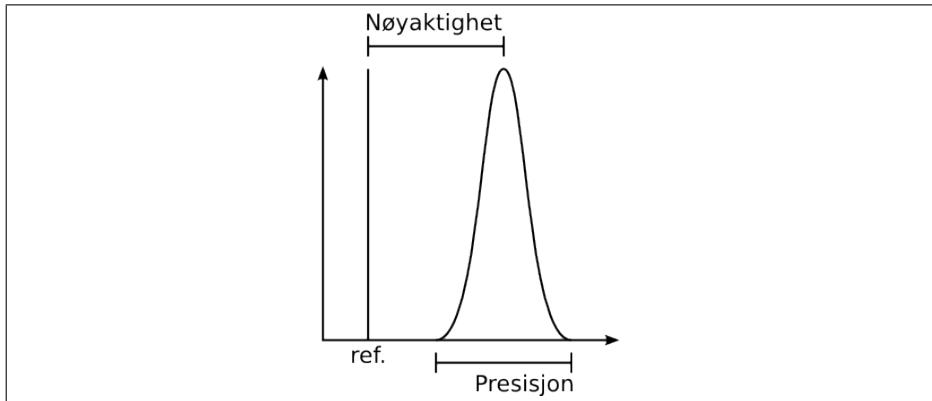


Figure 51: Presisjon/nøyaktighet grafert

19 Uke 19 - Spenningsregulator og Radio

Kap. 25, s 881-895

19.1 Spenningsregulator

I en powersupply (se seksjon 6.5) kjøres et AC signal gjennom en likeretter, et filter og en regulator. Vi skal se på hvordan slike spennings-regulatorer er bygget opp.

Hvis man skal kjøpe en IC med spenningsregulator finnes det hovedsaklig fire typer:

Fixed positiv: Gir en bestemt positiv spenning.

Fixed negativ: Gir en bestemt negativ spenning.

Justerbar: Man kan velge mellom bestemte intervaller.

Dual-Tracking: Gir en bestemt spenning både som negativ og positiv.

19.1.1 Serie-regulator

Serieregulatorer har en eller flere enheter plassert i serie med lasten.

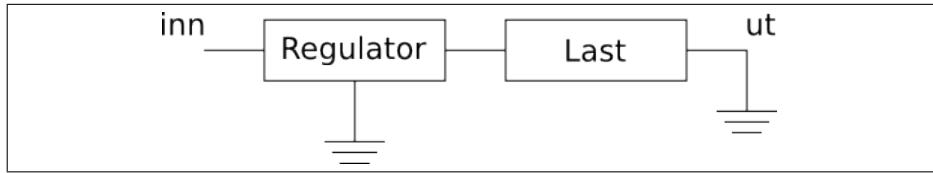
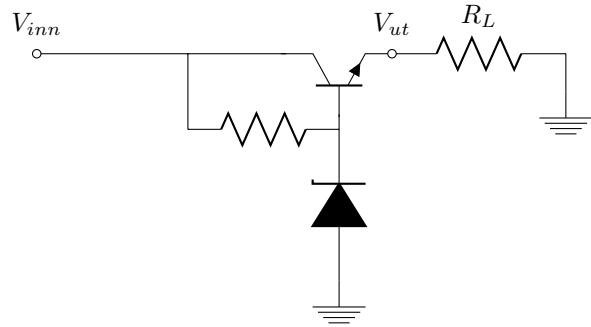


Figure 52: Regulatoren er i serie med lasten

En implementasjon av en serieregulator er en pass transistor regulator.



Spenningsfall over V_{BE} gjør at ledningsevnen til transistoren øker og en relativt stabil spennings opprettholdes.

Merk! Denne kretsen har hverken feilbehandling eller sikring.

19.1.2 Shunt-regularor (parallel)

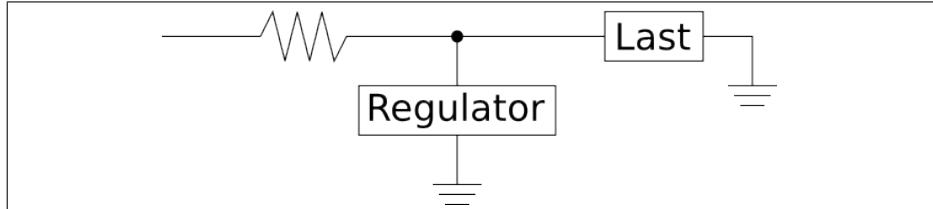


Figure 53: Regulatoren er i parallel med lasten

Beklager, jeg orker ikke tegne opp en implementasjon.

19.2 Radio

19.2.1 Amplitude-modulasjon

I amplitudemodulasjon har man det opprinnelige signalet man vil overføre, og en carrier wave som skal *bære* signalet.

Input-signalet flyttes slik at det ikke har noen negativ komponent, deretter multiplisieres det med carrier bølgen.

Resultatet er et signal med høyere frekvens hvor amplituden gir formen til det opprinnelige signalet.

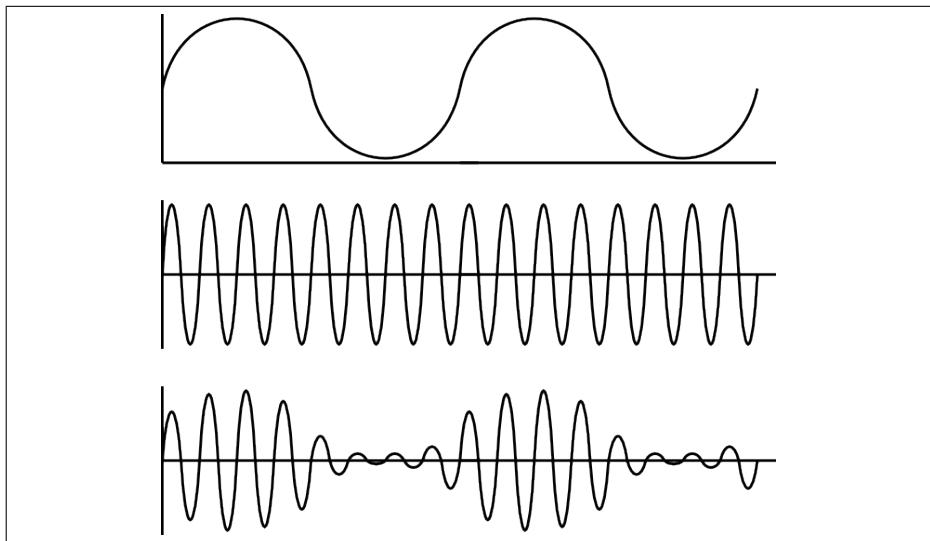


Figure 54: Input multipliseres med carrier wave

19.2.2 Frekvens-modulasjon

I frequency modulation, FM, vil bærebølgen endre frekvens bestemt av input signalet. Når input har høy amplitude får output høyere frekvens. Når input har lav amplitude blir det lavere frekvens.

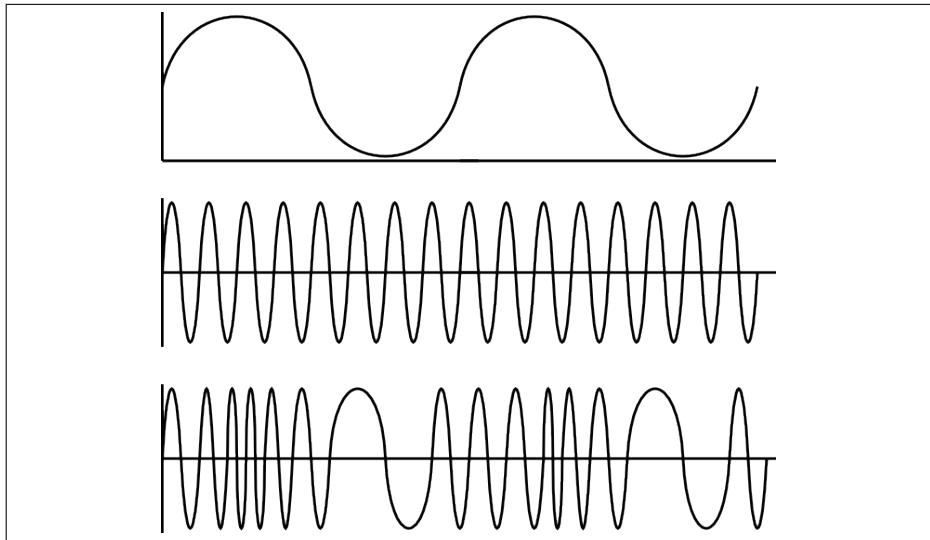


Figure 55: Output frekvens er raskere der amplituden er høy

Problem med stereo

Gamle mottakere var kun kompatible med mono, så når stereo skulle imple-

menteres i fm ble det problematisk.

Mono-signalet inneholder lyd for høyre og venstre kombinert (L+R).

Løsningen var å bruke en annen kanal til å sende (L-R). På denne måten kan gamle radioer bruke (L+R), men moderne radioer kan anvende matematikk på signalene for å hente ut stereo signalene hver for seg.

$$(L + R) + (L - R) = 2L$$

$$(L + R) - (L - R) = 2R$$

For å sende dette over bare én frekvens brukes tidsmultipleksing (TDM). Senderen veksler mellom å sende annen hvert signal. Hvis man veksler med en frekvens på 38kHz kan man reproduksere 15kHz signaler hos mottaker.

19.2.3 Faseskift-modulasjon

Phase shift keying (PSK), faseskift modulering, brukes for å sende digitale signaler.

En firkantpuls kommer inn på input, dette kombineres med en bærebølge. Der hvor input skifter fra lav til høy, eller motsatt, får bærebølgen en faseforskyvning på 180 grader.

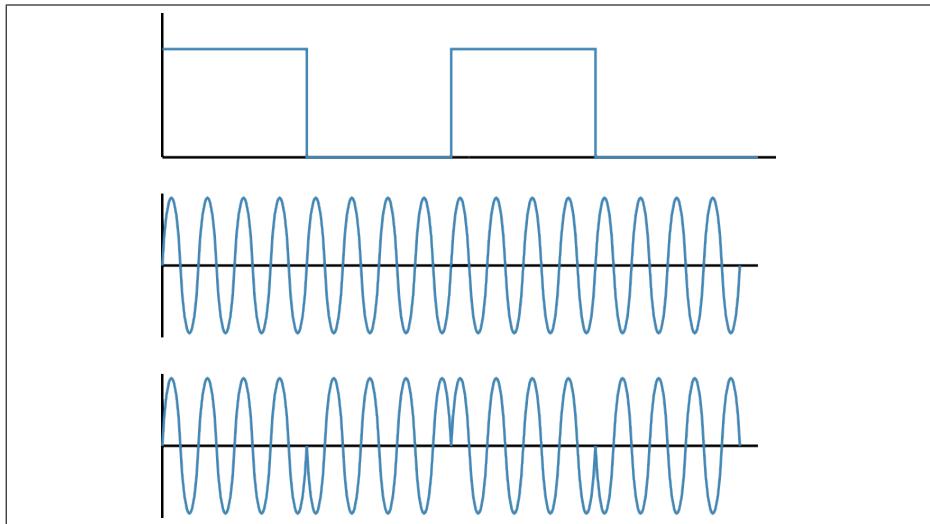


Figure 56: Faseskift i overgang mellom lav/høy

Denne teknologien brukes i bl.a. WiFi, bluetooth og RFID.

20 Uke 20

20.1 Eksamensøving

Tid for å øve til eksamen.

21 Uke 21

21.1 Eksamensøving

Tid for å øve til eksamen.

22 Uke 22

22.1 Eksamensøving

Tid for å øve til eksamen.

23 Uke 23

23.1 Eksamensøving

Tid for å øve til eksamen.