

# Měření v elektrotechnice

**Garant předmětu:**  
Doc.Ing.Ludvík Bejček, CSc.

**Autoři textu:**  
Doc.Ing.Ludvík Bejček, CSc.  
Ing. Miloslav Čejka, CSc.  
Doc.Ing.Jiří Rez, CSc.  
Ing.Eva Gescheidtová, CSc.  
Ing. Miloslav Steibauer

# Obsah

<b>1</b>	<b>ÚVOD .....</b>	<b>13</b>
<b>2</b>	<b>ZAŘAŽENÍ PŘEDMĚTU VE STUDIJNÍM PROGRAMU .....</b>	<b>13</b>
2.1	ÚVOD DO PŘEDMĚTU .....	13
<b>3</b>	<b>METROLOGIE.....</b>	<b>16</b>
3.1	MEZINÁRODNÍ METROLOGICKÉ ORGANIZACE .....	16
3.2	NÁRODNÍ METROLOGICKÝ SYSTÉM ČESKÉ REPUBLIKY .....	16
3.3	MEZINÁRODNÍ SOUSTAVA JEDNOTEK SI .....	18
3.4	ETALONY ELEKTRICKÝCH JEDNOTEK .....	18
3.4.1	<i>Etalony napětí .....</i>	19
3.4.2	<i>Etalony odporu .....</i>	21
<b>4</b>	<b>CHYBY MĚŘENÍ A NEURČITOST MĚŘENÍ .....</b>	<b>22</b>
4.1	CHYBY MĚŘENÍ .....	22
4.2	MÍSTA A PŘÍČINY VZNIKU CHYB PŘI MĚŘENÍ .....	25
4.2.1	<i>Chyby měřicích přístrojů.....</i>	27
4.2.2	<i>Třída přesnosti analogových přístrojů.....</i>	29
4.2.3	<i>Chyby číslicových měřicích přístrojů.....</i>	30
4.2.4	<i>Chyby nepřímého měření .....</i>	32
4.3	ZÁSADY SPRÁVNÉHO MĚŘENÍ .....	33
4.4	ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA .....	36
<b>5</b>	<b>ELEKTROMECHANICKÉ MĚŘICÍ PŘÍSTROJE .....</b>	<b>37</b>
5.1	STATICKÉ CHARAKTERISTIKY .....	37
5.2	DYNAMICKÉ CHARAKTERISTIKY .....	38
5.3	MAGNETOELEKTRICKÉ MĚŘICÍ ÚSTROJÍ .....	40
5.3.1	<i>Magnetoelektrické ampérmetry.....</i>	42
5.3.2	<i>Magnetoelektrické voltmetry .....</i>	44
5.3.3	<i>Magnetoelektrické galvanometry .....</i>	45
5.3.4	<i>Magnetoelektrický přístroj s usměrňovačem.....</i>	45
5.3.5	<i>Magnetoelektrický přístroj s termoelektrickým článkem .....</i>	46
5.4	FEROMAGNETICKÉ MĚŘICÍ ÚSTROJÍ .....	47
5.4.1	<i>Feromagnetické ampérmetry.....</i>	49
5.4.2	<i>Feromagnetické voltmetry .....</i>	49
5.5	ELEKTRODYNAMICKE MĚŘICÍ ÚSTROJÍ .....	50
5.5.1	<i>Elektrodynamické a ferodynamické wattmetry .....</i>	52
5.6	PŘÍSTROJE S INDUKČNÍM ÚSTROJÍM .....	53
<b>6</b>	<b>PŘÍSTROJE PRO MĚŘENÍ NAPĚTÍ .....</b>	<b>55</b>
6.1	ANALOGOVÉ PŘÍSTROJE PRO MĚŘENÍ NAPĚTÍ .....	55
6.1.1	<i>Měřicí transformátory napětí .....</i>	55
6.1.2	<i>Analogové elektronické přístroje pro měření napětí .....</i>	56
6.1.3	<i>Analogové přístroje na měření střídavého napětí .....</i>	59
6.1.4	<i>Další analogové přístroje na měření napětí .....</i>	62
6.2	ČÍSLICOVÉ PŘÍSTROJE PRO MĚŘENÍ NAPĚTÍ .....	64

---

6.2.1	<i>Převod napětí na číslo v číslicových voltmetrech</i>	65
6.2.2	<i>Další způsoby číslicového měření napětí</i>	69
6.2.3	<i>Číslicové měření střídavého napětí</i>	72
6.2.4	<i>Použití mikropočítaců v číslicových voltmetrech</i>	74
<b>7</b>	<b>ZÁZNAMNÍKY A ANALOGOVÉ OSCILOSKOPY</b>	<b>74</b>
7.1	<b>ANALOGOVÉ OSCILOSKOPY</b>	75
7.1.1	<i>Kanál vertikálního vychylování</i>	77
7.1.2	<i>Kanál horizontálního vychylování</i>	77
7.1.3	<i>Dvoukanálový osciloskop</i>	78
7.1.4	<i>Další typy analogových osciloskopů</i>	79
7.1.5	<i>Osciloskop a měřený obvod</i>	80
7.2	<b>ZAPISOVAČE</b>	82
7.3	<b>ANALOGOVÉ MAGNETOPÁSKOVÉ ZÁZNAMNÍKY</b>	84
7.4	<b>ČÍSLICOVÉ ZÁZNAMNÍKY</b>	84
<b>8</b>	<b>ČÍSLICOVÉ OSCILOSKOPY A SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTORY</b>	<b>85</b>
<b>9</b>	<b>PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ KMITOČTOVÉHO SPEKTRA</b>	<b>89</b>
9.1	<b>SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTORY S INDIKACÍ NA JEDNOM VOLITELNÉM KMITOČTU (SPEKTROMETRY)</b>	89
9.2	<b>ANALOGOVÉ SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTORY S OBRAZOVKOU</b>	90
9.3	<b>ČÍSLICOVÉ SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTORY</b>	91
9.4	<b>PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ ZKRESLENÍ VYŠŠÍMI HARMONICKÝMI SLOŽKAMI</b>	92
<b>10</b>	<b>PŘÍSTROJE PRO MĚŘENÍ ČASOVÉHO INTERVALU, FREKVENCE A FÁZE</b>	<b>94</b>
10.1	<b>PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ ČASOVÉHO INTERVALU</b>	94
10.2	<b>PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ KMITOČTU</b>	97
10.2.1	<i>Analogové metody měření kmitočtu</i>	97
10.2.2	<i>Číslicové metody měření kmitočtu</i>	100
10.3	<b>PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ FÁZOVÉHO ROZDÍLU</b>	104
10.3.1	<i>Měření fázového rozdílu měřením napětí</i>	105
10.4	<b>POUŽITÍ FÁZOVÉHO DETEKTORU</b>	106
10.5	<b>KOMPENZAČNÍ METODA</b>	107
10.6	<b>ANALOGOVÉ PŘÍMO UKAZUJÍCÍ FÁZOMĚRY IMPULSOVÉHO TYPU</b>	108
10.7	<b>OSCILOSKOPICKÉ METODY</b>	109
10.7.1	<i>Číslicové měření okamžité hodnoty fázového rozdílu</i>	110
10.7.2	<i>Číslicové měření střední hodnoty fázového rozdílu</i>	110
<b>11</b>	<b>PŘÍSTROJE PRO MĚŘENÍ PROUDU A VÝKONU</b>	<b>111</b>
11.1	<b>MĚŘENÍ STEJNOSMĚRNÝCH PROUDŮ</b>	111
11.2	<b>MĚŘENÍ STŘÍDAVÝCH PROUDŮ</b>	114
11.2.1	<i>Měřicí transformátory proudu</i>	114
11.3	<b>MĚŘENÍ VÝKONU</b>	120
11.3.1	<i>Měření výkonu stejnosměrného proudu</i>	121
11.3.2	<i>Měření výkonu střídavého proudu</i>	123
11.3.3	<i>Měření činného výkonu třemi voltmetry</i>	125
11.3.4	<i>Měření činného výkonu třemi ampérmetry</i>	126
11.3.5	<i>Měření jalového výkonu</i>	127
11.3.6	<i>Měření výkonu střídavého proudu v trojfázových soustavách</i>	127

11.4 ELEKTRONICKÉ PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ VÝKONU .....	135
11.4.1 Analogové průchozí přístroje na měření výkonu.....	135
11.4.2 Číslicové průchozí přístroje na měření výkonu.....	138
11.5 POHLCOVACÍ PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ VÝKONU .....	139
<b>12 PŘÍSTROJE PRO MĚŘENÍ PASIVNÍCH ELEKTRICKÝCH VELIČIN.....</b>	<b>142</b>
12.1 MĚŘENÍ ODPORŮ .....	142
12.1.1 Ohmova metoda.....	142
12.1.2 Srovnávací metoda .....	145
12.1.3 Měření odporu uzemnění.....	146
12.1.4 Analogové elektronické přímo ukazující měřiče odporu.....	146
12.1.5 Mostová měření.....	148
12.1.6 Číslicové měření odporu .....	155
12.2 PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ KAPACITY .....	156
12.2.1 Přímo ukazující přístroje na měření kapacity .....	156
12.2.2 Rezonanční přístroje na měření kapacity.....	157
12.2.3 Mostové přístroje na měření kapacity.....	158
12.3 PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ INDUKČNOSTI.....	159
12.3.1 Přístroje na měření indukčnosti .....	159
12.3.2 Přístroje na měření vzájemné indukčnosti .....	161
12.3.3 Přístroje na měření rezonančního kmitočtu .....	162
12.4 PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ IMITANCE.....	164
12.4.1 Určení imitance měřením napětí a fáze.....	165
12.4.2 Mostová měření.....	166
12.4.3 Určení imitance pomocí měřicího vedení.....	168
12.4.4 Určení imitance pomocí směrových odbočnic .....	170
<b>13 MĚŘENÍ STATICKÝCH CHARAKTERISTIK SOUČÁSTEK.....</b>	<b>170</b>
13.1 MĚŘENÍ CHARAKTERISTIK BOD PO BODU.....	171
13.2 SNÍMÁNÍ CHARAKTERISTIK.....	172
<b>14 PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ PARAMETRŮ POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK .....</b>	<b>174</b>
14.1 PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ STATICKÝCH PARAMETRŮ.....	174
14.2 PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ DYNAMICKÝCH PARAMETRŮ.....	175
14.2.1 Přístroje na měření malosignálových parametrů.....	175
14.2.2 Přístroje na měření velkosignálových parametrů .....	176
<b>15 PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ LINEÁRNÍCH ZAŘÍZENÍ.....</b>	<b>177</b>
15.1 PŘÍSTROJE NA MĚŘENÍ DYNAMICKÝCH VLASTNOSTÍ.....	177
<b>16 GENERÁTORY SIGNÁLŮ .....</b>	<b>180</b>
16.1 ZDROJE STEJNOŠMĚRNÉHO NAPĚTÍ .....	180
16.2 FUNKČNÍ, LC A RC GENERÁTORY .....	182
16.3 SYNTEZÁTORY .....	184
16.4 PŘÍMÁ SYNTÉZA KMITOČTU .....	184
16.4.1 Nepřímá syntéza kmitočtu .....	185
16.5 IMPULSOVÉ GENERÁTORY .....	186
16.6 GENERÁTORY OBECNÝCH SIGNÁLŮ .....	187
16.7 GENERÁTORY NÁHODNÝCH A PSEUDONÁHODNÝCH NAPĚTÍ .....	187
16.7.1 Generátory normálního šumu .....	188

16.8 GENERÁTORY BINÁRNÍHO ŠUMU .....	189
16.9 VÝSTUPY GENERÁTORŮ SIGNÁLŮ .....	191
<b>17 MĚŘICÍ SYSTÉMY .....</b>	<b>191</b>
17.1. ROZDĚLENÍ MĚŘICÍCH SYSTÉMŮ .....	192
17.1.1. Zásuvné desky do PC .....	193
17.1.2. Sériové rozhraní RS-232-C .....	193
17.1.3. Systém IEEE 488 .....	193
17.1.4. Sběrnice VXI .....	194
17.1.5. Sběrnice PXI .....	196
17.2. PROGRAMOVÁNÍ MĚŘICÍCH SYSTÉMŮ .....	197
17.3. POUŽITÍ PERSONÁLNÍCH POČÍTAČŮ V MĚŘICÍ TECHNICE .....	198
<b>18. MAGNETICKÁ MĚŘENÍ .....</b>	<b>201</b>
18.1. PROBLÉMY PŘI MĚŘENÍ MAGNETICKÝCH VELIČIN .....	202
18.2. MAGNETICKÉ PŘEVODNÍKY .....	203
18.2.1. Měřicí cívka .....	203
18.2.2. Hallova sonda .....	204
18.2.3. Feromagnetická sonda .....	205
18.2.4. Rogowskoho-Chattcockův potenciometr .....	207
18.2.5. Převodník na principu nukleární magnetické rezonance .....	208
18.3. MĚŘENÍ MAGNETICKÝCH VELIČIN VE VZDUCHU .....	209
18.3.1. Měření stejnosměrných magnetických polí .....	209
18.3.2. Měření střídavých magnetických polí .....	209
18.4. MĚŘENÍ MAGNETICKÝCH CHARAKTERISTIK FEROMAGNETICKÝCH MATERIÁLŮ .....	210
18.4.1. Magnetizační charakteristiky feromagnetických materiálů .....	210
18.4.2. Měření magnetizačních charakteristik na uzavřených vzorcích .....	211
18.4.3. Měření magnetizačních charakteristik na otevřených vzorcích .....	213
18.4.4. Digitalizace měření magnetizačních charakteristik .....	214
18.4.5. Měření koercitivity .....	214
18.4.6. Zobrazení dynamické hysterezní smyčky na osciloskopu .....	215
18.5. MĚŘENÍ ZTRÁT VE FEROMAGNETIKU PŘI STŘÍDAVÉM MAGNETOVÁNÍ .....	216
<b>19 MĚŘENÍ NEELEKTRICKÝCH VELIČIN .....</b>	<b>218</b>
19.1 MĚŘENÍ PRŮTOKU .....	218
19.1.1. Druhy snímačů průtoku .....	219
19.2 MĚŘENÍ TEPLITRY .....	223
19.2.1. Odporové snímače teploty .....	224
19.2.2. Zapojení odporových snímačů teploty .....	227
19.2.3. Termoelektrické snímače teploty .....	227
19.3 MĚŘENÍ TLAKU .....	229
19.4 MĚŘENÍ POLOHY .....	233
19.4.1. ODPOROVÉ SNÍMAČE .....	233
19.4.2. KAPACITNÍ .....	234
19.4.3. INDUKČNOSTNÍ .....	234
19.4.4. OPTICKÉ .....	235
19.4.5. SPECIÁLNÍ .....	235
19.5 MĚŘENÍ MECHANICKÉHO NAPĚTÍ .....	235
19.6 MĚŘENÍ RYCHLOSTI .....	237

## Seznam obrázků

<b>OBRÁZEK 3.1:</b> METROLOGICKÝ SYSTÉM ČESKÉ REPUBLIKY .....	17	
<b>OBRÁZEK 3.2:</b> JOSEPHSONŮV PŘECHOD: A) KONSTRUKCE B) A-V CHARAKTERISTIKA .....	19	
<b>OBRÁZEK 3.3:</b> TEPLITNĚ KOMPENZOVANÁ ZENEROVA DIODA A JEJÍ VYUŽITÍ .....	20	
<b>OBRÁZEK 3.4:</b> PRINCIP PRIMÁRNÍHO ETALONU ODPORU VYUŽÍVAJÍCÍHO KVANTOVÉHO HALLOVA JEVU .....	21	
<b>OBRÁZEK 4.1:</b> GAUSSOVA KŘIVKA PRO RŮZNÉ HODNOTY SMĚRODATNÉ ODCHYLY .....	24	
<b>OBRÁZEK 4.2:</b> K VELIKOSTI CHYBY ARITMETICKÉHO PRŮMĚRU V ZÁVISLOSTI NA POČTU MĚŘENÍ.....	25	
<b>OBRÁZEK 4.3:</b> MÍSTA A PŘÍČINY VZNIKU CHYB PŘI MĚŘENÍ .....	27	
<b>OBRÁZEK 4.4:</b> ZÁKLADNÍ TYPY CHYB PŘI MĚŘENÍ.....	27	
<b>OBRÁZEK 4.5:</b> A) MULTIPLIKATIVNÍ CHYBA	B) ADITIVNÍ CHYBA.....	28
<b>OBRÁZEK 4.6:</b> A) CHYBA LINEARITY	B) CHYBA REVERZIBILITY .....	29
<b>OBRÁZEK 4.7:</b> ABSOLUTNÍ CHYBA ÚDAJE ANALOGOVÉHO .....	29	
<b>OBRÁZEK 4.8:</b> ABSOLUTNÍ CHYBA ÚDAJE ČÍSLICOVÉHO MĚŘICÍHO PŘÍSTROJE .....	31	
<b>OBRÁZEK 4.9:</b> RELATIVNÍ CHYBA ÚDAJE ČÍSLICOVÉHO MĚŘICÍHO PŘÍSTROJE .....	31	
<b>OBRÁZEK 4.10:</b> VÝSTUPNÍ OBVODY MĚŘENÝCH OBJEKTŮ .....	33	
<b>OBRÁZEK 4.11:</b> VSTUPNÍ OBVODY MĚŘICÍCH PŘÍSTROJŮ .....	34	
<b>OBRÁZEK 5.1:</b> BLOK MĚŘICÍHO PŘÍSTROJE / PŘEVODNÍKU .....	37	
<b>OBRÁZEK 5.2:</b> MOMENTY PŮSOBÍCÍ V ELEKTROMECHANICKÉM MĚŘICÍM PŘÍSTROJI .....	38	
<b>OBRÁZEK 5.3:</b> PRINCIP MAGNETOELEKTRICKÉHO MĚŘICÍHO ÚSTROJÍ .....	41	
<b>OBRÁZEK 5.4:</b> MAGNETOELEKTRICKÝ AMPÉRMETR S BOČNÍKEM .....	42	
<b>OBRÁZEK 5.5:</b> AMPÉRMETR S VÍCEROZSAHOVÝM BOČNÍKEM .....	43	
<b>OBRÁZEK 5.6:</b> MAGNETOELEKTRICKÝ VOLTMETR S PŘEDŘADNÝM ODPOREM .....	44	
<b>OBRÁZEK 5.7:</b> VÍCEROZSAHOVÝ VOLTMETR .....	45	
<b>OBRÁZEK 5.8:</b> A) NEIZOLOVANÝ TERMOCLÁNEK	B) IZOLOVANÝ TERMOCLÁNEK.....	47
<b>OBRÁZEK 5.9:</b> FEROMAGNETICKÉ ÚSTROJÍ.....	47	
<b>OBRÁZEK 5.10:</b> EKVIVALENTNÍ OBVOD FEROMAGNETICKÉHO VOLTMETRU .....	49	
<b>OBRÁZEK 5.11:</b> PRINCIP ELEKTRODYNAMICKÉHO A FERODYNAMICKÉHO MĚŘICÍHO ÚSTROJÍ ..	50	
<b>OBRÁZEK 5.12:</b> JEDNODUCHÉ ZAPOJENÍ WATTMETRU PRO MĚŘENÍ ČINNÉHO VÝKONU .....	52	
<b>OBRÁZEK 5.13:</b> PRINCIP INDUKČNÍHO MĚŘICÍHO ÚSTROJÍ A SCHÉMA ELEKTROMĚRU PRO MĚŘENÍ SPOTŘEBY ENERGIE .....	54	
<b>OBRÁZEK 6.1:</b> MĚŘICÍ TRANSFORMÁTOR NAPĚtí .....	56	
<b>OBRÁZEK 6.2:</b> JEDNODUCHÝ ELEKTRONICKÝ VOLTMETR S BIPOLÁRNÍMI TRANZISTORY .....	57	
<b>OBRÁZEK 6.3:</b> JEDNODUCHÝ TRANZISTOROVÝ VOLTMETR S UNIPOLÁRNÍMI TRANZISTORY .....	57	
<b>OBRÁZEK 6.4:</b> ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ STEJNOSMĚRNÉHO MILIVOLTMETRU S INTEGROVANÝM OPERAČNÍM ZESILOVAČEM .....	58	
<b>OBRÁZEK 6.5:</b> STEJNOSMĚRNÝ MILIVOLTMETR .....	58	
<b>OBRÁZEK 6.6:</b> NĚKTERÉ DRUHY NÍZKOFREKVENČNÍCH MODULÁTORŮ .....	59	
<b>OBRÁZEK 6.7:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA VYSOKOFREKVENČNÍHO VOLTMETRU .....	59	
<b>OBRÁZEK 6.8:</b> VYSOKOFREKVENČNÍ KOMPENZAČNÍ MILIVOLTMETR .....	60	
<b>OBRÁZEK 6.9:</b> MILIVOLTMETR SE ŠIROKOPÁSMOVÝM ZESILOVAČEM .....	60	
<b>OBRÁZEK 6.10:</b> SELEKTIVNÍ MIKROVOLTMETR S LADITELNOU PÁSMOVOU PROPUSTÍ .....	61	
<b>OBRÁZEK 6.11:</b> SELEKTIVNÍ MIKROVOLTMETR HETERODYNNÍHO TYPU .....	61	
<b>OBRÁZEK 6.12:</b> SCHÉMA ZAPOJENÍ JEDNODUCHÝCH USMĚRNAVACÙ PRO STŘÍDAVÉ ANALOGOVÉ VOLTMETRY.....	62	
<b>OBRÁZEK 6.13:</b> KOMPENZOVANÝ REZISTOROVÝ DĚLÍČ NAPĚtí .....	62	
<b>OBRÁZEK 6.14:</b> IMPULSOVÝ VOLTMETR .....	62	
<b>OBRÁZEK 6.15:</b> ZAPOJENÍ LOGARITMICKÉHO MĚNIČE .....	63	

---

<b>OBRÁZEK 6.16:</b> USPOŘÁDÁNÍ VSTUPNÍCH SVOREK A ROZDĚLENÍ ČÁSTÍ ČÍSLICOVÉHO VOLTMETRU .....	64
<b>OBRÁZEK 6.17:</b> ZÁKLADNÍ ČÁSTI ČÍSLICOVÉHO VOLTMETRU .....	64
<b>OBRÁZEK 6.18:</b> PŘÍKLAD VSTUPNÍCH OBVODŮ ČÍSLICOVÉHO VOLTMETRU .....	65
<b>OBRÁZEK 6.19:</b> PŘEVOD NAPĚTÍ NA ČÍSLO METODOU DVOJITÉ INTEGRACE.....	66
<b>OBRÁZEK 6.20:</b> PŘEVOD NAPĚTÍ NA KMITOČET METODOU JEDNODUCHÉ INTEGRACE.....	68
<b>OBRÁZEK 6.21:</b> PŘEVOD NAPĚTÍ NA ČÍSLO METODOU POSTUPNÉ APROXIMACE.....	69
<b>OBRÁZEK 6.22:</b> PARALELNÍ METODA PŘEVODU NAPĚTÍ NA ČÍSLO PRO 3 BYTY .....	70
<b>OBRÁZEK 6.23:</b> METODA SÉRIOPARALELNÍHO PODROZSAHOVÁNÍ (SUBRANGING).....	71
<b>OBRÁZEK 6.24:</b> SIGMA-DELTA MODULÁTOR PRVNÍHO ŘÁDU .....	72
<b>OBRÁZEK 6.25:</b> PRINCIPY NĚKTERÝCH ZPĚTNOVAZEBNÍCH USMĚRŇOVAČŮ PRO ČÍSLICOVÁ MĚŘENÍ.....	73
<b>OBRÁZEK 7.1:</b> ZÁKLADNÍ BLOKOVÉ SCHÉMA ANALOGOVÉHO OSCILOSKOPU .....	75
<b>OBRÁZEK 7.2:</b> OBRAZOVKA S ELEKTROSTATICKÝM VYCHYLOVÁNÍM.....	76
<b>OBRÁZEK 7.3:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA ANALOGOVÉHO OSCILOSKOPU .....	76
<b>OBRÁZEK 7.4:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA DVOUKANÁLOVÉHO ANALOGOVÉHO OSCILOSKOPU .....	78
<b>OBRÁZEK 7.5:</b> PASIVNÍ SONDA NA VSTUPU OSCILOSKOPU.....	80
<b>OBRÁZEK 7.6:</b> KE KMITOČTOVÉ KOMPENZACI PASIVNÍ NAPĚŤOVÉ SONDY .....	81
<b>OBRÁZEK 7.7:</b> PRINCIP SOUŘADNICOVÉHO ZAPISOVAČE .....	82
<b>OBRÁZEK 7.8:</b> MAGNETOPÁSKOVÝ ZÁZNAMNÍK .....	84
<b>OBRÁZEK 7.9:</b> ČÍSLICOVÝ ELEKTRONICKÝ ZÁZNAMNÍK DAT .....	85
<b>OBRÁZEK 8.1:</b> ZÁKLADNÍ PRINCIP ČÍSLICOVÉHO OSCILOSKOPU .....	86
<b>OBRÁZEK 9.1:</b> SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR BEZ PŘEMĚNY KMITOČTU S INDIKACÍ NA JEDINÉM KMITOČTU .....	89
<b>OBRÁZEK 9.2:</b> SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR S PŘEMĚNOU KMITOČTU S INDIKACÍ NA JEDINÉM KMITOČTU .....	90
<b>OBRÁZEK 9.3:</b> HETERODYNNÍ SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR S OBRAZOVKOU .....	90
<b>OBRÁZEK 9.4:</b> SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR S OBRAZOVKOU BEZ PŘEMĚNY KMITOČTU .....	91
<b>OBRÁZEK 9.5:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA ČÍSLICOVÉHO SPEKTRÁLNÍHO ANALYZÁTORU .....	92
<b>OBRÁZEK 9.6:</b> ANALOGOVÝ PŘÍSTROJ PRO MĚŘENÍ HARMONICKÉHO ZKRESLENÍ.....	93
<b>OBRÁZEK 10.1:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA ČÍSLICOVÉHO MĚŘÍČE ČASOVÝCH INTERVALŮ .....	94
<b>OBRÁZEK 10.2:</b> PRŮBĚHY NAPĚTÍ V ČÍSLICOVÉM MĚŘÍCI ČASOVÉHO INTERVALU .....	95
<b>OBRÁZEK 10.3:</b> VSTUPNÍ OBVODY MĚŘÍČE ČASOVÝCH INTERVALŮ .....	95
<b>OBRÁZEK 10.4:</b> PRINCIP PŘEVODU ZVOLENÉHO POČTU PERIOD NA ČASOVÝ INTERVAL .....	96
<b>OBRÁZEK 10.5:</b> MĚŘENÍ FREKVENCE POMOCÍ SELEKTIVNÍCH OBVODŮ .....	97
<b>OBRÁZEK 10.6:</b> SCHÉMA ZAPOJENÍ REZONANČNÍHO MĚŘÍČE KMITOČTU S KMITAVÝM OBVODEM SE SOUSTŘEDĚNÝMI PARAMETRY .....	97
<b>OBRÁZEK 10.7:</b> POROVNÁVACÍ METODA MĚŘENÍ KMITOČTU POMOCÍ DVOUKANÁLOVÉHO OSCILOSKOPU .....	98
<b>OBRÁZEK 10.8:</b> LISSAJOUSOVA METODA MĚŘENÍ KMITOČTU .....	98
<b>OBRÁZEK 10.9:</b> STANOVENÍ POMĚRU DVOU KMITOČTŮ POMOCÍ LISSAJOUSOVÝCH OBRAZCŮ ..	99
<b>OBRÁZEK 10.10:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA PŘÍMO UKAZUJÍCÍHO MĚŘÍČE KMITOČTU.....	100
<b>OBRÁZEK 10.11:</b> PRŮBĚHY NAPĚTÍ V PŘÍMO UKAZUJÍCÍM MĚŘÍČI KMITOČTU.....	100
<b>OBRÁZEK 10.12:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA ČÍSLICOVÉHO MĚŘÍČE KMITOČTU .....	101
<b>OBRÁZEK 10.13:</b> PRŮBĚHY NAPĚTÍ V ČÍSLICOVÉM MĚŘÍČI KMITOČTU .....	102
<b>OBRÁZEK 10.14:</b> KMITOČTOVÝ MĚNIČ.....	103
<b>OBRÁZEK 10.15:</b> PŘEVODNÍ OSCILÁTOR .....	104
<b>OBRÁZEK 10.16:</b> FÁZOVÝ POSUN DVOU NAPĚTÍ .....	104
<b>OBRÁZEK 10.17:</b> STANOVENÍ FÁZOVÉHO ROZDÍLU MĚŘENÍM SOUČTOVÉHO NEBO ROZDÍLOVÉHO NAPĚTÍ.....	105

<b>OBRÁZEK 10.18:</b> FÁZOVÝ DETEKTOR .....	106
<b>OBRÁZEK 10.19:</b> CHARAKTERISTIKA FÁZOVÉHO DETEKTORU .....	106
<b>OBRÁZEK 10.20:</b> KOMPENZAČNÍ METODA MĚŘENÍ FÁZOVÉHO ROZDÍLU .....	107
<b>OBRÁZEK 10.21:</b> MĚNIČ FÁZE RC .....	107
<b>OBRÁZEK 10.22:</b> ODPOROVÉ MĚNIČE FÁZE .....	108
<b>OBRÁZEK 10.23:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA PŘÍMO UKAZUJÍCÍHO FÁZOMĚRU IMPULSOVÉHO TYPU ..	108
<b>OBRÁZEK 10.24:</b> PRŮBĚHY SIGNÁLŮ V IMPULSOVÉM FÁZOMĚRU S PŘÍMÝM ÚDAJEM .....	108
<b>OBRÁZEK 10.25:</b> LISSAJOUSOVA METODA MĚŘENÍ FÁZOVÉHO ROZDÍLU .....	109
<b>OBRÁZEK 10.26:</b> STANOVENÍ FÁZOVÉHO ROZDÍLU LISSAJOUSOVOU METODOU .....	110
<b>OBRÁZEK 10.27:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA ČÍSLICOVÉHO MĚŘIČE STŘEDNÍ HODNOTY FÁZOVÉHO ROZDÍLU .....	111
<b>OBRÁZEK 11.1:</b> CHYBA METODY VZNIKLÁ ZATÍŽENÍM MĚŘENÉHO ZDROJE AMPÉRMETREM ..	111
<b>OBRÁZEK 11.2:</b> PRINCIP KLEŠŤOVÉHO AMPÉRMETRU PRO MĚŘENÍ STEJNOSMĚRNÝCH PROUDŮ ..	113
<b>OBRÁZEK 11.3:</b> ODPOROVÉ PŘEVODNÍKY PROUDU NA NAPĚTÍ S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM..	114
<b>OBRÁZEK 11.4:</b> PŘIPOJENÍ MĚŘICÍHO TRANSFORMÁTORU PROUDU ..	115
<b>OBRÁZEK 11.5:</b> PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKA MTP s $P_I = 1$ S NADPROUDOVÝM ČÍSLEM 15.	116
<b>OBRÁZEK 11.6:</b> PŘEVODNÍK I/U .....	117
<b>OBRÁZEK 11.7:</b> PROUDOVÝ KOMPARÁTOR .....	118
<b>OBRÁZEK 11.8:</b> PROVEDENÍ TERMOELEKTRICKÉHO MĚNIČE .....	119
<b>OBRÁZEK 11.9:</b> ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ STŘÍDAVÉHO PROUDU POMOCÍ TERMOREZISTORU .....	119
<b>OBRÁZEK 11.10:</b> MĚŘENÍ VÝKONU STEJNOSMĚRNÉHO PROUDU NEPŘÍMOU METODOU .....	121
<b>OBRÁZEK 11.11:</b> MĚŘENÍ VÝKONU STEJNOSMĚRNÉHO PROUDU VYSOKOOHMOVÝM KOMPENZÁTOREM .....	122
<b>OBRÁZEK 11.12:</b> MĚŘENÍ VÝKONU STŘÍDAVÉHO PROUDU V JEDNOFÁZOVÉ SÍTI, PRVNÍ ZAPOJENÍ .....	123
<b>OBRÁZEK 11.13:</b> MĚŘENÍ VÝKONU STŘÍDAVÉHO PROUDU V JEDNOFÁZOVÉ SÍTI, DRUHÉ ZAPOJENÍ .....	124
<b>OBRÁZEK 11.14:</b> ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ ČINNÉHO VÝKONU TŘEMI VOLTMETRY A ODPOVÍDAJÍCÍ FÁZOROVÝ DIAGRAM .....	125
<b>OBRÁZEK 11.15:</b> ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ ČINNÉHO VÝKONU TŘEMI AMPÉRMETRY A ODPOVÍDAJÍCÍ FÁZOROVÝ DIAGRAM .....	126
<b>OBRÁZEK 11.16:</b> ZAPOJENÍ WATTMETRU PRO MĚŘENÍ JALOVÉHO VÝKONU .....	127
<b>OBRÁZEK 11.17:</b> MĚŘENÍ ČINNÉHO VÝKONU SOUMĚRNÉ ZÁTĚŽE VE ČTYŘVODIČOVÉ SOUMĚRNÉ SOUSTAVĚ .....	128
<b>OBRÁZEK 11.18:</b> MĚŘENÍ ČINNÉHO VÝKONU SOUMĚRNÉ ZÁTĚŽE VE TŘÍVODIČOVÉ SOUMĚRNÉ SOUSTAVĚ A ODPOVÍDAJÍCÍ FÁZOROVÝ DIAGRAM .....	129
<b>OBRÁZEK 11.19:</b> MĚŘENÍ ČINNÉHO VÝKONU NESOUMĚRNÉ ZÁTĚŽE VE ČTYŘVODIČOVÉ SYMETRICKÉ SOUSTAVĚ .....	129
<b>OBRÁZEK 11.20:</b> MĚŘENÍ ČINNÉHO VÝKONU NESOUMĚRNÉ ZÁTĚŽE V TŘÍVODIČOVÉ SYMETRICKÉ SOUSTAVĚ .....	131
<b>OBRÁZEK 11.21:</b> MĚŘENÍ ČINNÉHO VÝKONU V TŘÍVODIČOVÉ SYMETRICKÉ SOUSTAVĚ DVĚMA WATTMETRY – ARONOVU ZAPOJENÍ .....	132
<b>OBRÁZEK 11.22:</b> MĚŘENÍ JALOVÉHO VÝKONU VE ČTYŘVODIČOVÉ NEBO TŘÍVODIČOVÉ SOUSTAVĚ S OBECNOU ZÁTĚŽÍ .....	133
<b>OBRÁZEK 11.23:</b> MĚŘENÍ JALOVÉHO VÝKONU DVĚMA WATTMETRY VE TŘÍVODIČOVÉ SOUSTAVĚ S OBECNOU ZÁTĚŽÍ .....	133
<b>OBRÁZEK 11.24:</b> PODSTATA ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ VÝKONU A) PRŮCHOZÍM WATTMETREM, B) POHLCOVACÍM WATTMETREM .....	134

---

<b>OBRÁZEK 11.25:</b> SCHÉMA ZAPOJENÍ PRŮCHOZÍHO WATTMETRU S MOSFETY VE FUNKCI KVADRÁTORŮ .....	136
<b>OBRÁZEK 11.26:</b> PRINCIPIÁLNÍ SCHÉMA ZAPOJENÍ LOGARITMICKO-EXPONENCIÁLNÍ NÁSOBIČKY .....	136
<b>OBRÁZEK 11.27:</b> ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ GILBERTOVY NÁSOBIČKY .....	137
<b>OBRÁZEK 11.28:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA IMPULSOVÉ NÁSOBIČKY .....	137
<b>OBRÁZEK 11.29:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA PRŮCHOZÍHO WATTMETRU SE SMĚROVOU ODBOČNICÍ ..	138
<b>OBRÁZEK 11.30:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA ČÍSLICOVÉHO WATTMETRU .....	138
<b>OBRÁZEK 11.31:</b> POHLCOVACÍ WATTMETR S ANALOGOVÝM VOLTMETREM .....	139
<b>OBRÁZEK 11.32:</b> POHLCOVACÍ REZISTOR V KOAXIÁLNÍM PROVEDENÍ .....	140
<b>OBRÁZEK 11.33:</b> VODNÍ ZÁTEŽ V PROVEDENÍ A) KOAXIÁLNÍM, B) VLNOVODOVÉM .....	140
<b>OBRÁZEK 11.34:</b> NÁČRT UMÍSTĚNÍ TERMISTORU NA KONCI VEDENÍ A) KOAXIÁLNÍHO, B) VLNOVODOVÉHO .....	141
<b>OBRÁZEK 11.35:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ JEDNODUCHÉHO TERMISTOROVÉHO MOSTU S AUTOMATICKÝM DOVAŽOVÁNÍM .....	141
<b>OBRÁZEK 12.1:</b> MOŽNÁ ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ ODPORU OHMOVOU METODOU .....	143
<b>OBRÁZEK 12.2:</b> SÉRIOVÁ SROVNÁVACÍ METODA MĚŘENÍ ODPORŮ .....	144
<b>OBRÁZEK 12.3:</b> PARALELNÍ SROVNÁVACÍ METODA MĚŘENÍ ODPORŮ .....	145
<b>OBRÁZEK 12.4:</b> MĚŘENÍ ODPORU UZEMNĚNÍ .....	146
<b>OBRÁZEK 12.5:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ VOLTOHMMETRU .....	147
<b>OBRÁZEK 12.6:</b> ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ VELKÝCH ODPORŮ .....	147
<b>OBRÁZEK 12.7:</b> PŘEVODNÍK ODPORU NA NAPĚTÍ S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM .....	147
<b>OBRÁZEK 12.8:</b> WHEATSTONEŮV MŮSTEK .....	148
<b>OBRÁZEK 12.9:</b> NEVYVÁŽENÝ WHEATSTONEŮV MŮSTEK .....	150
<b>OBRÁZEK 12.10:</b> LINEARIZACE WHEATSTONEHOVÉHO MŮSTKA POMOCÍ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE .....	152
<b>OBRÁZEK 12.11:</b> THOMSONŮV MŮSTEK PRO MĚŘENÍ MALÝCH ODPORŮ .....	153
<b>OBRÁZEK 12.12:</b> ZAPOJENÍ WHEATSTONEHOVÉHO MOSTU .....	154
<b>OBRÁZEK 12.13:</b> ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA MĚŘIČE ODPORU S INDUKČNÍM MOSTEM .....	155
<b>OBRÁZEK 12.14:</b> PRINCIP AUTOMATICKÝ ČÍSLICOVÉ VYVAŽOVANÉHO MOSTU .....	155
<b>OBRÁZEK 12.15:</b> SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEVODNÍKU KAPACITY NA ČASOVÝ INTERVAL .....	156
<b>OBRÁZEK 12.16:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ ANALOGOVÉHO PŘÍMO UKAZUJÍCÍHO MĚŘIČE KAPACITY S PŘEVODNÍKEM KAPACITY NA HARMONICKÉ NAPĚTÍ A STŘÍDAVÝM VOLTMETREM .....	157
<b>OBRÁZEK 12.17:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ REZONANČNÍHO MĚŘIČE KAPACITY SE SÉRIOVÝM REZONANČNÍM OBVODEM A) S LADITELNÝM REZONANČNÍM OBVODEM, B) S LADITELNÝM OSCILÁTOREM .....	158
<b>OBRÁZEK 12.18:</b> SCHÉMA ZAPOJENÍ MOSTU PRO MĚŘENÍ KAPACITY A) KLASICKÉ, B) S INDUKČNÍMI DĚLIČI NAPĚTÍ A KOMPARÁTOREM PRODU .....	159
<b>OBRÁZEK 12.19:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ REZONANČNÍHO MĚŘIČE INDUKČNOSTI S PARALELNÍM REZONANČNÍM OBVODEM A) S LADITELNÝM OSCILÁTOREM, B) S LADITELNÝM REZONANČNÍM OBVODEM .....	160
<b>OBRÁZEK 12.20:</b> PRINCIP KLASICKÉHO ZAPOJENÍ MOSTOVÉHO MĚŘIČE INDUKČNOSTI .....	161
<b>OBRÁZEK 12.21:</b> SÉRIOVÉ SPOJENÍ DVOJICE INDUKTORŮ PŘI NEPŘÍMÉM MĚŘENÍ VZÁJEMNÉ INDUKČNOSTI .....	162
<b>OBRÁZEK 12.22:</b> ZAPOJENÍ DVOJICE INDUKTORŮ PŘI NEPŘÍMÉM MĚŘENÍ ČÍNITELE VAZBY ...	162
<b>OBRÁZEK 12.23:</b> PŘÍKLAD ZAPOJENÍ MĚŘIČE REZONANCE .....	163
<b>OBRÁZEK 12.24:</b> MĚŘIČ IMITANCE S BUZENÍM KONSTANTNÍM NAPĚTÍM .....	165
<b>OBRÁZEK 12.25:</b> MĚŘIČ IMITANCE S NAPÁJENÍM KONSTANTNÍM PROUDEM .....	165
<b>OBRÁZEK 12.26:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ MOSTU S INDUKČNÍMI DĚLIČI NAPĚTÍ A KOMPARÁTORY PROUDU K MĚŘENÍ ADMITANCE NA NÍZKÝCH KMITOČTECH .....	167

<b>OBRÁZEK 12.27:</b> SCHERINGŮV MOST PRO MĚŘENÍ IMPEDANCE NA VYSOKÝCH KMITOČTECH	168
<b>OBRÁZEK 12.28:</b> TRANSFORMÁTOROVÝ MOST PRO MĚŘENÍ ADMITANCE NA VYSOKÝCH KMITOČTECH .....	168
<b>OBRÁZEK 12.29:</b> URČENÍ IMPEDANCE MĚŘICÍM VEDENÍM.....	169
<b>OBRÁZEK 12.30:</b> NÁSTIN KONSTRUKCE SMĚROVÉHO VAZEBNÍHO ČLENU U KOAXIÁLNÍHO VEDENÍ .....	170
<b>OBRÁZEK 12.31:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA MĚŘIČE IMITANCE SE SMĚROVÝMI ODBOČNICAMI A OBRAZOVKOU.....	170
<b>OBRÁZEK 13.1:</b> PŘÍKLAD ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ VOLTAMPÉROVÉ CHARAKTERISTIKY DIODY BOD PO BODU.....	171
<b>OBRÁZEK 13.2:</b> ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ SOUSTAVY VÝSTUPNÍCH CHARAKTERISTIK BIPOLÁRNÍHO TRANZISTORU BOD PO BODU.....	171
<b>OBRÁZEK 13.3:</b> ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ CHARAKTERISTIKY KAPACITNÍ DIODY .....	172
<b>OBRÁZEK 13.4:</b> SNÍMÁNÍ CHARAKTERISTIK DIODY POMOCÍ SOUŘADNICOVÉHO ZAPISOVAČE	172
<b>OBRÁZEK 13.5:</b> ZAPOJENÍ PRO SNÍMÁNÍ CHARAKTERISTIKY DIODY OSCILOSKOPEM .....	172
<b>OBRÁZEK 13.6:</b> OSCiloskopické snímání soustavy výstupních charakteristik tranzistoru MOSFET .....	173
<b>OBRÁZEK 14.1:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ NEJDŮLEŽITĚJŠÍCH STATICKÝCH PARAMETRŮ INTEGROVANÉHO ZESILOVAČE .....	174
<b>OBRÁZEK 14.2:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ PRO MĚŘENÍ TRANZITNÍHO KMITOČTU INTEGROVANÉHO ZESILOVAČE .....	175
<b>OBRÁZEK 14.3:</b> OSCiloskopické měření přepínacích dob u bipolárního tranzistoru	176
<b>OBRÁZEK 15.1:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA SKALÁRNÍHO ANALYZÁTORU OBVODU (SNÍMAČE MODULOVÉ KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY) .....	177
<b>OBRÁZEK 15.2:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA NÍZKOFREKVENČNÍHO ANALOGOVÉHO FÁZOROVÉHO VOLTMETRU .....	178
<b>OBRÁZEK 15.3:</b> ZJEDNODUŠENÉ BLOKOVÉ SCHÉMA ČÍSLICOVÉHO FÁZOROVÉHO ANALYZÁTORU OBVODU .....	179
<b>OBRÁZEK 16.1:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA STABILIZOVANÉHO ZDROJE STEJNOSMĚRNÉHO NAPĚtí S LINEÁRNÍM STABILIZÁTOREM .....	180
<b>OBRÁZEK 16.2:</b> ZJEDNODUŠENÁ CHARAKTERISTIKA LABORATORNÍHO ZDROJE STEJNOSMĚRNÉHO NAPĚtí .....	181
<b>OBRÁZEK 16.3:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA GENERÁTORU RC (LC) .....	182
<b>OBRÁZEK 16.4:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA FUNKčNÍHO GENERÁTORU .....	183
<b>OBRÁZEK 16.5:</b> PRINCIP PŘÍMÉ SYNTÉZY KMITOČTU .....	184
<b>OBRÁZEK 16.6:</b> PRINCIP NEPŘÍMÉ SYNTÉZY KMITOČTU .....	185
<b>OBRÁZEK 16.7:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA JEDNODUŠšíHO IMPULSOVÉHO GENERÁTORU .....	186
<b>OBRÁZEK 16.8:</b> ČASOVÝ DIAGRAM IMPULSOVÉHO GENERÁTORU .....	186
<b>OBRÁZEK 16.9:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA GENERÁTORU OBECNÉHO PRŮBĚHU .....	187
<b>OBRÁZEK 16.10:</b> SCHÉMA ZAPOJENÍ DIODOVÉHO ŠUMOVÉHO GENERÁTORU .....	188
<b>OBRÁZEK 16.11:</b> NÁSTIN VÝBOJKOVÉHO ŠUMOVÉHO GENERÁTORU VE VLNOVODOVÉM PROVEDENÍ .....	189
<b>OBRÁZEK 16.12:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA ŠUMOVÉHO GENERÁTORU PRO NIžší KMITOČTY .....	189
<b>OBRÁZEK 16.13:</b> PRINCIP ZAPOJENÍ GENERÁTORU PSEUDONÁHODNÉHO BINÁRNÍHO ŠUMU ..	190
<b>OBRÁZEK 16.14:</b> VÝSTUPNÍ OBVOD GENERÁTORU S NESYMETRICKÝM VÝSTUPEM $50\Omega$ .....	191
<b>OBRÁZEK 17.1:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA AUTOMATIZOVANÉHO MĚŘICÍHO SYSTÉMU.....	192
<b>OBRÁZEK 17.2:</b> ROZDĚLENÍ MĚŘICÍCH A ŘÍDICÍCH SYSTÉMŮ.....	192
<b>OBRÁZEK 17.3:</b> PROVEDENÍ SYSTÉMU VXI A JEHO ZÁSUVNÝCH MODULŮ .....	194
<b>OBRÁZEK 17.4:</b> ZPŮSOBY PŘIPOJENÍ VXI RÁMU K PC .....	195
<b>OBRÁZEK 17.5:</b> BLOKOVÉ SCHÉMA AUTOMATICKÉHO MĚŘICÍHO PRACOVÍSTĚ .....	195

<b>OBRÁZEK 17.6:</b> PROSTŘEDÍ PROGRAMU HP VEE .....	198
<b>OBRÁZEK 17.7:</b> PŘÍKLAD PROGRAMU V LABVIEW .....	199
<b>OBRÁZEK 17.8:</b> APLIKACE V LABVIEW .....	200
<b>OBRÁZEK 18.1:</b> VZÁJEMNÝ VZTAH MEZI MAGNETICKÝM A ELEKTRICKÝM POLEM .....	201
<b>OBRÁZEK 18.2:</b> PŘÍKLADY HYSTEREZníCH SMYČEK MAGNETICKÝCH MATERIÁLŮ .....	202
<b>OBRÁZEK 18.3:</b> MĚŘENÍ MAGNETICKÉHO TOKU MĚŘICÍCÍVKOU .....	204
<b>OBRÁZEK 18.4:</b> PRINCIP HALLOVY SONDY .....	205
<b>OBRÁZEK 18.5:</b> MĚŘÍČ MAGNETICKÉHO POLE .....	205
<b>OBRÁZEK 18.6:</b> PRINCIP FEROMAGNETICKÉ SONDY .....	206
<b>OBRÁZEK 18.7:</b> PŘEVODNí CHARAKTERISTIKA FEROMAGNETICKÉ SONDY .....	206
<b>OBRÁZEK 18.8:</b> ROGOWSKIHO – CHATTOCKŮV POTENCIOMETR .....	207
<b>OBRÁZEK 18.9:</b> K NUKLEáRNí MAGNETICKÉ REZONANCI .....	208
<b>OBRÁZEK 18.10:</b> PRINCIP MĚŘENÍ $B_0$ POMOCÍ NMR .....	208
<b>OBRÁZEK 18.11:</b> MAGNETIZAčNí CHARAKTERISTIKY FEROMAGNETICKÉHO MATERIÁLU .....	211
<b>OBRÁZEK 18.12:</b> MĚŘENÍ MAGNETIZAčNÍCH CHARAKTERISTIK FEROMAGNETIK NA UZAVŘENÝCH VZORCÍCH .....	211
<b>OBRÁZEK 18.13:</b> INTEGRAčNí ZESILOVAČ .....	212
<b>OBRÁZEK 18.14:</b> MĚŘENÍ MAGNETIZAčNÍCH CHARAKTERISTIK NA OTEVŘENÝCH VZORCÍCH .....	213
<b>OBRÁZEK 18.15:</b> BLOKOVÉ SCHéMA HYSTEREZIGRAFU .....	214
<b>OBRÁZEK 18.16:</b> BLOKOVÉ SCHéMA KOERCIMETRU .....	215
<b>OBRÁZEK 18.17:</b> ZOBRAZENÍ HYSTEREZní SMYČKY NA OSCILOSkopU .....	216
<b>OBRÁZEK 18.18:</b> MĚŘENÍ ZTRÁT VE FEROMAGNETIKU EPSTEINOVÝM PŘISTROjem .....	217
<b>OBRÁZEK 19.1:</b> TURBÍNKOVÝ SNÍMAČ PRÚTOKU .....	219
<b>OBRÁZEK 19.2:</b> PLOVÁČKOVÝ SNÍMAČ PRÚTOKU .....	219
<b>OBRÁZEK 19.3:</b> LOPATKOVÝ SNÍMAČ PRÚTOKU .....	220
<b>OBRÁZEK 19.4:</b> PRINCIP VÍROVÉHO SNÍMAče PRÚTOKU .....	220
<b>OBRÁZEK 19.5:</b> PRINCIP ULTRAZVUKOVÉHO SNÍMAče PRÚTOKU .....	220
<b>OBRÁZEK 19.6:</b> PRINCIP INDUKCníHO SNÍMAče PRÚTOKU .....	221
<b>OBRÁZEK 19.7:</b> PRINCIP PRŮREZOVÉHO SNÍMAče PRÚTOKU .....	221
<b>OBRÁZEK 19.8:</b> RYCHLOSTNí SNÍMAČ PRÚTOKU .....	221
<b>OBRÁZEK 19.9:</b> PRINCIP DÁVKOVACÍHO SNÍMAče PRÚTOKU .....	222
<b>OBRÁZEK 19.10:</b> PRINCIP DEFORMAčNíHO SNÍMAče PRÚTOKU .....	222
<b>OBRÁZEK 19.11:</b> PRINCIP CORIOLISOVY SÍLY .....	222
<b>OBRÁZEK 19.12:</b> PRÚTOKOMĚR VYUžIVAJÍCí CORIOLISOVY SÍLY .....	223
<b>OBRÁZEK 19.13:</b> TEPELNÝ SNÍMAČ PRÚTOKU .....	223
<b>OBRÁZEK 19.14:</b> ODPOROVÉ SNÍMAče TEPLITOY .....	225
<b>OBRÁZEK 19.15:</b> ZÁVISLOSTI ODPORU NA TEPLITĚ U RŮZNÝCH ODPOROVÝCH SNÍMAčŮ .....	225
<b>OBRÁZEK 19.16:</b> PROVEDENÍ A V-A CHARAKTERISTIKA NEGASTORU A POSISTORU .....	226
<b>OBRÁZEK 19.17:</b> ZÁVISLOST CHARAKTERISTIKY B-E PŘECHODU NA TEPLITĚ .....	226
<b>OBRÁZEK 19.18:</b> SNÍMAČ TEPLITOY VYUžIVAJÍCí ZMĚNY NAPĚtí B-E NA TEPLITĚ .....	227
<b>OBRÁZEK 19.19:</b> TERMOCLÁNEK .....	227
<b>OBRÁZEK 19.20:</b> STATICkÉ CHARAKTERISTIKY TERMOCLÁNKŮ .....	228
<b>OBRÁZEK 19.21:</b> PROVEDENÍ TERMOCLÁNKŮ .....	228
<b>OBRÁZEK 19.22:</b> PIEZOELEKTRICKÝ SNÍMAČ SIL .....	230
<b>OBRÁZEK 19.23:</b> PROVEDENÍ PIEZOELEKTRICKÉHO SNÍMAče SÍLY .....	231
<b>OBRÁZEK 19.24:</b> MAGNETOELASTICKÝ SNÍMAČ .....	231
<b>OBRÁZEK 19.25:</b> ANIZOTROPNí SNÍMAČ SÍLY .....	232
<b>OBRÁZEK 19.26:</b> OPTICKÝ SNÍMAČ SÍLY .....	232
<b>OBRÁZEK 19.27:</b> REZONANčNí A FOTOELASTICKÝ SNÍMAČ SÍLY .....	232

<b>OBRÁZEK 19.28:</b> DEFORMAČNÍ PRVEK .....	233
<b>OBRÁZEK 19.29:</b> DEFORMAČNÍ PRVEK NA SMYK .....	233
<b>OBRÁZEK 19.30:</b> ODPOROVÝ SNÍMAČ POLOHY S POTENCIOMETREM .....	234
<b>OBRÁZEK 19.31:</b> PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKA ZATÍŽENÉHO POTENCIOMETRU .....	234
<b>OBRÁZEK 19.32:</b> INDUKČNOSTNÍ SNÍMAČ POLOHY .....	235
<b>OBRÁZEK 19.33:</b> TENZOMETRY .....	236
<b>OBRÁZEK 19.34:</b> ZAPOJENÍ TENZOMETRŮ .....	237
<b>OBRÁZEK 19.35:</b> ELEKTRODYNAMICKÝ A ELEKTROMAGNETICKÝ SNÍMAČ KMITŮ .....	238
<b>OBRÁZEK 19.36:</b> SNÍMAČ ÚHLOVÉ RYCHLOSTI .....	238
<b>OBRÁZEK 19.37:</b> PRINCIP IMPULSníCH SNÍMAČů OTÁČEK .....	239

## Seznam tabulek

<b>TABULKA 11.1:</b> ROZSAHY A ÚBYTKY NAPĚtí PRO RŮZNÉ ZPŮSOBY MĚŘENí STEJNOSMĚRNÝCH PRODŮ .....	113
<b>TABULKa 19.1:</b> VLASTNOSTI MATERIÁLŮ PRO ODPOROVÉ SNÍMAČE TEPLITOY .....	224

# 1 Úvod

Tento materiál slouží jako základní pomůcka pro studium kurzu Měření v elektrotechnice. Vznikl spoluprací ústavů AMT a TEE, které se na výuce kurzu podílejí. Rozsah skript je v některých partiích větší než odpovídá počtu hodin přednášek. Autoři předpokládají, že budou studenty využity i k samostatnému studiu. Kapitolu 19 zpracoval doc. Ing. L. Bejček, CSc., ostatní části doc. Ing. J. Rez, CSc. a Ing. M. Čejka, CSc. Za připomínky k textu autoři děkují prof. Ing. Vladislavu Matyáši, CSc., dlouholetému pracovníku ÚAMT.

## 2 Zařazení předmětu ve studijním programu

Skripta jsou určena pro studenty druhého ročníku bakalářského studijního programu ve všech oborech studia na VUT – FEKT.

### 2.1 Úvod do předmětu

Předmět Měření v elektrotechnice je při studiu na fakultě prvním setkáním studentů s touto problematikou. Proto je obsah skript i přednášek koncipován tak, aby studenti po absolvování kurzu nabyli znalostí o základních měřicích přístrojích (analogových i číslicových) a o základních měřicích metodách používaných v technické praxi. Kromě toho bylo třeba do učební náplně zařadit nové pasáže plynoucí z rychlého rozvoje v oblasti měřicí techniky v posledních letech. Jde především o oblast nových principů číslicových měřicích přístrojů, etalonů, automatizovaných měřicích systémů a vyhodnocovacích postupů. To velmi rozšiřuje nároky na rozsah probírané látky a tudíž i na textový objem skript. Při sestavování jednotlivých kapitol a jejich struktury bylo přihlédnuto ke zkušenostem z obdobných kurzů, které se již řadu let na fakultě vyučují.

Skripta neobsahují látku týkající se specializovaných měření v daném oboru, jako jsou měření na elektrických strojích, ve vysokonapěťových energetických sítích, v oblasti izolačních materiálů, v mikrovlnné a telekomunikační technice. Jen v malé části se zabýváme metodami měření neelektrických veličin. Rovněž se zde nezabýváme dálkovým měřením. S touto problematikou se studenti seznámí v následných letech studia vybrané specializace. Jsme si vědomi toho, že rychlý rozvoj měřicí techniky může přinést v době vydání těchto skript nové poznatky, které jsme nemohli postihnout. Budeme se o to snažit při inovačních vydáních.

V současné době je dávána přednost číslicovým metodám měření elektrických i jiných veličin. Pro jejich úspěšné zvládnutí je třeba pochopit i jistou návaznost na analogové metody. Číslicové metody z hlediska uživatele mohou být na použití jednodušší, ale na pochopení principu a metod naopak náročnější. I z tohoto důvodu je třeba pohlížet na ve skriptech uváděné principy jako na jistý druh popisu algoritmu.

Připomeňme, že s měřením elektrických veličin se setkáváme i mimo elektrotechniku a elektroniku. Příkladem může být měření elektrické aktivity lidského srdce či mozku. Navíc se přístroje na měření elektrických veličin běžně používají i při měření veličin neelektrických. To je umožněno tím, že se před přístroj měřící elektrickou veličinu předrádí vhodný snímač

(senzor) s případným doplňkovým obvodem, kterým se převede měřená veličina na příslušnou elektrickou veličinu (např. napětí). Díky tomu elektronické přístroje pro měření elektrických veličin nacházejí široké uplatnění v mnoha různých oblastech techniky a přírodních věd.

Elektronická měřicí technika prošla při svém vývoji několika etapami podle technologického zázemí. Vývoj elektronické měřicí techniky začal na počátku dvacátého století. První generaci přístrojů pro měřicí účely byly přístroje elektronkové. V polovině dvacátého století začala éra tranzistorových přístrojů. Od 70-tých let se uplatňovaly přístroje s integrovanými obvody, vývoj pak dospěl až k přístrojům s mikroprocesory popř. mikropočítáči a dalšími obvody s velkou hustotou integrace. Významnou součást elektronické měřicí techniky tvoří automatické měřicí systémy usnadňující komplexní přístup k realizaci měřicích úloh. V současné době je elektronická měřicí technika nepostradatelným pomocníkem při četných pracích ve výzkumu, vývoji, výrobě, provozu, diagnostice i údržbě různých objektů.

Převážná část obsahu přednášek kurzu a tohoto skripta se zabývá principy zapojení, funkcí, vlastnostmi a použitím klasických i elektronických přístrojů pro měření elektrických veličin. Pod pojmem elektronický přístroj se zde rozumí přístroj, v němž jsou použity elektronické součástky a obvody takovým způsobem, že určují jeho technické parametry. Měření prováděné pomocí elektronických přístrojů se označuje termínem elektronické měření. K důkladnému pochopení elektronické měřicí techniky je proto nezbytná alespoň základní znalost elektrických a elektronických součástek a obvodů.

Z hlediska uživatele jsou vítány zejména měřicí přístroje s přímým údajem (přístroje s bezprostředním údajem, přímo ukazující přístroje), protože jejich obsluha je omezena na zapojení a eventuálně na volbu měřicího rozsahu (není-li tato volba automatická). Takový měřicí přístroj udává hodnotu měřené veličiny přímo (bezprostředně). V mnoha případech se však měření realizuje jinak a je proto nezbytné znát další možnosti měření.

Přístroje používané v měřicí technice jsou analogové nebo číslicové. Za analogový se označuje měřicí přístroj, jehož výstupní veličina (údaj) může spojitě nabývat nekonečně mnoha hodnot v závislosti na hodnotách vstupní (měřené) veličiny; výstupní veličinou analogového měřicího přístroje je nejčastěji výchylka ručky ukazovacího přístroje nebo výchylka světelné stopy na stínítku obrazovky. Osoba měřící danou veličinu analogovým měřicím přístrojem vyjádří její hodnotu v příslušných jednotkách na základě porovnání polohy ručky nebo světelné stopy vyvolané měřenou veličinou s kalibrovanou stupnicí. Za číslicový (digitální) se označuje měřicí přístroj, jehož výstupní veličina může v závislosti na hodnotách vstupní veličiny nabývat jen nespojitě konečného počtu hodnot; číslicové měřicí přístroje poskytují na svém výstupu data (číselné údaje) reprezentující hodnotu měřené veličiny. Protože měřené veličiny jsou analogové, musí každý číslicový měřicí přístroj obsahovat analogově číslicový převodník. Číslicové měřicí přístroje se začaly vyrábět a používat od poloviny dvacátého století. Předností číslicových přístrojů je dobrá přesnost a snazší používání, protože řada úkonů tvořících měřicí proces v nich probíhá automaticky. Není proto divu, že číslicové přístroje vytlačují postupně přístroje analogové.

Měření prováděné analogovým měřicím přístrojem se označuje za analogové, měření prováděné číslicovým měřicím přístrojem se označuje za číslicové (digitální). Pro uspořádání obsahu bylo zvoleno uživatelské hledisko, konkrétně druh měřené veličiny. Protože mezi elektrickými veličinami základní roli hrají aktivní elektrické veličiny, nejprve se pojednává o přístrojích a metodách pro měření aktivních elektrických veličin a jejich vlastností. Potom se probírají přístroje a metody pro měření pasivních elektrických veličin. Při probírání měření a přístrojů pro měření jednotlivých veličin je nejprve pojednáno o měřených a přístrojích

analogových a pak o měřeních a přístrojích číslicových. Další kategorie tvoří přístroje a metody pro měření elektrických vlastností součástek, obvodů a soustav. Pozornost je krátce věnována také generátorům elektrických měřicích signálů, bez nichž se neobejdě měření pasivních elektrických veličin a měření elektrických vlastností součástek, obvodů a soustav. Stručně jsou zdůrazněny podmínky správného měření. Nakonec je připomenuta problematika automatizace měření. Problematická měření na velmi vysokých kmitočtech není blíže rozváděna, protože je jí věnován samostatný kurs zajišťovaný Ústavem radioelektroniky.

Pojetí přednášek věnovaných elektronické měřicí technice a tedy i pojetí tohoto skripta vyplývá z jejich poslání. Kurs má studentům poskytnout ucelený základní přehled přes klasickou i elektronickou měřicí techniku, jejíž rozsah je značný. Obsah je proto orientován jen na nejrozšířenější přístroje a metody pro měření elektrických a částečně i neelektrických veličin a jejich vlastností. Není možné při výkladu zacházet do podrobností ani teoretického ani technologického rázu. Rovněž není možné probírat speciálnější druhy měření, jako jsou některá měření v silnoproudé elektrotechnice, v elektrotechnologii, v telekomunikacích, v televizní technice, v elektroakustice aj. S těmito speciálnějšími případy měření se studenti setkají ve vyšších ročnících svého specializovaného studia. Po praktické stránce se studenti seznámí s nejběžnější elektronickou měřicí technikou při laboratorních cvičeních.

### 3 Metrologie

*Metrologie* je vědní a technická disciplína, zabývající se všemi poznatkami a činností měření. Je základem jednotného a přesného měření ve všech oblastech lidské činnosti.

Metrologie se zabývá:

- definováním jednotek měření,
- realizací jednotek – etalonů,
- návazností měření.

Metrologie se dělí na tři kategorie:

<i>fundamentální metrologii</i>	- zabývá se soustavou měřicích jednotek a etalony,
<i>průmyslovou metrologii</i>	- je zaměřena na obsluhu měřidel v průmyslu, zabezpečuje jednotnost a správnost měření ve výrobě a zkušebnictví,
<i>legální metrologii</i>	- zabezpečuje jednotnost a správnost měření tam, kde má vliv na správnost obchodování, zdraví nebo bezpečnost, zajišťuje právní úpravy.

#### 3.1 Mezinárodní metrologické organizace

*Metrická konvence* je mezinárodní smlouva jejímž podpisem se v roce 1875 zavázali zástupci 20 vlád, že budou používat jednotné míry a váhy. V současné době má Metrická konvence 48 členů. Podpisem smlouvy byl dán základ vzniku univerzální dekadické soustavy jednotek. Orgány Metrické konvence tvoří *Všeobecná konference* (*Conférence Générale des Poids et Mesures* - CGPM), *Mezinárodní výbor pro váhy a míry* (*Comité International des Poids et Mesures* - CIPM) složený ze zástupců 18 států, *Poradní výbory* (*Consultative Committees* - CC) a *Mezinárodní úřad pro váhy a míry* (*Bureau International des Poids et Mesures* - BIPM, [lit. 22]) se sídlem v Sèvres u Paříže. BIPM je pověřen výzkumem v oboru jednotek měření a etalonů a jejich porovnáváním s národními metrologickými instituty.

Dalšími důležitými metrologickými organizacemi jsou:

- a) *EUROMET* (*European Collaboration in Measurement Standards*) představuje sdružení pro spolupráci evropských metrologických institutů. Byl založen v roce 1983, má 23 členů.
- b) *Mezinárodní organizace pro legální metrologii* (OIML) založená v roce 1955 je mezivládní smluvní organizace s 57 členy a 48 členy pozorovateli. Celosvětová struktura poskytuje členům metrologické směrnice pro tvorbu národních pravidel týkajících se výroby a užívání měřidel. Certifikační systém dává výrobcům měřidel možnost získat certifikát OIML a protokol o zkouškách, které potvrzují, že typ měřidla odpovídá požadavkům mezinárodních doporučení.
- c) *WELMEC* (*Western European Legal Metrology Cooperation*) - Organizace pro evropskou spolupráci v legální metrologii byla založena v roce 1995. Cílem WELMEC je vytváření vzájemné důvěry mezi orgány legální metrologie. Členy WELMEC jsou národní orgány legální metrologie států EU a zemí-kandidátů členství v EU.
- d) *Dohoda MRA* byla podepsaná v roce 1999 jako dohoda o vzájemném uznávání etalonů a certifikátů vydávaných národními měrovými instituty.

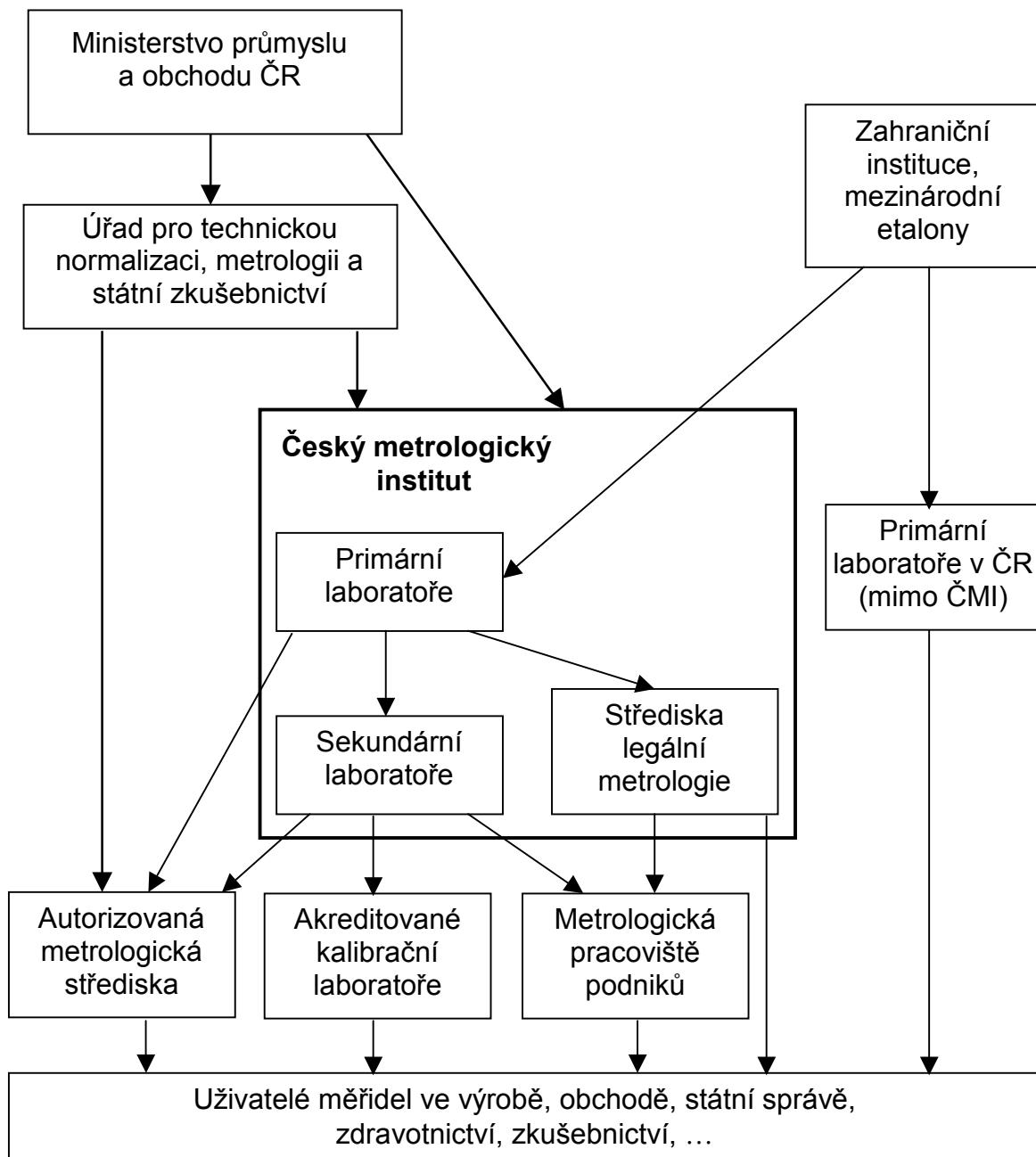
#### 3.2 Národní metrologický systém České republiky

Česká republika je jako nástupnický stát Rakousko-Uherska signatářem Metrické konvence od samého počátku - 20. 5. 1875. Národní metrologický systém je tvořen soustavou právních a technických předpisů. Do působnosti systému patří všechny tři oblasti metrologie.

Ústředním orgánem je *Ministerstvo průmyslu a obchodu ČR*, jeho výkonným orgánem je *Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví (ÚNMZ)*. Z asocioační dohody uzavřené Českou republikou po rozdělení ČSFR vyplynul závazek harmonizovat soustavu národních norem se soustavou norem evropských. Vývoj po roce 1993 vyvolal nutnost nové právní úpravy. Současná právní úprava vychází ze zákona 22/1997 Sb. o technických požadavcích na výrobky.

Česká republika je prostřednictvím *Českého metrologického institutu (ČMI)* [lit. 23] se sídlem v Brně zastoupena ve všech mezinárodních metrologických orgánech vyjmenovaných v předešlé kapitole. Ředitelství ČMI je podřízeno sedm oblastních inspektorátů a specializovaná pracoviště.

ČMI zajišťuje služby ve všech základních oblastech metrologie.



Obrázek 3.1: Metrologický systém České republiky

### 3.3 Mezinárodní soustava jednotek SI

Studium archeologických vykopávek i písemných dokumentů ukazuje, že všechny národy starověku znaly činnost, kterou nazýváme měřením. Měrová soustava odpovídala tehdejším možnostem a potřebám směny zboží. Jednotky a míry se značně lišily a byly nedokonale definovány. Díky velkému rozvoji přírodních věd a obchodu se na konci 18. století stalo nezbytným sjednocení měr a vah. V roce 1799 byly ve Francii uznány první etalony - kilogram a metr. Tím byl dán základ pro vznik jednotné soustavy jednotek. Vznikem Metrické konvence, podepsané 20. 5. 1881 se státy zavázaly, že budou používat metrické míry a váhy. Současně začaly práce na vytvoření mezinárodních prototypů metru a kilogramu. Schváleny byly na 1. Generální konferenci (Conférence Générale des Poids et Mesures - CGPM) v roce 1889.

Vývoj jednotek používaných v elektrotechnice byl značně složitý. První elektrotechnický kongres v Paříži v roce 1881 přijal pro elektrické a magnetické veličiny *absolutní soustavu jednotek - CGS (centimetr-gram-sekunda)*. Z neznalosti vzájemných vztahů mezi elektrickými a magnetickými jevy vznikly dvě soustavy, elektrostatická a elektromagnetická, které začlenily elektrické veličiny mezi mechanické pomocí Coulombova zákona. Jednotky měly nevhodnou velikost a realizace etalonů na základě definic jednotek byla obtížná a nepřesná. Ebalony jednotek byly proto vytvořeny experimentálním způsobem. V technické praxi byly používány jednotky vytvořené jako dekadické násobky jednotek CGS a byly nazývány podle známých badatelů - ohm, volt, maxwell, weber, joul, watt, ampér, farad, henry. Takto vzniklé jednotky byly označovány jako *internacionální*.

italský profesor Giorgi navrhl v roce 1901 soustavu MKS (metr-kilogram-sekunda), která se stala základem dnešní soustavy jednotek. V roce 1929 bylo doporučeno rozšíření soustavy o další základní jednotku - ampér, ale přijata byla až roku 1954 společně s kelvinem a kandelou. Soustava byla nazývána SI (*International system of units*) a v roce 1960 přijata 11. Conférence Générale des Poids et Mesures. Naše republika přijala SI jako závaznou soustavu jednotek v roce 1963. V roce 1971 byla začleněna poslední základní jednotka SI - mol. V současné době má soustava SI sedm základních jednotek, které se nazývají *absolutními*.

### 3.4 Etalony elektrických jednotek

Přesnost měřicích přístrojů se může v čase změnit, je tedy nezbytné jejich vlastnosti v určitých časových intervalech ověřit. K tomu slouží přiměřeně přesné a časově stálé *etalony* (normály, standardy). Z praktických důvodů je pro každou veličinu vytvořen systém stupňovité návaznosti etalonů. Základním hlediskem nadřazenosti je přesnost reprodukce jednotky.

- a) *Primární etalony* - zabezpečují reprodukci jednotky s největší dosažitelnou přesností.
- b) *Sekundární etalony* - jsou odvozeny od primárního a odstupňovány podle řádu:
  - 0. řád*: státní etalon - navázán na mezinárodní etalon,
  - 1. řád*: je přímo navázán na 0. řád,
  - 2. řád*: úroveň měrových středisek, slouží k navázání etalonů 3. řádu,
  - 3. řád*: pracovní etalony v podnicích.

Jednotlivé stupně jsou tvořeny skupinovými etalonami, hodnota jednotky se určuje jako průměr z více hodnot. Státní etalon je etalon, uznaný oficiálním (národním) rozhodnutím za etalon, poskytující základ určování hodnot jiných etalonů téže veličiny v dané zemi. Kompetentním orgánem schvalujícím státní etalony ČR je Úřad pro normalizaci, metrologii a státní

zkušebnictví (ÚNMZ). České státní etalony uchovává zpravidla Český metrologický institut, ale ÚNMZ tím může pověřit i další subjekty. Děje se tak v případech, kdy je vhodné využít jejich vybavení, vědecké kapacity a podobně. Tak například český etalon kmitočtu a času uchovává Ústav radiotechniky a elektroniky AV ČR. Laboratoře uchovávající státní etalony jsou také zpravidla zodpovědné za prezentaci nejlepších schopností kalibrace a měření.

Elektrické veličiny jsou do SI začleněny základní jednotkou - ampérem.

*Ampér je stálý elektrický proud, který při průtoku dvěma rovnoběžnými nekonečně dlouhými vodiči zanedbateného kruhového průřezu, umístěnými ve vakuu ve vzájemné vzdálenosti  $1m$  vyvolá mezi nimi sílu  $2 \cdot 10^{-7} N$  na  $1 m$  délky každého z vodičů.*

Pro praktickou realizaci etalonu proudu se používají proudové váhy, vzhledem k vysokým nákladům jsou používány pouze jako primární etalony, tedy k základnímu určení jednotky.

Jednotku proudu nelze realizovat pomocí sekundárních etalonů, používaných v laboratořích. K uchování aktivních elektrických veličin se používají etalony napětí, které jsou na jednotku elektrického proudu navázány na základě Ohmova zákona. Od nedávné doby je doporučeno realizovat elektrické veličiny kvantovými etalonami pomocí Josephsonova jevu a Hallova jevu. Ebalony realizované na základě těchto jevů jsou složitá a velmi nákladná zařízení, proto jsou jimi vybaveny pouze špičkové mezinárodní laboratoře.

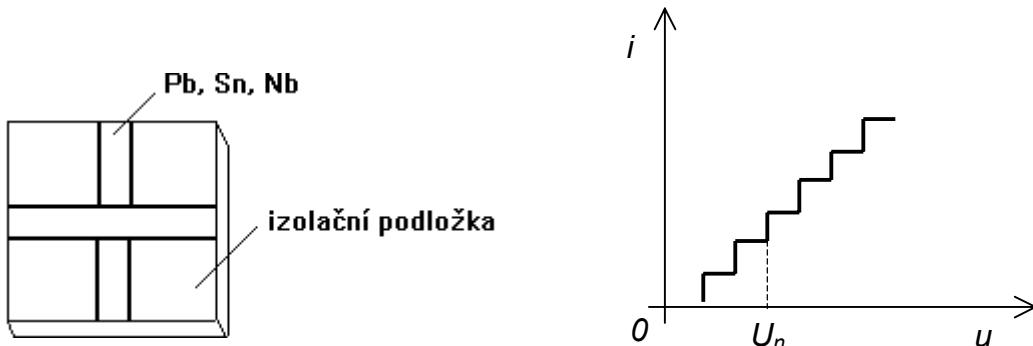
### 3.4.1 Ebalony napětí

Jako primární etalon napětí byl 1. 1. 1990 zaveden nový kvantový etalon napětí využívající Josephsonova jevu.

Na spoji některých supravodivých materiálů umístěných ve vysokofrekvenčním poli o kmitočtu  $f_0$  řádově 10 GHz lze při teplotách blízkých absolutní nule (asi 4 K) získat stupňovitou volt-ampérovou charakteristiku. Napětí  $n$ -tého stupně charakteristiky je:

$$U_n = \frac{h}{2 \cdot e} \cdot n \cdot f_0 = \frac{f_0}{K_J} \cdot n, \quad K_J = \frac{2 \cdot e}{h}, \quad (V) \quad (3.1)$$

kde je  $e$  ..... náboj elektronu  $1,602 \cdot 10^{-19} C$ ,  
 $h$  ..... Planckova konstanta  $6,626 \cdot 10^{-34} J \cdot s$ ,  
 $K_J$  ..... Josephsonova konstanta  $483\,597,898 \text{ GHz/V}$ , je stanovena experimentálně.



Obrázek 3.2: Josephsonův přechod: a) konstrukce b) A-V charakteristika

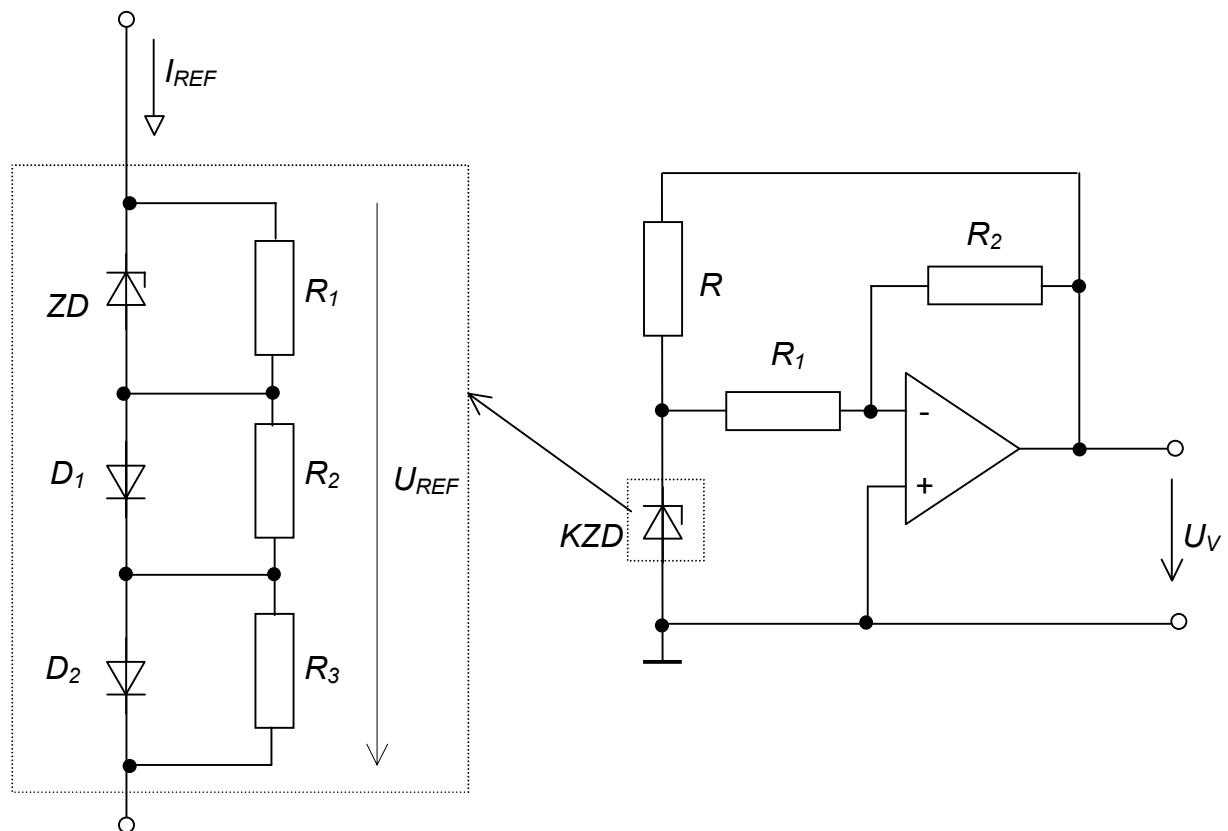
Napětí  $U_n$  je velmi malé, proto se spojuje několik spojů do série. Destička o rozměrech  $20 \times 10 \text{ mm}$  obsahuje 18 992 spojů; každý z těchto spojů může být vyveden. Přesnost tohoto etalonu je dána přesností nastavení kmitočtu pole.

Sekundární etalony napětí jsou realizovány *Westonovými články* a v poslední době též *elektronickými referenčními zdroji*.

Westonův článek je elektrochemický článek s velmi malou změnou napětí na čase (méně než  $1 \mu\text{V} / \text{rok}$ ) a s definovanou teplotní závislostí (přibližně  $-40 \mu\text{V} / {}^\circ\text{C}$ ). Výstupní napětí článku naprázdno je 1,0186 V, přesná hodnota napětí se u každého článku určuje dlouhodobým měřením. Westonův článek nesmí být zatížen proudem větším než  $1 \mu\text{A}$ . Jeho vnitřní odpor je  $500 \Omega \div 1 \text{k}\Omega$ . V metrologických střediscích jsou uchovávány skupinové etalony o 40 článících.

Westonův článek nesnáší otresy a nelze ho překlopit, proto se nehodí pro konstrukci referenčních zdrojů číslicových přístrojů. K těmto účelům se s výhodou používají teplotně kompenzované *Zenerovy diody*, viz obr. 3.3a. Zenerova dioda (*ZD*) je zapojena v sérii s jednou či více běžnými diodami v propustném směru a napájena stabilizovaným proudem. Teplotní závislost napětí *ZD* je kladná, zatímco běžné diody záporná. Vhodnou volbou rezistorů lze v určitém rozsahu teplot dosáhnout minimální závislosti napětí referenčního zdroje na teplotě.

Příklad zapojení referenčního zdroje s kompenzovanou *ZD* je na obrázku 3.3b. Výstupní napětí je možno pomocí  $R_1$  a  $R_2$  nastavit např. na hodnotu 10,000 V. Zdroj lze zatížit, aniž by to ovlivnilo jeho přesnost a stabilitu. *KZD* je napájena z výstupního stabilizovaného napětí, čímž se významně sníží závislost na změnách napájení zdroje. Pro vysoké přesné referenční zdroje se stabilitou srovnatelnou s Westonovým článkem jsou používány uměle stárnuté diody.

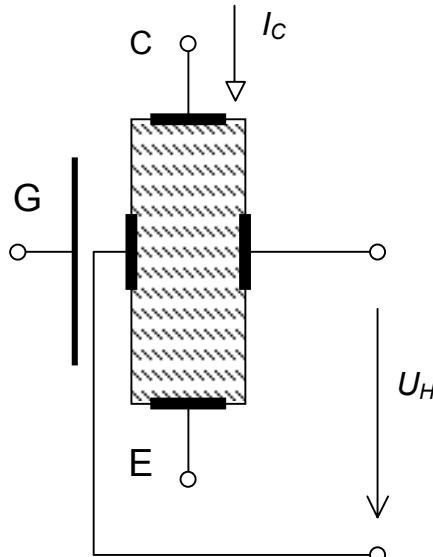


**Obrázek 3.3:** Teplotně kompenzovaná Zenerova dioda a její využití

- Teplotně kompenzovaná Zenerova dioda
- Elektronický referenční zdroj s KZD

### 3.4.2 Etalony odporu

Od 1. 1. 1990 je nově definován etalon elektrického odporu na principu *kvantového Hallova jevu* (QHE, *Quantum Hall Effect*). Polovodičový materiál (např. křemíková struktura MOSFET) umístěný do silného magnetického pole (13,2 T) při teplotě blízké 0 K má přesně definován vztah mezi proudem  $I_C$  a napětím  $U_H$  měřeném v přičném směru, obr. 3.4.



**Obrázek 3.4:** Princip primárního etalonu odporu využívajícího kvantového Hallova jevu

$$\frac{U_H}{I_C} = \frac{h}{e^2 \cdot K} = \frac{R_K}{K} = \frac{25812,809}{K}, \quad (3.2)$$

kde je  $R_K$  ..... Klitzingova konstanta, není závislá na použitém materiálu,  
 $K$  ..... celé číslo, jehož hodnota závisí na napětí řídicí elektrody G.

Sekundární etalon odporu je nejpoužívanější z etalonů. Musí splňovat požadavky na stálost odporu s časem, reproducitelnost hodnoty odporu, malou závislost odporu na teplotě okolí a oteplení vlastní spotřebou, malý vliv termoelektrických napětí. Uvedených požadavků se dosahuje vhodnou volbou materiálu, jeho pečlivým zpracováním a stárnutím.

K omezení teplotní závislosti odporu se k vinutí odporů používají materiály s malým teplotním součinitelem odporu. Nejčastěji je používán manganin, který je v současné době často nahrazen slitinou zlata a chrómu.

Aby se vyloučil vliv přechodových odporů na svorkách etalonu, používají se dva páry svorek:  
*proudové* přívodní,  
*napěťové* (potenciální), mezi nimiž je definována velikost odporu.

Odporové etalony se vyrábějí v dekadických násobcích od  $10^{-4} \div 10^5 \Omega$  s odchylkou od jmenovité hodnoty odporu menší než 0,001 %. Odporové etalony pro nejpřesnější měření mají přesnost  $0,001 \div 0,0001 \%$  a mohou být zatíženy výkonem od 0,01 W do 0,1 W.

Vzhledem k tomu, že se ještě dnes v laboratořích používají etalony internacionálních jednotek vyrobené před zavedením soustavy SI, je nutno hodnotu těchto etalonů přepočítat na absolutní jednotky. Pro přepočet etalonů odporů platí:  $1 \Omega_{\text{int}} = 1,0009 \Omega_{\text{abs}}$ .

## 4 Chyby měření a neurčitost měření

Přesnost je základním kritériem pro posouzení kvality měření, vyjadřuje míru blízkosti výsledku měření ke skutečné hodnotě měřené veličiny a je kvantitativně vyjádřena *chybou měření*. Výsledek měření není úplný, pokud neobsahuje údaj o možném rozsahu chyb – o *neurčitosti měření*.

### 4.1 Chyby měření

Chyba jediného měření se vyjadřuje jako rozdíl mezi *naměřenou hodnotou* a *skutečnou hodnotou* měřené veličiny. Skutečnou hodnotu však nemůžeme z fyzikálních příčin zjistit, proto ji nahrazujeme hodnotou *konvenčně pravou*. Ta se k pravé hodnotě blíží natolik, že rozdíl mezi oběma hodnotami je zanedbatelný (ČSN 35 6504).

**ABSOLUTNÍ CHYBA MĚŘENÍ** je určena rozdílem naměřené hodnoty a hodnoty konvenčně pravé:

$$\Delta_X = X_M - X_P, \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.1)$$

kde je  $X_M$  hodnota indikovaná přístrojem (naměřená),  
 $X_P$  konvenčně pravá hodnota.

Absolutní chyba měření je obvykle užívána k vyhodnocení přesnosti výsledků měření.

**RELATIVNÍ CHYBA MĚŘENÍ** je:

$$\delta_X = \frac{\Delta_X}{X_M}, \quad \text{nebo} \quad \delta_X = \frac{\Delta_X}{X_P}. \quad (-) \quad (4.2)$$

praxi se obvykle vyjadřuje v procentech:

$$\delta_X = \frac{\Delta_X}{X_M} \cdot 100 \quad (\%) \quad (4.3)$$

nebo v p.p.m. (*parts per million*), tedy v milioninách:

$$\delta_X = \frac{\Delta_X}{X_M} \cdot 10^6. \quad (\text{p.p.m}) \quad (4.4)$$

Relativní chyba měření je obvykle používána k vyhodnocení přesnosti měřicí metody.

**KOREKCE** je hodnota měřené veličiny, kterou musíme přičíst k naměřené hodnotě abychom získali konvenčně pravou hodnotu:

$$K_X = X_P - X_M = -\Delta_X. \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.5)$$

Korekce se obvykle používá k vyhodnocení přesnosti měřicího přístroje.

**Systematické chyby, náhodné chyby**

Mnohonásobně opakováním měření jediné hodnoty určité veličiny za stejných podmínek lze zjistit, že se výsledky liší. Odchylky jsou způsobeny řadou příčin, které způsobují systematické a nahodilé chyby.

**SYSTEMATICKÉ CHYBY** - se při opakování měření projevují stále stejně, mají stejné znaménko a můžeme určit jejich velikost. Je-li příčina vzniku systematické chyby známa, můžeme její velikost zjistit buď výpočtem, nebo pomocí jiného, přesnějšího měření. V obou případech lze systematickou složku chyby při vyhodnocení výsledků měření odstranit.

$$\Delta_{SYST} = \bar{X} - X_P, \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.6)$$

$$\delta_{SYST} = \frac{\Delta_{SYST}}{X_M} \cdot 100, \quad (\%) \quad (4.7)$$

kde je  $\bar{X}$  výběrový průměr z  $n$  měření,

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i . \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.8)$$

Nejčastějšími typy systematických chyb jsou chyby metody, chyba nuly a chyba zesílení.

**NÁHODNÉ CHYBY** - jsou mimo kontrolu experimentátora, jejich velikost se nepředvídatelně mění a nelze je odstranit korekcí.

Podrobnějším rozborém opakovaného měření zjistíme, že jednotlivá měření nabývají náhodných hodnot okolo jisté hodnoty jak co do velikosti tak co do znaménka. Přitom četnost malých odchylek je větší než odchylek velkých. Při zjednodušení lze tento náhodný jev popsat normálním rozdělením pravděpodobnosti. Provedeme-li dostatečné množství měření, mohou být náhodné chyby téměř eliminovány. Nejpravděpodobnějším výsledkem měření je *aritmetický průměr*:

$$\mu = \frac{X_1 + X_2 + \dots + X_n}{n} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{k=n} X_k . \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.9)$$

*Zdánlivá absolutní chyba:*

$$\Delta_k = X_k - \mu \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.10)$$

představuje odchylku  $k$ -tého měření od aritmetického průměru.

Důležitými veličinami jsou *rozptyl*:

$$\sigma^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{k=n} \Delta_k^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{k=n} (X_k - \mu)^2 \quad (\text{jednotka veličiny } X^2) \quad (4.11)$$

a *směrodatná odchylka*:

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{k=n} \Delta_k^2} . \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.12)$$

Velikost směrodatné odchylky do určité míry vypovídá o přesnosti měření.

Zákonitosti četnosti výskytu chyb měření v závislosti na jejich velikosti lze popsat křivkou normálního rozložení pravděpodobnosti - *Gaussovou křivkou* (obr. 4.1). Hustotu pravděpodobnosti výskytu zdánlivé chyby  $\Delta_K$  lze vyjádřit funkcí:

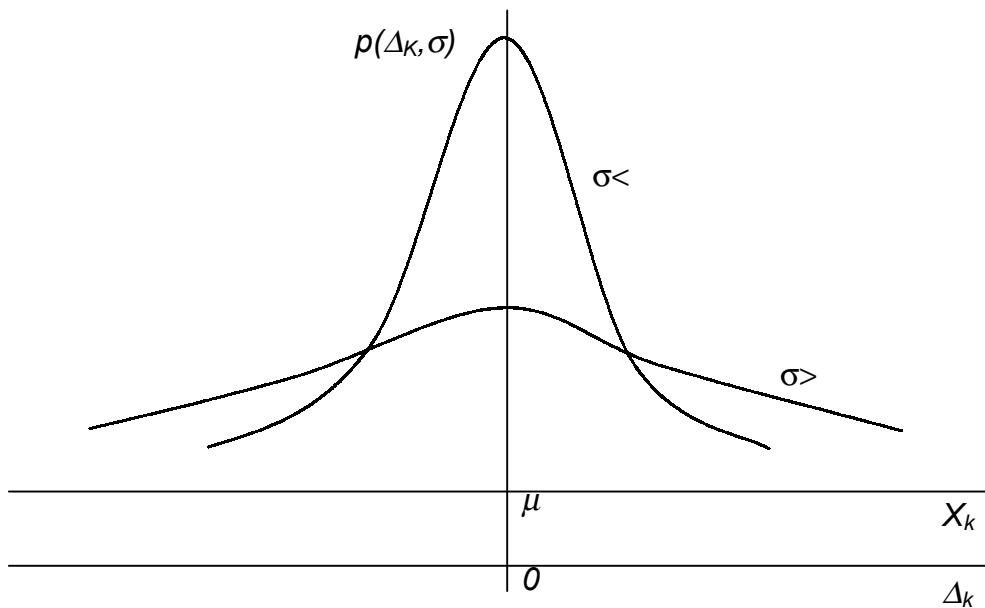
$$p(\Delta_k, \sigma) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta_k}{\sigma}\right)^2} . \quad (-) \quad (4.13)$$

Abychom mohli srovnávat jednotlivé křivky, používá se normovaný tvar normálního rozdělení pravděpodobnosti (4.13). Náhodnou veličinou je  $\xi$ , poměr zdánlivé chyby měření  $\Delta_K$  a směrodatné odchylky  $\sigma$ :

$$\xi = \frac{X_k - \mu}{\sigma} = \frac{\Delta_k}{\sigma} , \quad (-) \quad (4.14)$$

$$p(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2}\xi^2} . \quad (-) \quad (4.15)$$

Celková pravděpodobnost, že chyba jednotlivého měření nepřekročí interval  $\pm \xi$  je dána plochou vymezenou křivkou a souřadnicemi  $\pm \xi$ . Volbou mezí  $\pm \xi$  je určen *konfidenční interval*, který udává statistickou spolehlivost udávaného výsledku měření.



**Obrázek 4.1:** Gaussova křivka pro různé hodnoty směrodatné odchylky

V technické praxi nelze provést nekonečný počet měření, proto se používají vztahy, které tuto skutečnost respektují. Počet naměřených hodnot, které máme podrobit zpracování nazýváme *výběrem* z velkého počtu možných hodnot základního souboru. Statistické charakteristiky jsou pak *výběrovými* charakteristikami:  
*výběrový průměr*:

$$m = X_s = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{k=n} X_k , \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.16)$$

*výběrový rozptyl*:

$$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{k=n} (X_k - X_s)^2 . \quad (\text{jednotka veličiny } X^2) \quad (4.17)$$

Meze, v nichž se s určitou pravděpodobností měřená veličina nachází udává *výběrová směrodatná odchylka aritmetického* [ ] :

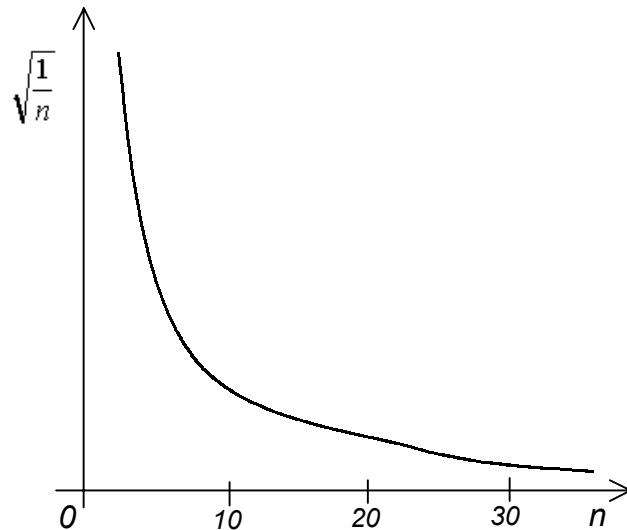
$$s_m = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{k=1}^{k=n} (X_k - X_s)^2} . \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.18)$$

Známe-li výběrovou směrodatnou odchylku a průměr měřené veličiny, je možno určit meze intervalu, ve kterém leží prakticky všechny hodnoty měřené veličiny. Výsledek měření zapisujeme ve tvaru intervalu:

$$m \pm s_m .$$

Předpokládáme-li normální rozložení, leží pravá hodnota  $X_P$  v uvedeném intervalu s pravděpodobností 68,27 %. Častěji se používá trojnásobek směrodatné odchylky (2.18)  $\langle m - 3.s_m, m + 3.s_m \rangle$ , kdy v tomto intervalu leží pravá hodnota se spolehlivostí 99,7 %.

V úzké spojitosti se statistickým vyhodnocením série naměřených hodnot je definována *nejistota měření* (*uncertainty of measurement*), která je charakterizována rozptýlením hodnot přiřazených k měřené veličině. *Standardní nejistota měření* je vyjádřena jako směrodatná odchylka. *Rozšířená nejistota měření* definuje interval okolo výsledku měření, do kterého lze zařadit velkou část rozdělení hodnot měření veličiny. Jinými slovy, neurčitost měření udává interval, ve kterém leží skutečná hodnota měřené veličiny. Po korekci systematické chyby je střed tohoto intervalu dán výběrovým průměrem měřené veličiny a šířka intervalu je rovna dvojnásobku absolutní hodnoty největší možné absolutní chyby měření.



Obrázek 4.2: K velikosti chyby aritmetického průměru v závislosti na počtu měření

Je samozřejmé, že čím větší počet měření provedeme, tím více se budou hodnoty aritmetického průměru přibližovat k hodnotě konvenčně pravé. Úměrně s počtem měření však narůstá potřebný čas a vynaložená námaha. Při grafickém znázornění velikosti chyby aritmetického průměru na počtu měření (obr. 4.2) zjistíme, že při zvětšování počtu měření chyba klesá, z počátku rychle, ale od určitého počtu (asi 15) podstatně pomaleji. Je patrné, že zvyšování počtu měření nad  $20 \div 30$  je v technické praxi neopodstatněné. Počet měření by neměl klesnout pod 6.

## 4.2 Místa a příčiny vzniku chyb při měření

Znalost míst a příčin vzniku chyb, jejich určení a rozlišení, umožňuje zvolit takové podmínky měření, aby se jejich účinek stal zanedbatelným nebo se dal určit a vyhodnotit. Jednoduchý příklad měřicí úlohy s vyznačením míst vzniku a příčin chyb je uveden na obr. 4.3.

Z hlediska místa působení rozlišujeme tři základní chyby znázorněné na obr. 4.4.

**CHYBY METODY** ( $\Delta_M, \delta_M$ ) vznikají vzájemným působením měřicího přístroje a měřeného objektu. Přístroje potřebují pro svoji činnost určitou energii, kterou odebírají z měřeného objektu. Chyby metody jsou chybami soustavnými, známe jejich příčiny, můžeme určit jejich velikost a znaménko - můžeme je korigovat.

**CHYBY MĚŘICÍCH PŘÍSTROJŮ** ( $\Delta_P, \delta_P$ ) vznikají nedokonalostí provedení přístrojů sestávajících ze značného množství součástí, které jsou samy o sobě zatíženy nepřesnostmi (např. výrobní tolerancí). Chyby měřicích přístrojů je třeba znát v celém měřicím rozsahu. Základní chybu vykazuje měřicí přístroj při měření ustálených hodnot za *referenčních podmínek*, které představují soubor normovaných vnějších veličin ovlivňujících činnost přístroje. Referenční podmínky zahrnují *klimatické veličiny*, *mechanické veličiny*, *ovlivňující veličiny napájení*,

*pole a záření*, např. vnější magnetické pole ( $B_e < 5 \cdot 10^{-4}$  T), kmitočet a tvar měřeného signálu. Měřicí přístroje s vysokou přesností nejsou zárukou přesného měření - překročení referenčních podmínek může způsobit chybné měření a zcela znehodnotit výsledek měření vznikem *přídavných chyb*.

Referenční i jmenovité pracovní podmínky pro elektronické měřicí přístroje jsou definované normami IEC 359 a ČSN 356505.

**Referenční podmínky** jsou tyto:

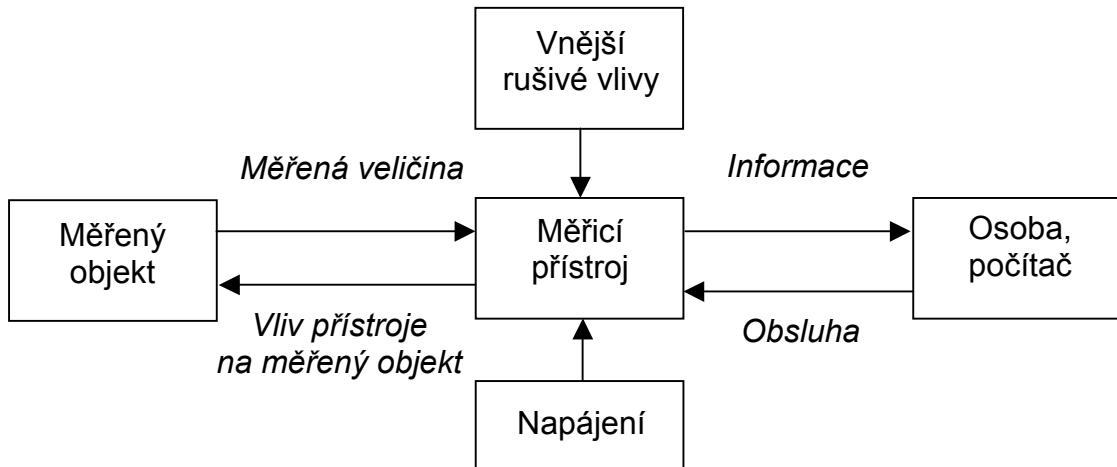
- teplota okolního vzduchu (20, 23 nebo 27)  $\pm$  (1, 2, 5, nebo 10) °C, pokud není uvedeno, tak  $(20 \pm 5)$  °C,
- relativní vlhkost vzduchu 45 až 75 %,
- atmosférický tlak 86 až 106 kPa,
- u přístrojů se síťovým napájením napětí  $(230 \pm 4)$  V a kmitočet  $(50 \pm 0,5)$  Hz.

**Jmenovité pracovní podmínky** se liší podle typu klimatického prostředí, pro které je přístroj určen:

- teplota okolního vzduchu v rozmezí 5 až 40, -10 až +55, -25 až +50 nebo -30 až 70 °C,
- relativní vlhkost vzduchu 80 % při 25 °C nebo 90 % při 30 °C,
- atmosférický tlak 70 až 106 nebo 60 až 106 kPa,
- u přístrojů se síťovým napájením napětí  $(230 \pm 22)$  V a kmitočet  $(50 \pm 0,5)$  Hz.

Nepřesnost měřicích přístrojů výrobci vyjadřují mezi dovolených hodnot jejich absolutních nebo relativních chyb, přičemž tyto meze jsou souměrné kolem nuly a mohou být závislé na hodnotě veličiny, na které údaj závisí. Tak meze dovolených základních chyb se často uvádějí jako součet dvou hodnot, z nichž jedna závisí na hodnotě měřené veličiny a druhá má stálou hodnotu. Např. meze dovolených relativních základních chyb se mohou udávat takto:  $\pm(\% \text{ z údaje} + \% \text{ z rozsahu})$ . Meze dovolených základních chyb číslicových měřicích přístrojů mohou místo % z rozsahu obsahovat příspěvek v jednotkách nejnižšího řádu údaje. Obdobně meze dovolených přídavných chyb se podle okolnosti vyjadřují konstantní hodnotou, závislostí na ovlivňujících veličinách apod. Chyby měřicích přístrojů nesmí přesahovat dovolené meze po uplynutí doby stanovené na ustálení pracovního režimu.

Je na místě upozornit ještě na další okolnosti, které působí na přesnost měřicích přístrojů: jde o kontrolu jejich činnosti, o jejich správné nastavení a o kontrolu jejich kalibrace. U jednodušších měřicích přístrojů si musí před jejich použitím kontrolu správnosti funkce i nastavení optimálního pracovního režimu (jako je nastavení nuly a citlivosti) provést uživatel. U důmyslnějších měřicích přístrojů se taková kontrola a nastavení provádí automaticky. Dále je nutné mít na zřeteli, že přesnost deklarovanou výrobcem si měřicí přístroj zachovává jen po určitou dobu, protože součástky v něm mění s časem své vlastnosti. Proto u měřicích přístrojů (zejména přesnějších) vyráběných renomovanými firmami je v dokumentaci uvedena doba, po jejímž uplynutí je žádoucí překontrolovat kalibraci, popř. provést kalibraci novou. K tomu však uživatel sám zpravidla nemá příslušné vybavení a nezbývá než se obrátit na výrobce nebo na službu s akreditací pro takovou činnost.



**Obrázek 4.3:** Místa a příčiny vzniku chyb při měření

CHYBY EXPERIMENTÁTORA mohou významnou měrou ovlivnit kvalitu měření. Příčinou jejich vzniku jsou volba nevhodné metody, nesprávné připojení přístrojů, chybná obsluha přístrojů, nedostatečná pečlivost při měření, přehlédnutí rušivých vlivů, chyba čtení hodnot a chybné vyhodnocení výsledků.

Chyba metody	Chyba měřicího přístroje		Chyba experimentátora
	základní	přídavná	

**Obrázek 4.4:** Základní typy chyb při měření

Maximální (celková) chyba měření  $\Delta_{max}$  je teoretická největší možná chyba měření. Celková chyba měření udává tolerance, ve kterých leží skutečná hodnota měřené veličiny:

$$\Delta_{max} = \Delta_M + |\Delta_P| \cdot sign\Delta_M, \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.19)$$

kde je  $\Delta_M$  chyba metody,  
 $\Delta_P$  největší možná absolutní chyba stanovená z chyb prvků měřicího obvodu.

## 4.2.1 Chyby měřicích přístrojů

### 4.2.1.1 Chyby analogových měřicích přístrojů

Hodnota měřené veličiny určená měřicím přístrojem se vlivem jeho nedokonalosti liší od hodnoty pravé, přivedené na vstup přístroje. Chybou údaje přístroje je rozdíl údaje přístroje a konvenčně pravé hodnoty měřené veličiny.

ABSOLUTNÍ CHYBA ÚDAJE analogového měřicího přístroje:

$$\Delta_P = X_M - X_P, \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.20)$$

kde je  $X_M$  hodnota indikovaná přístrojem,  
 $X_P$  konvenčně pravá hodnota měřené veličiny.

RELATIVNÍ CHYBA ÚDAJE analogového měřicího přístroje je dána podílem absolutní chyby a naměřené nebo konvenčně pravé hodnoty:

$$\delta_P = \frac{\Delta_P}{X_M} \cdot 100, \quad \delta_p = \frac{\Delta_p}{X_p} \cdot 100. \quad (4.21)$$

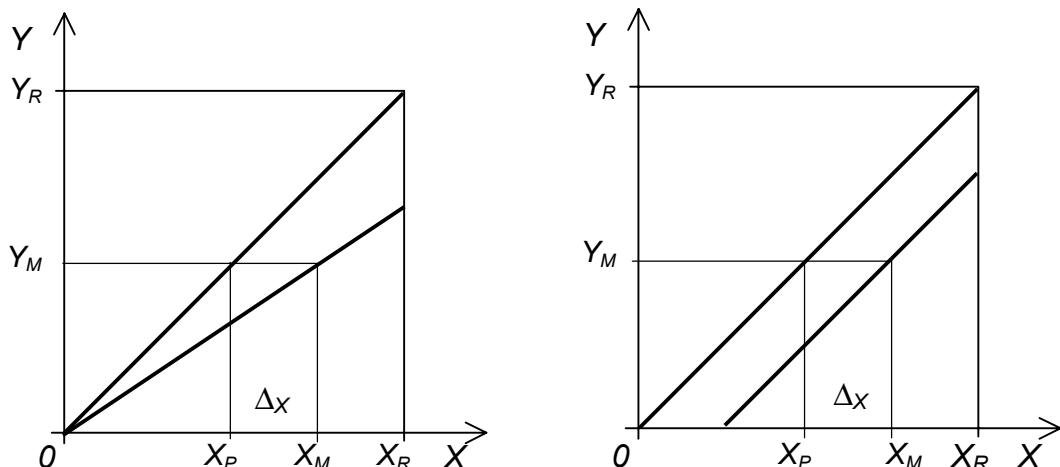
Při malých chybách  $\Delta_P$  jsou obě definice téměř rovnocenné. Čím je měření přesnější, tím je rozdíl výsledků obou vztahů (4.21) menší.

Zdroji chyb měřicích přístrojů mohou být vnitřní rušivá elektrická a magnetická pole, teplotní závislosti údaje v důsledku vnitřního ohřevu přístroje, dále jsou to nepřesnosti při výrobě přístrojů, nastavování měřicích prvků, kalibrace, působení vnitřních mechanických sil a momentů. Velmi důležitou charakteristikou měřicích přístrojů je jejich časová stálost, schopnost dlouhodobě si zachovat metrologické vlastnosti.

Z charakteru změn údaje lze soudit na určité příčiny vzniku chyb přístroje. Na následujících obrázcích je znázorněno několik základních typů chyb měřicích přístrojů, ve všech je vyznačena ideální a skutečná převodní charakteristika měřicího přístroje, převádějícího měřenou veličinu  $X_M$  na výstupní veličinu  $Y_M$  v celém měřicím rozsahu  $X_R$ .

*Absolutní multiplikativní chyba* se lineárně zvětšuje se vzrůstající měřenou hodnotou (obr. 4.5a). Tato chyba vzniká nejčastěji nedostatečně přesným nastavením hlavních měřicích prvků přístroje.

*Relativní multiplikativní chyba* je konstantní po celém rozsahu přístroje.



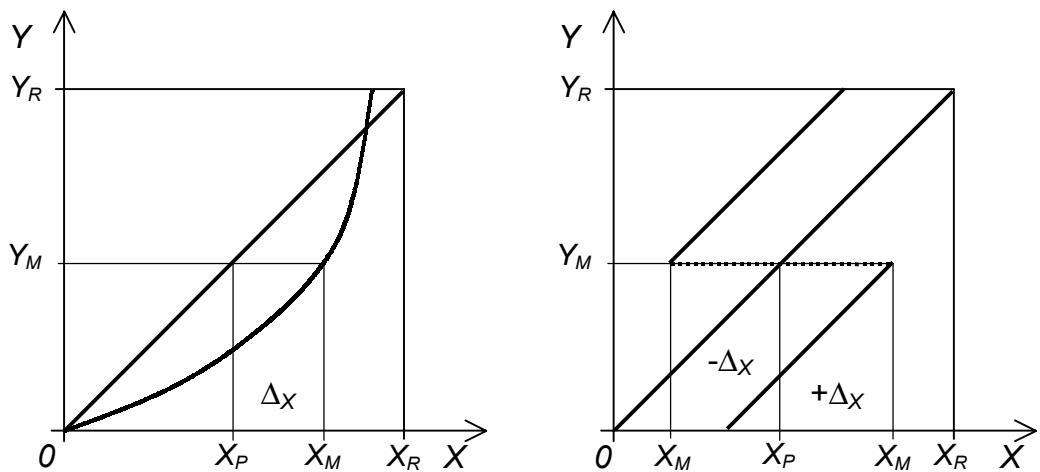
Obrázek 4.5: a) Multiplikativní chyba

b) Aditivní chyba

*Aditivní chyba* (obr. 4.5b) může mít příčiny v chybně nastavené nulové poloze nebo chybovém napětí (offsetu) zesilovače. *Absolutní hodnota aditivní chyby* nezávisí na velikosti měřené hodnoty, je konstantní po celém rozsahu přístroje. *Relativní hodnota aditivní chyby* hyperbolicky klesá se vzrůstající měřenou hodnotou měřené hodnoty, má tedy nejmenší hodnotu na konci měřicího rozsahu přístroje.

Nepřesnost montáže, nelineární charakteristiky použitých materiálů a součástek mohou zapříčinit *chybu linearity* (obr. 4.6a), která se mění v průběhu měřicího rozsahu nerovnoměrně. *Absolutní chyba linearity* může měnit znaménko. U přesných přístrojů se odchylky od linearity zachycují korekční křivkou přístroje.

Chyby multiplikativní, aditivní a linearity mají charakter soustavných chyb.



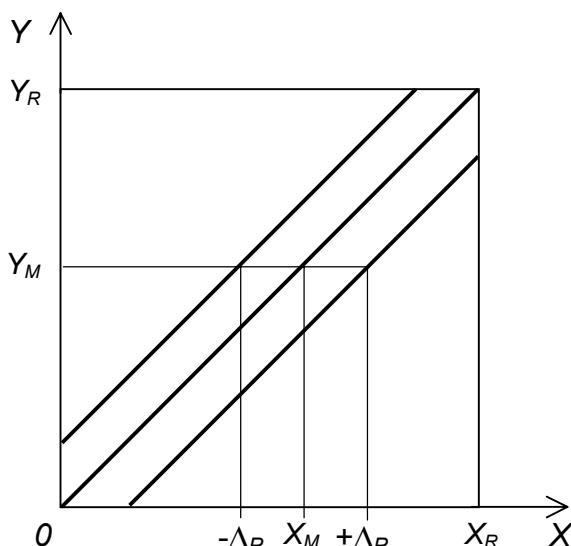
Obrázek 4.6: a) Chyba linearity

b) Chyba reverzibility

Charakteristickým znakem chyb majících původ v rušivých vlivech je jejich náhodný charakter. U měřicích přístrojů k nim patří *chyba reverzibility* (obr. 4.6b). Chyba reverzibility se projevuje rozdílnými údaji přístroje při zvyšování a snižování měřené veličiny. Příčinou vzniku tohoto rozdílu je tlpení a tření vznikající ve stykové ploše otočné a pevné části měřicího ústrojí, hystereze atd.

#### 4.2.2 Třída přesnosti analogových přístrojů

Na měřicí přístroje působí řada rušivých vlivů soustavného i náhodného charakteru, které určují jeho chybu. Abychom mohli srovnat přesnost různých měřicích přístrojů byla pro praktickou potřebu zvolena a normována charakteristika analogových přístrojů nazývaná *třída přesnosti* (TP). Základem definice TP je předpoklad, že absolutní hodnota kombinace jakýchkoliv soustavných a nahodilých chyb nepřekročí v průběhu celého měřicího rozsahu konstantní meze  $\pm \Delta_p$ , které představují *mezní absolutní chybu údaje* - obr. 4.7. Třída přesnosti zahrnuje všechny dílčí chyby a definuje tak *mezní relativní chybu* (maximální dovolenou) přístroje v celém měřicím rozsahu.



Obrázek 4.7: Absolutní chyba údaje analogového  
měřicího přístroje

TŘÍDA PŘESNOSTI analogového měřicího přístroje je definována jako maximální dovolená poměrná chyba měřicího přístroje vyjádřená v % z největší hodnoty měřicího rozsahu při dodržení referenčních podmínek:

$$\delta_{TP} = \frac{|\Delta_p|}{X_R} \cdot 100, \quad (\%) \quad (4.22)$$

kde je  $\Delta_P$  mezní absolutní chyba údaje měřicího přístroje,  
 $X_R$  měřicí rozsah přístroje.

Třída přesnosti je mezinárodně normována IEC (*International Electrical Committee*) v řadě:  
0,05 - 0,1 - 0,2 - 0,5 - 1,0 - 1,5 - 2,5 - 5,0.

Používání třídy přesnosti pro popis mezní chyby přístrojů je výhodné v tom, že je mezinárodně normována a přesnost přístrojů lze přehledně posoudit.

*Absolutní chyba údaje* analogového měřicího přístroje:

$$|\Delta_P| = \frac{\delta_{TP} \cdot X_R}{100}. \text{ (jednotka veličiny } X) \quad (4.23)$$

*Relativní chyba údaje* analogového měřicího přístroje:

$$|\delta_P| = \left| \frac{\Delta_P}{X_M} \right| \cdot 100 = \left| \frac{\delta_{TP} \cdot X_R}{100 \cdot X_M} \right| \cdot 100 = |\delta_{TP}| \cdot \left| \frac{X_R}{X_M} \right|. \quad (\%) \quad (4.24)$$

Ze vztahu (4.24) je patrné, že je při měření potřeba dbát na to aby se hodnota měřené veličiny co nejvíce blížila maximální hodnotě použitého rozsahu přístroje.

Chyby přístrojů určené z třídy přesnosti jsou teoreticky možnými maximálními chybami. Skutečná chyba přístroje může mít podstatně menší hodnotu.

#### 4.2.3 Chyby číslicových měřicích přístrojů

Činnost číslicových měřicích přístrojů je podmíněna správnou funkcí řady elektronických částí přístroje. Nedokonalost funkce těchto základních obvodů způsobuje chyby různého charakteru, které můžeme řadit mezi chyby multiplikativní, aditivní a linearity. Chyby číslicových přístrojů nejsou vyjádřeny třídou přesnosti, ustálila se forma vyjádření *základní chyby* při referenčních podmínkách. Pokud nejsou referenční podmínky dodrženy, vznikají *přidavné chyby*. Základní chyba číslicových měřicích přístrojů se vyjadřuje součtem dvou složek:

$$|\delta| = |\delta_M| + |\delta_R|, \quad (\%) \quad (4.25)$$

kde je  $\delta_M$  chyba z měřené hodnoty,  
 $\delta_R$  chyba z rozsahu.

CHYBA Z MĚŘENÉ HODNOTY  $\delta_M$  zahrnuje zejména nedokonalost nastavení hlavních měřicích prvků, má charakter multiplikativní chyby.

CHYBA Z ROZSAHU  $\delta_R$  má charakter chyby aditivní, zahrnuje zejména chybu způsobenou posunutím nuly vstupního zesilovače (driftem), zbytkovým napětím spínačů a kvantováním.

Někteří výrobci udávají chyby číslicových přístrojů ve tvaru:

$$|\delta| = |\delta_M| + |d|, \quad (\%) \quad (4.26)$$

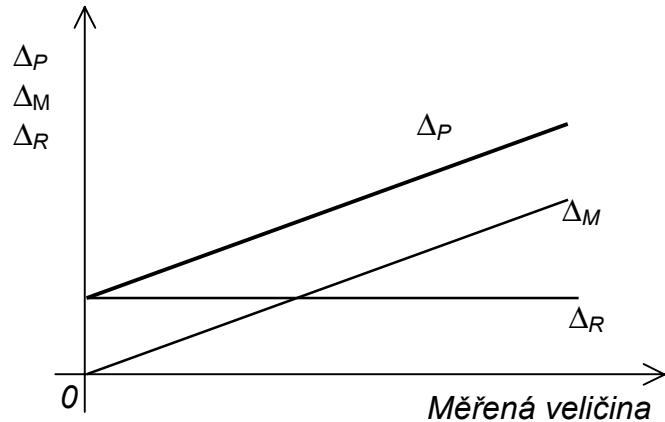
kde  $d$  je chyba udaná v počtu jednotek posledního místa zobrazovače; její hodnota v jednotkách měřené veličiny závisí na zvoleném měřicím rozsahu a počtu  $D$  indikovaných míst zobrazovače - jde tedy o *počet kvantovacích kroků přístroje*. Přepočet  $d$  na chybu v procentech je jednoduchý:

$$\delta_R = \frac{d}{D} \cdot 100. \quad (\%) \quad (4.27)$$

Při vyhodnocování přesnosti měření se udává největší možná chyba údaje vyjádřena jako *absolutní chyba údaje číslicového měřicího přístroje*:

$$|\Delta_P| = |\Delta_M| + |\Delta_R| = \frac{|\delta_M \cdot X_M| + |\delta_R \cdot X_R|}{100}. \quad (\text{jednotka veličiny } X) \quad (4.28)$$

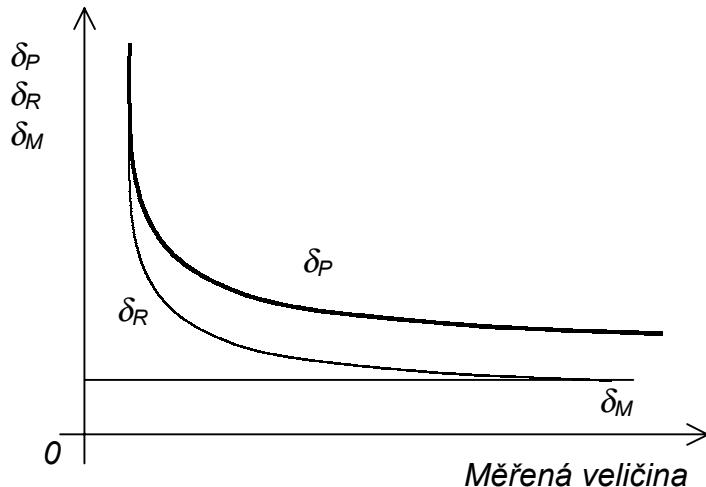
Absolutní chyba z měřené veličiny roste s měřenou veličinou – má multiplikativní charakter. Absolutní chyba z rozsahu je po celém měřicím rozsahu konstantní - má aditivní charakter. Průběhy absolutní chyby údaje číslicového měřicího přístroje a jejích obou složek jsou znázorněny na obr. 4.8.



**Obrázek 4.8:** Absolutní chyba údaje číslicového měřicího přístroje

Relativní chyba údaje číslicového měřicího přístroje je opět dána součtem dvou chyb:

$$|\delta_P| = \left| \frac{\Delta_P}{X_M} \right| \cdot 100 = |\delta_M| + \left| \delta_R \cdot \frac{X_R}{X_M} \right|. \quad (\%) \quad (4.29)$$



**Obrázek 4.9:** Relativní chyba údaje číslicového měřicího přístroje

Na ověřovací listině každého přístroje má být kromě údajů o chybách a všech charakteristických vlastnostech přístroje uveden i údaj o době platnosti, po niž výrobce zaručuje uvedenou přesnost. Po uplynutí této doby musí být přístroj znova ověřen. Moderní číslicové přístroje jsou opatřeny testovacími obvody umožňujícími samočinné testování funkce přístroje.

#### 4.2.4 Chyby nepřímého měření

*Nepřímým měřením* nazýváme měřící úlohu, u níž se výsledek stanoví výpočtem na základě známých fyzikálních zákonů udávajících vztah mezi veličinami, jejichž hodnotu lze získat měřením přímým. Hodnota hledané veličiny  $Y$  je funkcí  $n$  veličin  $X_1 \dots X_n$ :

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n). \quad (4.30)$$

Veličiny  $X_1 \dots X_n$  měříme s mezními chybami  $\Delta_{X_1} \dots \Delta_{X_n}$ .

*Absolutní chyba*  $\Delta_Y$  při je chybě  $\Delta_X$  jedné nezávisle proměnné  $X$  dána:

$$\Delta_Y = Y(X + \Delta_X) - Y(X) \quad (4.31)$$

Dále platí:

$$\frac{\Delta_Y}{\Delta_X} \approx Y' = \lim_{\Delta_X \rightarrow 0} \frac{Y(X + \Delta_X) - Y(X)}{\Delta_X}, \quad (4.32)$$

$$\Delta_Y \approx Y' \cdot \Delta_X, \quad (4.33)$$

kde je  $Y'$  ..... derivace funkce v bodě  $X$ .

Výraz na pravé straně (4.32) je diferenciálem funkce  $Y$  v bodě  $X$ . Jde-li o funkci několika nezávisle proměnných, nahradí se pravá strana vztahu (4.32) úplným diferenciálem funkce  $Y$ . Přírušky jednotlivých proměnných volíme takového smyslu (znaménka), jaký odpovídá nejméně příznivému případu.

Maximální *absolutní chybu nepřímého měření* určíme podle vztahu:

$$|\Delta_Y| \approx \left| \frac{\partial Y}{\partial X_1} \right| \cdot |\Delta_{X_1}| + \left| \frac{\partial Y}{\partial X_2} \right| \cdot |\Delta_{X_2}| + \dots + \left| \frac{\partial Y}{\partial X_n} \right| \cdot |\Delta_{X_n}|, \quad (4.35)$$

*relativní chybu* lze podle známých vztahů vyjádřit:

$$|\delta_Y| = \frac{|\Delta_Y|}{|Y|} \approx \frac{\left| \frac{\partial Y}{\partial X_1} \right| \cdot |\Delta_{X_1}| + \left| \frac{\partial Y}{\partial X_2} \right| \cdot |\Delta_{X_2}| + \dots + \left| \frac{\partial Y}{\partial X_n} \right| \cdot |\Delta_{X_n}|}{|Y|}. \quad (-) \quad (4.36)$$

Je-li funkce  $Y$  dáná složitým výrazem, nemusíme vždy počítat její úplný diferenciál. Funkci rozložíme na několik částí, z nichž je každá tvořena některým jednoduchým početním vztahem (součtem, rozdílem, součinem, podílem, mocninou, logaritmem). Při výpočtu pak postupujeme tak, že vypočteme chyby jednotlivých částí a z nich potom chybu celé funkce. Při každém kroku si převedeme vypočtené chyby do takové formy, která je pro další výpočet výhodnější. Pro základní matematické operace lze vypočítat odpovídající chyby podle následujících pravidel:

$$Y = X_1 + X_2 \quad |\Delta_Y| = |\Delta_{X_1}| + |\Delta_{X_2}|$$

$$Y = X_1 - X_2 \quad |\Delta_Y| = |\Delta_{X_1}| + |\Delta_{X_2}|$$

$$Y = X_1 \cdot X_2$$

$$|\delta_Y| = |\delta_{X_1}| + |\delta_{X_2}|$$

$$Y = \frac{X_1}{X_2}$$

$$|\delta_Y| = |\delta_{X_1}| + |\delta_{X_2}|$$

Tento výpočet je přehlednější a rychlejší, než pomocí úplného diferenciálu. Lze z něj také usoudit s jakou přesností musíme znát jednotlivé členy, chceme-li získat výsledek s určitou přesností. Je třeba zdůraznit, že výše uvedené chyby jsou *největšími možnými chybami*, které mohou nastat za nejméně příznivých podmínek měření. Je málo pravděpodobné, že všechny dílčí chyby dosáhnout svých maximálních hodnot.

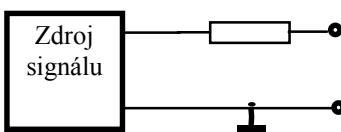
### 4.3 Zásady správného měření

Měřicí přístroje vždy jistým způsobem ovlivňují měřený objekt. Musíme se proto snažit tyto vlivy minimalizovat. V zásadě se jedná o dvě záležitosti - jednak je to otázka návrhu a výroby měřicích přístrojů, které musí splňovat požadavky norem (elektromagnetické kompatibility - EMC) a jednak i otázka volby přístrojů, jejich připojování a podobně, což je záležitost uživatele nebo realizátora měření. Oběma těmito záležitostmi se budeme dále zabývat.

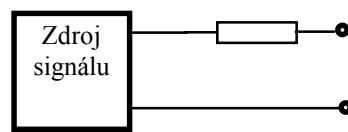
Aby bylo možné provést měření, musí se měřicí přístroj spojit s objektem, který je nositelem veličiny, která se má měřit. Toto spojení může způsobit, že výsledek měření nebude správný - naměřená hodnota se bude lišit od hodnoty, kterou příslušná veličina má, když měřicí přístroj není připojen. Obdobně i při připojování stimulačních (vstupních) signálů může dojít k tomu, že na vstup měřeného objektu přichází jiný signál, než předpokládáme. Příčiny mohou být různé. Dále popisované vstupní a výstupní obvody se týkají jak měřených objektů (tam jsou dané a nemůžeme je zpravidla měnit), tak i měřicích přístrojů (zde jsou možné i volby, např. výběrem měřicího přístroje)

**Výstupní obvody** mohou být následující (**Obrázek 4.10**)

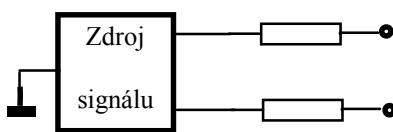
- asymetrický zemněný
- asymetrický nezemněný
- symetrický zemněný
- symetrický nezemněný



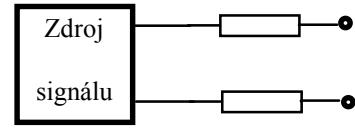
Výstup asymetrický zemněný



Výstup asymetrický nezemněný



Výstup symetrický zemněný

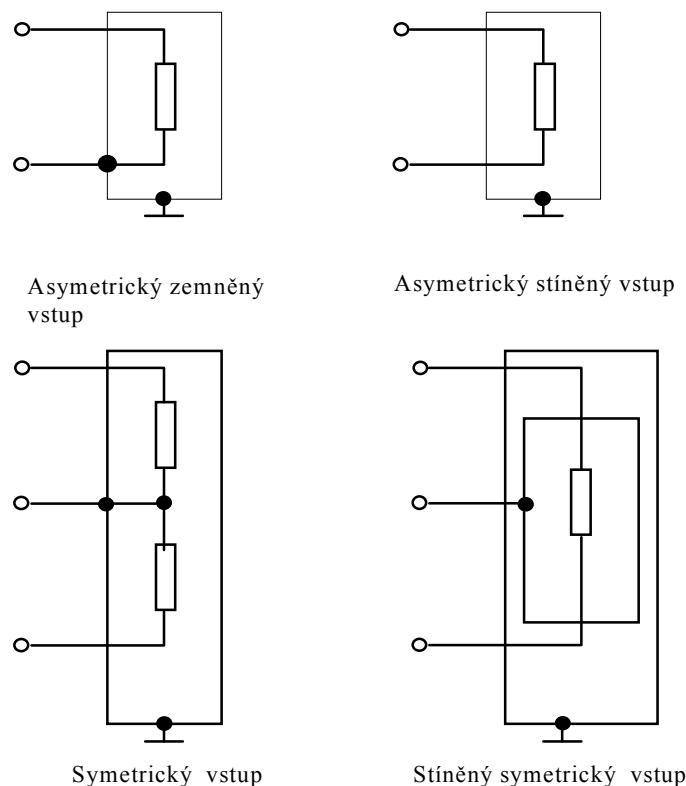


Výstup symetrický nezemněný

**Obrázek 4.10:** Výstupní obvody měřených objektů

Pojmem zemněný budeme rozumět případ, kdy je svorka připojena na zem přes malou ( $< 1\text{k}\Omega$ ) impedanci. Toto připojení je nejčastěji provedeno prostřednictvím ochranného vodiče sítě, se kterým musí být z bezpečnostních důvodů spojen společný vodič obvodů přístroje (bezpečnostní třída I). Ale i v případě, že je přístroj konstruován v bezpečnostní třídě II, kdy např. stínící obal koaxiálního konektoru vstupu voltmetu není galvanicky spojen se zemí, může zde být poměrně značná kapacita proti zemi (např.  $100\text{nF}$ ). Spojení se zemí může být způsobeno i případným připojením přístroje do měřicího systému (k počítači). Impedance proti zemi může být značná, např. i u přístroje, napájeného z nezávislých zdrojů (baterie), případně u přístrojů pasivních, které napájení nevyžadují.

Naopak na toto zemnění nelze spoléhat a vždy je nutno kompletně propojovat signálové cesty, protože na vysokých kmitočtech může např. impedance ochranného vodiče značně vzrůst a to nekontrolovatelným způsobem. Další nepříjemnou vlastností zemněných svorek je to, že zemnění může být provedeno na ochranný vodič sítě v různých uzlech. Vodičem (např. při ochraně nulováním s dvouvodičovým rozvodem) může protékat proud a tedy „uzemněné“ svorky přístrojů a zařízení mají proti sobě určité napětí. I při externém propojení zemních svorek se proud může uzavírat přes tyto vodiče. Při výskytu tohoto případu je nutno experimentálně najít takové připojení k distribuční síti, kdy je proud minimální, někdy i vyčkat, až se velikosti proudu sníží (některé spotřebiče, často i mino laboratoř, nebudou v činnosti). Částečně je možno tomuto efektu zabránit i použitím oddělovacího transformátoru na straně sítě, musíme však stále uvažovat vliv určité zbytkové impedance mezi vinutími. Správné připojení je i záležitostí zkušeností s experimentálními pracemi.



Obrázek 4.11: Vstupní obvody měřicích přístrojů

Vstupní obvody měřicích přístrojů (i měřených objektů) lze rozdělit takto (Obrázek 4.11):

- asymetrický vstup
- asymetrický stíněný vstup

- symetrický vstup
- stíněný symetrický vstup

Asymetrický vstup má jednu svorku spojenou se zemí. Na měřicích přístrojích bývá využit k připojení konektor BNC. Asymetrický stíněný vstup nemá žádnou svorku spojenou se zemí, avšak impedance obou vstupních svorek proti zemi jsou různé. Symetrický vstup nemá žádnou svorku spojenou se zemí, avšak impedance mezi každou ze svorky a zemí je stejná. Někdy to ale nemusí být polovina impedance mezi svorkami. Stíněný symetrický vstup má podobné vlastnosti, avšak stínění je vyvedeno na zvláštní svorku (označenou G).

Někdy zde není dodržena symetrie, takže jedna ze svorek má proti svorce G větší impedanci (označuje se jako H) a druhá menší (označuje se jako L). Tento typ vstupu bývá použit u přesných číslicových voltmetrů.

U vstupních/výstupních svorek je třeba respektovat i hledisko bezpečnosti a kontrolovat, jaká napětí smějí být mezi svorkami (svorkou a zemí) připojena.

Další příčinou nesouhlasu může být zatížení měřeného objektu vstupní imitancí měřicího přístroje (obdobně i zatížení generátoru jinou než předepsanou vstupní imitancí měřeného objektu). Toto ovlivnění může způsobit nejen prostý pokles velikosti signálu, ale může i zásadně zasáhnout do funkce měřeného obvodu (např. změnu kmitočtu LC generátoru při měření napětí na kmitavém obvodu). Při sledování signálu na osciloskopu může dojít ke změně tvaru signálu.

Měřicí přístroje je třeba k měřenému objektu připojit pomocí vhodných vodičů. Je jasné že imitance, která ovlivňuje měřený objekt, je těmito vodiči změněna. Je třeba uvážit, že při měření na vyšších kmitočtech (nad 1 MHz) se chovají jako vedení. Z hlediska potlačení rušivých signálů se používají stíněné koaxiální vodiče. Ty se chovají jako homogenní vedení. Pokud toto vedení není přizpůsobeno, dochází k odrazům, které vedou nejen na změnu tvaru a velikosti signálu. Například pro krátký kabel ( $l \approx 1\text{m}$ ), který je napájen z generátoru o výstupní impedance mnohem menší, než je charakteristická impedance kabelu  $Z_0$  a na opačném konci je naprázdno dosteneme pro výstupní napětí  $U_2$ , pokud je napětí generátoru  $U_1$

$$U_2 = \frac{U_1}{2\pi l} \cos \frac{\lambda}{\lambda} \quad (\lambda\text{-vlnová délka}) \quad (4.37)$$

Pokud je kabel přizpůsobený, je jeho přenos kmitočtově nezávislý (pokud neuvažujeme ztráty v dielektriku aj.). Za přizpůsobení platíme zmenšením výstupního napětí na polovinu, případně i více (osciloskopické sondy). Pokud měříme signály s dostatečnou úrovní a nevadí nám vyzařování z přívodních vodičů, může někdy dát lepší výsledky připojení pomocí jednotlivých vodičů („flexošnůr“), které se chovají jako vedení s vysokou charakteristickou impedancí (mají navzájem malou kapacitu).

K zásadám správného měření patří i správné uspořádání měřicího pracoviště tak, aby signály s rozdílnými úrovněmi nebyly kombinovány. Je nutno sledovat i vliv obsluhy při přiblížení k měřenému objektu na změny měřené veličiny, což svědčí o nutnosti použít stínění. Pozornost je třeba věnovat i chlazení a větrání měřicích přístrojů, aby nedocházelo k jejich přehřívání a tím i zhoršení vlastností či zničení. Při práci s vyššími napětími, případně výkony je třeba věnovat pozornost bezpečnosti a ochraně zdraví.

Před vlastním měřením je třeba se důkladně seznámit s postupem, jakým získáme měřené veličiny, abychom minimalizovali čas měření a využili možnosti přístrojů. Že je při tom potřeba používat firemní dokumentaci a další materiály, je zřejmé.

#### 4.4 Elektromagnetická kompatibilita

Elektromagnetická kompatibilita (EMC) má dvě stránky, které stručně řečeno kladou požadavky na to, jak velké elektromagnetické pole či jiný typ rušení může dané zařízení generovat (Electromagnetic Interference EMI) a též přípustnou velikost rušení, které do zařízení může různými cestami vstupovat a přitom neovlivní jeho funkci (Electromagnetic Susceptibility EMS). Přípustné velikosti jsou dány příslušnými normami a jsou pro výrobce měřicích přístrojů závazné. Pojem elektromagnetické kompatibility označuje i vlastnost umožňující správnou činnost zařízení při jejich vzájemné vazbě. Za elektromagneticky kompatibilní systém označujeme systém, jehož správná činnost není narušována jinými systémy a sám nepříznivě neovlivňuje ostatní systémy. Elektromagnetická kompatibilita je jeden z nejdůležitějších parametrů výrobků a též měřicích přístrojů.

Normalizace v této oblasti probíhá na mezinárodní úrovni z důvodů společného trhu s volným pohybem výrobků. Od roku 1998 musí splňovat výrobky veškeré normy Evropského společenství pro EMC. Základem jsou dva soubory norem IEC 801 a IEC 805. Norma IEC 801 je určena pro měřicí a řídicí systémy a má šest částí.

Při experimentálních pracích však splnění těchto norem zaručuje jen správnou činnost měřicích přístrojů samotných. Není zde jistota, že měřený objekt má požadovanou odolnost EMS a že není ovlivněn rušením (vyzařováním) z okolních zařízení a naopak nepřekračuje hodnoty EMI.

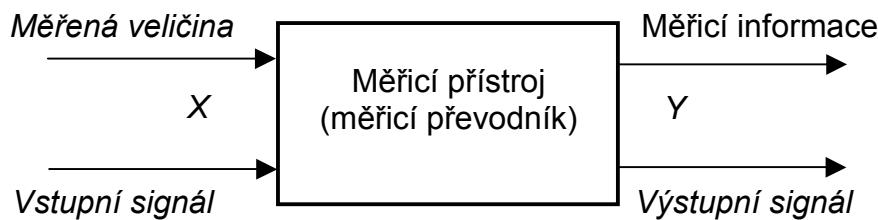
Pro odstranění vlivu vnějších rušení do přívodních vodičů je třeba při indukční vazbě (rušení magnetickým polem) zkroutit páry vodičů tak, aby plocha, kterou obepínají, byla co nejmenší. Kapacitní vazbě lze zabránit použitím stíněných vodičů. Používáme vodiče co nejkratší.

V souvislosti s rušením je třeba upozornit na možnost rušení personálními počítači, monitory a klávesnicemi. U různých provedení počítačů i u různých kusů je úroveň rušení velmi rozdílná a prakticky nezaručovaná (kancelářská provedení). Impulsní zdroje těchto počítačů mohou značně zvýšit úroveň vyšších harmonických distribuční sítě.

## 5 Elektromechanické měřicí přístroje

### 5.1 Statické charakteristiky

Analogové měřicí přístroje jsou elektromechanická měřicí ústrojí převádějící elektrickou veličinu  $X$  na výchylku ukazatele  $\alpha$ . Výchylka se mění spojitě, úměrně se změnou veličiny  $X$  a je vázána na měřenou veličinu určitou zákonitostí. Analogový měřicí přístroj, případně převodník můžeme zjednodušeně znázornit jak je uvedeno na obr. 5.1.



**Obrázek 5.1:** Blok měřicího přístroje / převodníku

PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKA udává vztah mezi měřenou veličinou a údajem:

$$Y = F(X). \quad (5.1)$$

Nejčastěji se setkáváme s lineárními převodními charakteristikami:

$$Y = G \cdot X ,$$

kde je  $G$ ..... konstanta nazývaná převod.

Ve speciálních případech, zejména u převodníků realizujících různé matematické operace se užívají následující převodní charakteristiky:

$$Y = G \cdot X^2, \quad Y = G \cdot X_1 \cdot X_2, \quad Y = G \cdot \frac{X_1}{X_2}, \quad Y = G \cdot \ln X .$$

ROZSAH STUPNICE analogového měřicího přístroje je vymezen krajními hodnotami na stupnici (rozdíl mezi koncovou a počáteční hodnotou stupnice).

MĚŘICÍ ROZSAH je část rozsahu stupnice v němž platí metrologické vlastnosti přístroje, tedy ta část stupnice, na které lze měřit se zaručenou přesností. U většiny měřicích přístrojů je měřicí rozsah totožný s rozsahem přístroje. Pokud tomu tak není, je měřicí rozsah viditelně vyznačen.

PŘETÍŽITELNOST je násobek maximální hodnoty měřicího rozsahu, který může být na přístroj připojen, aniž by v přístroji vznikly trvalé změny jeho vlastností.

CITLIVOST MĚŘICÍHO PŘÍSTROJE je důležitou vlastností analogových přístrojů, zvláště nulových indikátorů a převodníků. Je určena poměrem změny údaje ke změně měřené veličiny, která ji vyvolala:

$$C = \frac{dY}{dX} . \quad (\text{dílek / jednotka veličiny } X) \quad (5.2)$$

V praxi vycházíme z konečných změn, potom je citlivost:

$$C \approx \frac{\Delta_Y}{\Delta_X}, \quad (\text{dílek / jednotka veličiny } X) \quad (5.3)$$

kde je  $X$  ..... vstupní veličina,  
 $Y$  ..... výstupní veličina.

U přístrojů s lineární převodní charakteristikou je citlivost v celém rozsahu stálá a odpovídá konstantě  $G$ , tedy převodu.

KONSTANTA MĚŘICÍHO PŘÍSTROJE je používána u přístrojů, u kterých dělení a číslování stupnice neodpovídá přímo měřené veličině. Konstanta je definována jako podíl největší hodnoty rozsahu přístroje a počtu dílků na stupnici. Je to tedy převrácená hodnota citlivosti:

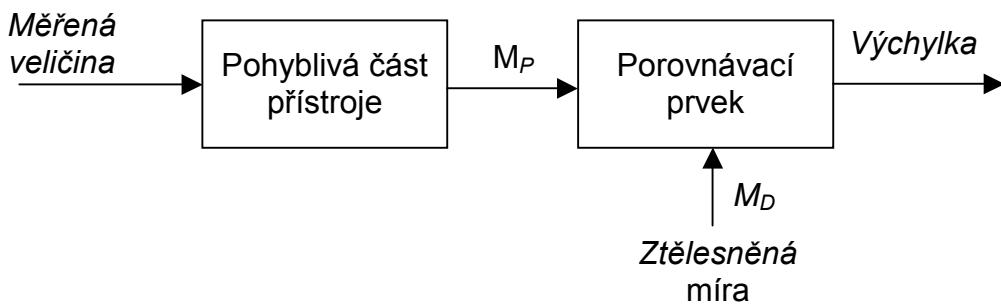
$$K_R = \frac{X_R}{\alpha_R}, \quad (\text{jednotka veličiny } X / \text{dílek}) \quad (5.4)$$

kde je  $X_R$  ..... rozsah měřicího přístroje, (jednotka  $X$ )  
 $\alpha_R$  ..... výchylka měřicího přístroje. (dílků)

Chceme-li zjistit hodnotu měřené veličiny, musíme výchylku přístroje udanou v dílcích násobit konstantou přístroje.

ROZLIŠITELNOST je schopnost měřicího přístroje zřetelně rozlišit blízké hodnoty měřené veličiny. U analogových přístrojů se udává prahem necitlivosti, což je hodnota měřené veličiny, kterou musíme přivést na vstup přístroje, aby učinil pozorovatelnou výchylku.

SPOTŘEBA MĚŘICÍCH PŘÍSTROJŮ je důležitou vlastností měřicích přístrojů. Většina měřicích přístrojů odebírá energii potřebnou pro svoji činnost z měřeného obvodu. Tato spotřeba zatěžuje měřený obvod a způsobí v něm určité změny napětí a proudu, vzniká chyba metody. Spotřeba měřicích přístrojů se vyjadřuje buď přímo výkonem pro indikaci maximální hodnoty rozsahu nebo údajem vnitřního odporu přístroje.



Obrázek 5.2: Momenty působící v elektromechanickém měřicím přístroji

## 5.2 Dynamické charakteristiky

Pro praktické použití analogových přístrojů je důležitá nejen třída přesnosti a citlivost, ale i rychlosť ustálení výchylky při náhlé změně měřené veličiny a schopnost sledovat rychlé změny.

Při měření veličin proměnných s časem musíme znát dynamické charakteristiky přístrojů.

Na pohyblivou část ústrojí působí mechanický *pohybový moment* vyvolaný měřenou veličinou. V důsledku tohoto momentu mění pohyblivá část ústrojí, spojená s ukazovacím

zařízením (nejčastěji ručkou), svoji polohu. Výchylka ručky indikuje na stupnici přístroje hodnotu měřené veličiny. U elektromechanických přístrojů je základním principem porovnávání pohybového momentu vyvolaného měřenou veličinou s *řídicím (direktivním) momentem* spirálových pružin, upevněných na ose pohyblivé části ústrojí, ztělesňujících míru. V ustáleném stavu platí rovnost obou výše uvedených momentů:

$$M_P + M_D = 0, \quad (\text{N.m}) \quad (5.5)$$

kde je  $M_P$  ..... pohybový moment,  $(\text{N.m}),$   
 $M_D$  ..... direktivní moment.  $(\text{N.m}).$

*Pohybový moment*  $M_P$  je vyvolán měřenou veličinou  $X$ :

$$M_P = k_P \cdot X, \quad (\text{N.m}) \quad (5.6)$$

kde je  $k_P$  ..... pohybová konstanta  $(\text{N.m} / \text{jednotka veličiny } X).$

*Direktivní (řídicí) moment*  $M_D$  působí proti směru výchylky a je přímo úměrný výchylce:

$$M_D = -k_D \cdot \beta, \quad (\text{N.m}) \quad (5.7)$$

kde je  $k_D$  ..... direktivní konstanta,  $(\text{N.m.rad}^{-1})$   
 $\beta$  ..... úhlová výchylka.  $(\text{rad})$

Při pohybu otočné části přístroje působí na otočnou část přístroje dva další momenty.

*Moment brzdicí*  $M_B$  působí proti směru výchylky a je úměrný její rychlosti:

$$M_B = -k_B \frac{d\beta}{dt}, \quad (\text{N.m}) \quad (5.8)$$

kde je  $k_B$  ..... brzdicí konstanta.  $(\text{N.m.s.rad}^{-1})$

*Moment setrvačných sil*  $M_J$  vyvolaný momentem setrvačnosti otočné části přístroje  $J$ . Tento moment působí proti směru úhlového zrychlení a je mu úměrný:

$$M_J = -J \cdot \frac{d^2\beta}{dt^2}, \quad (\text{N.m}) \quad (5.9)$$

kde je  $J$  ..... moment setrvačnosti.  $(\text{kg.m}^2.\text{rad}^{-1}),$

Podle d'Alembertova principu je součet těchto momentů v každém okamžiku roven nule:

$$M_J + M_B + M_D + M_P = 0. \quad (\text{N.m}) \quad (5.10)$$

Po dosazení vztahů (5.6) až (5.9) získáme diferenciální rovnici druhého řádu *nazývanou pohybovou rovnicí ústrojí*:

$$J \cdot \frac{d^2\beta}{dt^2} + k_B \cdot \frac{d\beta}{dt} + k_D \cdot \beta = k_P \cdot X. \quad (\text{N.m}) \quad (5.11)$$

Úplné řešení této rovnice se skládá ze dvou částí: z *obecného řešení homogenní rovnice* - což je rovnice harmonických tlumených kmitů - a z *partikulárního integrálu úplné rovnice*.

Řešení homogenní rovnice vyjadřuje vlastní pohyb ústrojí, tedy přechodný jev vyvolaný časovou změnou měřené veličiny  $X$ . Z obecného řešení lze odvodit *rychlosť ustálení výchylky*

– dobu, za kterou po skokové změně měřené veličiny nastane rovnováha mezi momenty  $M_P$  a  $M_D$ .

Rychlosť pohybu otočné časti ústrojí je charakterizována *činitelem poměrného tlumení*:

$$a = \frac{k_B}{2\sqrt{J \cdot k_D}} . \quad (-) \quad (5.12)$$

Mohou nastat následující případy:

- a)  $a = 0$  jde o netlumený periodický pohyb,
- b)  $a = 1$  jde o pohyb na mezi aperiodicity (kritické tlumení),
- c)  $a < 1$  jde o tlumený periodický pohyb, amplituda kmitů postupně klesá,
- d)  $a > 1$  jde o pohyb aperiodický (přetlumený).

Pro měřicí ústrojí se obvykle volí  $a = 0,7$ , kdy dojde k mírnému překmitnutí a potom k rychlému ustálení výchylky. Ústrojí je tedy lehce podtlumeno.

Doba trvání kmitu jedné periody netlumeného ústrojí:

$$T_n = 2\pi \cdot \sqrt{\frac{J}{k_D}} . \quad (\text{s}) \quad (5.13)$$

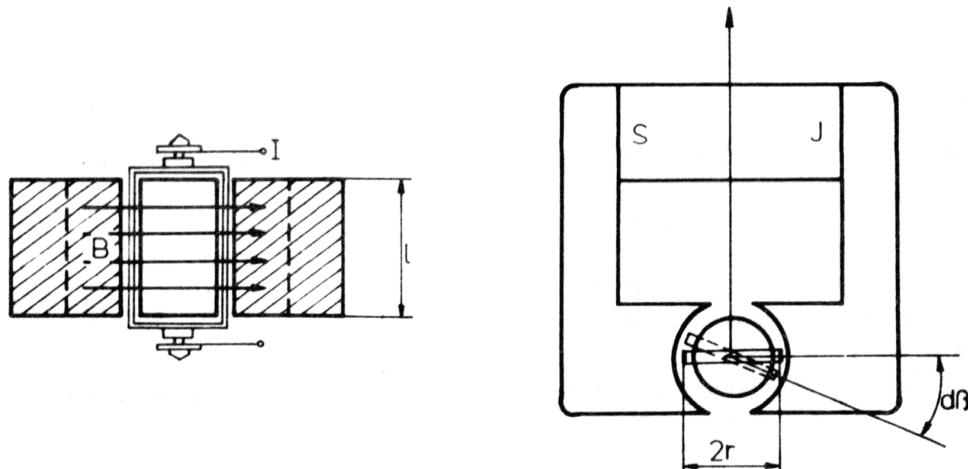
Charakter pohybu otočné časti ústrojí (přechodného děje) neurčují absolutní velikosti konstant  $J$ ,  $k_B$  a  $k_D$ , ale jejich vzájemný poměr. Ze vztahu (5.12) vyplývá, že chceme-li dosáhnout rychlého ustálení výchylky, mělo by ústrojí mít co nejmenší moment setrvačnosti otočné části  $J$  a co největší direktivní konstantu  $k_D$ . Tyto dva požadavky ale odporují třetímu, a to co největší citlivosti ústrojí, neboť pohybová konstanta  $k_P$  je závislá na rozdílech otočné části. Zvětšováním direktivního momentu se zmenšuje citlivost ústrojí. Z uvedených důvodů se při konstrukci otočné části přístroje hledá kompromis mezi  $k_P$ ,  $J$ ,  $k_D$  a citlivostí  $C$ .

### 5.3 Magnetoelektrické měřicí ústrojí

Funkce magnetoelektrického ústrojí je založena na působení magnetického pole na vodič protékaný proudem. Pohyblivá část ústrojí je zpravidla tvořena měřicí cívkou, navinutou na hliníkovém rámečku, otáčející se ve vzduchové mezí permanentního magnetu (obr. 5.3). Ručka přístroje je připevněna k hřídelce, tvořící osu otočné části, uložené v ložiskových kamenech, u moderních konstrukcí odpružených. Citlivé měřicí přístroje mají otočnou část upevněnu mezi napjatými bronzovými vlákny. Do cívky je spirálovými pružinami, vyvzoujícími potřebný direktivní moment, přiváděn proud. Má-li měřicí cívka  $N$  závitů, působí na jednu stranu cívky síla:

$$F = B \cdot I \cdot l \cdot N , \quad (\text{N}) \quad (5.14)$$

kde je	$B$	magnetická indukce v mezí magnetu,	(T)
	$I$	proud protékaný cívkou,	(A)
	$l$	aktivní délka vodiče,	(m)
	$N$	počet závitů.	(-)



**Obrázek 5.3:** Princip magnetoelektrického měřicího ústrojí

Pohybový moment magnetoelektrického ústrojí je vyjádřen:

$$M_p = 2 \cdot F \cdot r = 2 \cdot B \cdot I \cdot l \cdot N \cdot r = k_p \cdot I, \quad (\text{N.m}) \quad (5.15)$$

kde je  $r$  ..... poloměr cívky.  $(\text{m})$

Ze vztahu pro pohybový moment lze vyjádřit pohybovou konstantu, která zahrnuje všechny konstrukční veličiny ústrojí:

$$k_p = 2 \cdot B \cdot l \cdot N \cdot r. \quad (\text{N.m.A}^{-1})$$

Pohybový moment je přímo úměrný proudu procházejícímu měřicí cívkou, moment direktivní je úměrný úhlové výchylce ústrojí. Ústrojí se ustálí, budou-li pohybový a direktivní moment v rovnováze.

$$M_p + M_D = I \cdot k_p - \beta \cdot k_D = 0. \quad (\text{N.m}) \quad (5.16)$$

Ze vztahu pro rovnováhu momentů můžeme vyjádřit ustálenou výchylku  $\beta$ , která je úměrná proudu procházejícímu měřicí cívkou.

$$\beta = \frac{k_p}{k_D} \cdot I = C_i \cdot I, \quad (\text{rad}) \quad (5.17)$$

kde je  $C_i$  ..... proudová citlivost.  $(\text{rad / A})$

*Brzdicí moment* je u magnetoelektrických přístrojů vyvolán proudem, který se indukuje v měřicí cívce a jejím hliníkovém rámečku představujícím závit na krátko.

Jsou-li pohybová a direktivní konstanta nezávislé na výchylce přístroje a je-li převod „napětí-proud“ lineární, je výchylka ústrojí přímo úměrná velikosti připojeného proudu. Za těchto předpokladů má magnetoelektrický přístroj rovnoměrné dělení stupnice. Připojíme-li k magnetoelektrickému přístroji stejnosměrný proud, je výchylka přímo úměrná jeho velikosti.

*Změna polarity měřené veličiny vyvolá změnu polarity pohybového momentu.*

Pokud je měřený proud proměnný s časem  $i = f(t)$ , je okamžitá hodnota pohybového momentu přímo úměrná hodnotě proudu:

$$m_p(t) = k_p \cdot i(t). \quad (\text{N.m}) \quad (5.18)$$

Mohou nastat dva případy:

- a) Rychlosť změny proudu je tak malá, že otočná časť ústrojí stačí změnu sledovat - výchylka pribitie udává okamžitou hodnotu měřeného proudu.
- b) Rychlosť změny proudu je taková, že ji otočná časť ústrojí nastačí sledovat; setrvačnost a tlumení znemožní otočné časti sledování okamžitých hodnot a výchylka pribitie se ustálí na průměrné hodnotě pohybového momentu, která je úměrná střední hodnotě proměnného proudu  $I_S$ :

$$M_P = \frac{1}{T} \int_0^T m_p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T k_p \cdot i(t) dt = k_p \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = k_p \cdot I_S, \text{ (N.m)} \quad (5.19)$$

potom výchylka ústrojí bude:

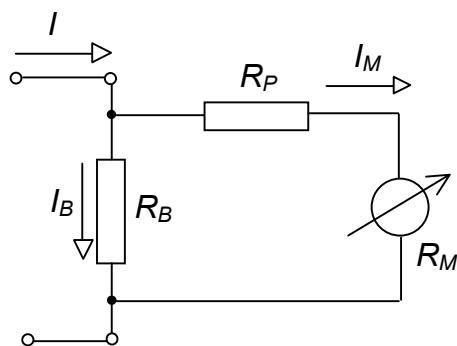
$$\beta = \frac{k_p}{k_D} \cdot I_S. \quad (\text{rad}) \quad (5.20)$$

Měříme-li magnetoelektrickým pribitím střídavý proud, který má nenulovou střední hodnotu, potom je výchylka pribitie úměrná střední hodnotě měřeného proudu.

Střední hodnota harmonického proudu je nulová, potom i výchylka magnetoelektrického pribitě, ke kterému připojíme takový proud, bude nulová. K měření střídavých proudů (například) jejichž střední hodnota je rovna nule je u magnetoelektrického ústrojí nutno použít převodníku, který převede měřenou střídavou veličinu na stejnosměrnou.

Leží-li kmitočet změny měřeného proudu mezi oběma případy, nelze magnetoelektrický pribití použít. Otočná časť kmitá, přitom okamžitá výchylka neodpovídá okamžité hodnotě měřené veličiny, neboť ústrojí nastačí změny sledovat. Běžné magnetoelektrické pribitě nelze použít v kmitočtovém pásmu od několika desetin Hz do 20 Hz.

Magnetoelektrické pribitě patří k nejčastěji používaným typům pribití, zejména pro stejnosměrná měření. Vyznačují se malou vlastní spotřebou. Pribitě jsou vyráběny v celé škále tříd přesnosti, v provedení laboratorním i provozním.



**Obrázek 5.4:** Magnetoelektrický ampérmetr s bočníkem

### 5.3.1 Magnetoelektrické ampérmetry

Proud měříme ampérmetry, které zapojujeme do série s měřeným obvodem. Základní vlastnosti ampérmetru je jeho malý vstupní odpór (impedance) vůči odporu měřeného obvodu.

Mikroampérmetry mají vnitřní odpor řádu  $10^3 \Omega$ , miliampérmetry  $10^2 \Omega$  a ampérmetry  $0,1 \Omega$ . Pokud nelze vstupní odpor ampérmetru vůči odporu měřeného obvodu zanedbat, proud tekoucí obvodem se vložením ampérmetru změní a vznikne chyba metody.

K převodu měřených proudů různých velikostí na hodnoty vhodné k měření se obvykle používají bočníky, odpory vložené do obvodu měřeného proudu, které převedou měřený proud na úbytek napětí odpovídající velikosti, viz obr 5.4. Úbytek napětí na bočníku je malý - několik desítek mV. Do proudů 10 A jsou bočníky součástí přístroje. Pro měření vyšších proudů se používají bočníky oddělené, jejich úbytek napětí je normalizován na 60 mV. Oddělené bočníky mají vždy dva páry svorek (napěťové a proudové). Chceme-li zvětšit rozsah ampérmetru  $n$ -krát, je nutno použít bočník s odporem  $R_B$ :

$$n = \frac{I}{I_M}, \quad (\text{-})$$

$$R_B = \frac{R'_M}{n-1}, \quad (\Omega) \quad (5.21)$$

$$R'_M = R_M + R_P, \quad (\Omega)$$

kde je  $R_M$ ..... odpor měřicího ústrojí,  $(\Omega)$

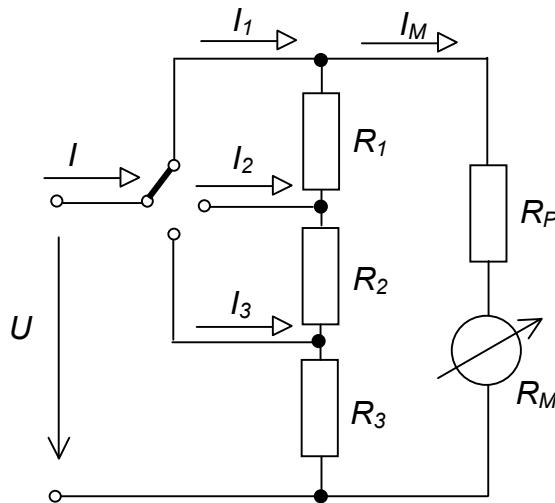
$R_P$ ..... předřadný odpor,  $(\Omega)$

$R_B$ ..... odpor bočníku,  $(\Omega)$

$I$ ..... proud tekoucí měřeným obvodem,  $(A)$

$I_M$ ..... proud tekoucí měřicím ústrojím.  $(A)$

Odpor měděného vinutí cívky ústrojí je závislý na teplotě. Ampérmetr s bočníkem musí mít kompenzaci vlivu teplotních změn, aby změny odporu cívky měřicího přístroje neměly vliv na jeho údaj. Nejjednodušší by bylo použít stejný materiál na cívku i bočník, nebo alespoň materiály se stejným teplotním součinitelem odporu. Muselo by ale být zaručeno, že oba



Obrázek 5.5: Ampérmetr s vícerozsahovým bočníkem

odpory budou mít stejnou teplotu, což zaručit nelze. Proto se kompenzace vlivu teploty provádí tak, že se do série s otočnou cívkou zapojí sériový předřadný odpor. Bočník i

předřadný odpor se vyrábí z materiálu se zanedbatelným teplotním součinitelem odporu s obchodním názvem *Manganin* (slitina 86 % Cu, 12 % Mn a 2 % Ni), který má velmi nízký teplotní součinitel odporu ( $\alpha_R = 2 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$ ).

Vícerozsahové ampérmetry používají *Ayrtonův bočník*, obr. 5.5.

Při změně rozsahu se mění spotřeba přístroje. Je-li spotřeba samotného měřidla bez bočníku  $P$ , je spotřeba přístroje s bočníkem  $n.P$ , roste tedy úměrně se zvětšováním rozsahu.

### 5.3.2 Magnetoelektrické voltmetry

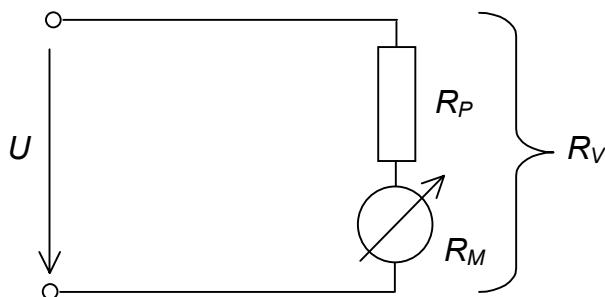
Napětí měříme voltmetry, které zapojujeme paralelně k měřenému obvodu. Základní vlastností voltmetru je vysoký vstupní odpor. Nelze-li odpor obvodu vůči odporu voltmetru zanedbat, připojením voltmetru klesne v obvodu napětí a vznikne chyba metody. Odpor samotné cívky je poměrně malý, pouze měřicím ústrojím bychom mohli měřit jen malá napětí. Proto se do série s otočnou cívkou magnetoelektrického ústrojí voltmetru zapojuje předřadný odpor  $R_P$  z materiálu s malým teplotním koeficientem odporu, obvykle z manganinu.

Pro  $n$ -násobné zvětšení napěťového rozsahu je nutné zapojit do série s cívkou předřadný odpor o velikosti  $R_P$ :

$$n = \frac{U}{U_M} = \frac{R_M + R_P}{R_M} \quad (-)$$

$$R_P = (n-1) \cdot R_M = \frac{U}{I_M} - R_M \quad (\Omega) \quad (5.22)$$

kde je  $U$  ..... napětí měřeného obvodu, (V)  
 $U_M$  ..... napětí na cívce ústrojí, (V)  
 $R_M$  ..... odpor měřicího ústrojí, ( $\Omega$ )  
 $R_P$  ..... předřadný odpor, ( $\Omega$ )  
 $I_M$  ..... proud tekoucí měřicím ústrojím. (A)



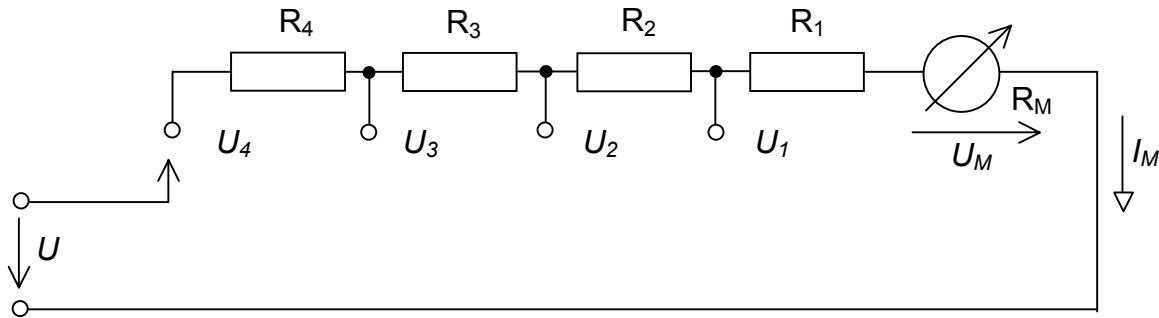
**Obrázek 5.6:** Magnetoelektrický voltmetr s předřadným odporem

Je-li spotřeba samotného ústrojí pro plnou výchylku (bez předřadného odporu)  $P$ , je spotřeba přístroje s předřadným odporem  $n.P$ .

Vnitřní odpor voltmetru bývá udán těmito způsoby:

- ❖ odpor na základním rozsahu,
- ❖ odpor na 1 V rozsahu (např.  $5000 \Omega / V$ ),
- ❖ někdy pro každý rozsah zvlášť.

Odpor magnetoelektrických voltmetrů bývá v rozmezí  $10^2 \div 10^4 \Omega / V$ . U přístrojů s ústrojím



**Obrázek 5.7:** Vícerozsahový voltmetr

zavěšeným na vláknech může odpor dosáhnout hodnoty  $10^5 \Omega / V$ .

Magnetoelektrické voltmetry jsou vyráběny pro měření napětí v širokém rozsahu hodnot, od 1 mV do  $10^2 V$ .

Voltmetry jsou většinou provedeny jako vícerozsahové přístroje s přepínatelnými předřadníky.

### 5.3.3 Magnetoelektrické galvanometry

Galvanometry jsou citlivé přístroje pro měření velmi malých stejnosměrných proudů a napětí, nejčastěji konstruovány s magnetoelektrickým měřicím ústrojím. Ústrojí je zavěšeno mezi tenkými bronzovými vlákny zajišťujícími nejen polohu ústrojí a direktivní moment, ale i přívod proudu do cívky. Galvanometry jsou značně choulostivé přístroje. Vysoké citlivosti galvanometrů, až  $10^{10} d / A$ , je dosaženo optickým zvětšením úhlových výchylek pomocí světelného ukazatele. Ručkové přístroje dosahují citlivosti  $10^7 d / A$ . Galvanometry nemají přídavné tlumení, jsou tlumeny napětím indukovaným v cívce, jak je to typické pro magnetoelektrické ústrojí. Tlumení a tedy i doba kmitu ústrojí jsou značně závislé na velikosti odporu obvodu, ke kterému je galvanometr připojen. Pro správnou funkci přístroje je třeba dodržet takzvaný *kritický odpor* vnějšího obvodu. To je odpor, při kterém se výchylka přístroje bez překmitnutí co nejrychleji blíží k ustálené hodnotě.

V současné době jsou pro měření velmi malých proudů a napětí k dispozici elektronické měřicí přístroje (pikoampérmetry, nanovoltmetry), které plně galvanometry nahradily. Galvanometry jsou do dnešní doby používány jako indikátory vyvážení stejnosměrných můstků pro měření odporů a stejnosměrných kompenzátorů.

### 5.3.4 Magnetoelektrický přístroj s usměrňovačem

Magnetoelektrické ústrojí vyniká malou spotřebou a velkou citlivostí. Připojíme-li přístroj k obvodu s proměnným proudem (napětím) takového kmítotu, že ústrojí nestačí sledovat jeho změny, ustálí se výchylka přístroje na hodnotě odpovídající *stejnosměrné složce měřeného signálu*. Stejnosměrná složka je u většiny běžně se vyskytujících střídavých signálů nulová. Pokud ústrojí doplníme vhodným převodníkem, který změní měřený střídavý signál na průběh mající nenulovou střední hodnotu, je možno magnetoelektrickými přístroji měřit i střídavé proudy a napětí. Takovými převodníky jsou měřicí usměrňovače.

Výchylka magnetoelektrického přístroje s usměrňovačem, odpovídající střední hodnotě měřeného signálu, je vynásobena činitelem tvaru harmonického signálu  $k_{th} = 1,11$  a takto je cejchována stupnice. Na stupnici přístroje čteme přímo efektivní hodnotu proudu (napětí). *Cejchování však platí pouze pro veličiny harmonického průběhu.* Při měření veličin jiných

průběhů se dopouštíme hrubých chyb měření. V praxi se často chybuje použitím magnetoelektrických přístrojů s usměrňovačem pro měření neharmonických signálů.

Nelineární odpor měřicího usměrňovače s pasivními prvky v propustném směru způsobuje nelinearitu stupnice celého přístroje. Vliv nelineárního odporu usměrňovače je různý podle toho, jak velký je odpor obvodu, v němž je usměrňovač zapojen, a v které části charakteristiky usměrňovače pracuje. Přístroje bývají realizovány jako vícerozsahové s několika stupnicemi. Vzhledem k značné nelinearitě stupnice nelze pasivní usměrňovač pro napětí menší než 1,2 V prakticky použít. Nejnižší rozsah magnetoelektrických voltmetrů určených k měření střídavých signálů bývá 2,4 V. Měřicí rozsah přístroje se rozšiřuje zvětšením předřadného rezistoru a tím se průběh stupnice současně linearizuje.

Magnetoelektrické přístroje s usměrňovačem jsou konstruovány pro signály v kmitočtovém rozsahu  $20 \div 10^4$  Hz, omezujícím činitelem jsou nežádoucí kapacity rezistorů předřadníku.

Vstupní odpor voltmetrů bývá v rozmezí  $10^2 \div 10^4 \Omega / V$ . Ke zvýšení citlivosti a vstupní impedance, případně zvýšení kmitočtového rozsahu střídavých voltmetrů, je potřeba použít aktivní usměrňovače. Předřazením kompenzovaných děličů a střídavého zesilovače získáme napětí dostatečné úrovně aby bylo možno dosáhnout linearizace charakteristiky pasivního usměrňovače v propustném směru. Další možností linearizace usměrňovače je použití zpětnovazebního zapojení. Takový voltmetr lze použít pro měření napětí od 1 mV, do kmitočtu 1 MHz.

Magnetoelektrické ampérmetry s usměrňovačem používají pro změnu rozsahu bočníky, případně měřicí transformátory proudu. Ve druhém případě má přístroj menší spotřebu a jeho stupnice je téměř lineární.

### 5.3.5 Magnetoelektrický přístroj s termoelektrickým článkem

*Termoelektrický článek (termočlánek)* je používán k přeměně střídavého proudu na stejnosměrné napětí, které lze snadno měřit magnetoelektrickým ústrojím. Termoelektrický měnič je složen z termočlánku tvořeného dvěma vodiči z různých kovů a z topného vodiče protékaného měřeným proudem. Drátky termočlánku, přímo spojené svařením nebo spájením, tvoří teplý spoj zahřívaný topným vodičem. Spoj druhých dvou konců drátek je tvořen obvodem měřicího přístroje - nejčastěji magnetoelektrického milivoltmetru - a je nazýván srovnávacím (studéným) spojem. Zahřívá-li se teplý spoj proudem  $i(t)$  procházejícím topným vodičem, potom se na koncích článku objeví termoelektrické napětí:

$$U_t = k_t \cdot (\vartheta - \vartheta_0) = k_t \cdot \Delta\vartheta, \quad (V) \quad (5.23)$$

$$\Delta\vartheta = f(R_t i^2(t)), \quad (K) \quad (5.24)$$

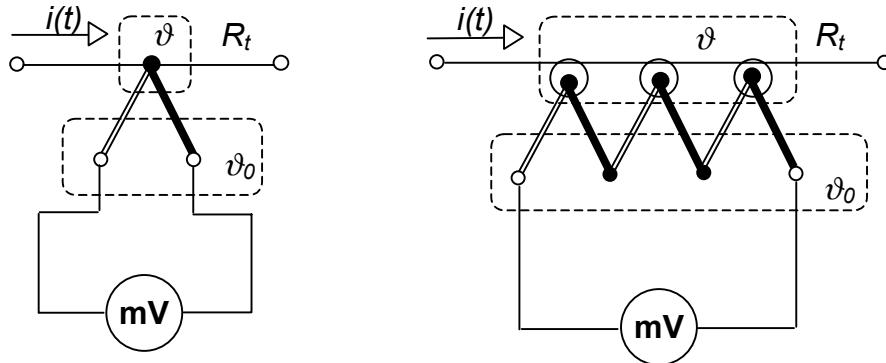
kde je	$\vartheta$ ..... teplota teplého spoje,	(°C)
	$\vartheta_0$ ..... teplota srovnávacího spoje,	(°C)
	$k_t$ ..... konstanta daná materiály termočlánku,	(V.K <sup>-1</sup> )
	$R_t$ ..... odpor topného vodiče,	(Ω)
	$i$ ..... měřený proud.	(A)

Termoelektrické měniče se vyrábějí v provedení neizolovaném obr 5.8 a nebo v provedení izolovaném obr. 5.8 b, kde je termočlánek spojen s topným vodičem malou skleněnou perličkou, zajišťující dobrý převod tepla, ale elektricky izolující. Izolované měniče mohou být spojovány do série, čímž se termoelektrické napětí zvýší.

*Termoelektrické napětí je úměrné efektivní hodnotě proudu tekoucího topným drátem a je prakticky až do vysokých kmitočtů nezávislé na jeho časovém průběhu.* Omezujícím vlivem je kmitočtová závislost odporu topného drátu způsobená povrchovým jevem a vlivem

parazitních kapacit mezi přívody topného vodiče. Voltmetry s termočlánkem jsou použitelné do kmitočtů řádově 10 kHz, ampérmetry až do jednotek MHz.

Obrázek 5.8: a) neizolovaný termočlánek      b) izolovaný termočlánek

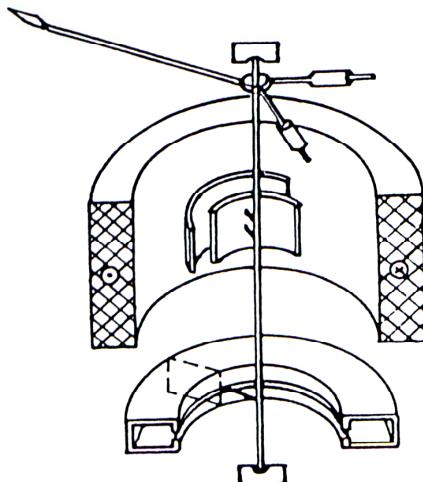


Měříme-li napětí na termočlánku magnetoelektrickým milivoltmetrem, má jeho *stupnice kvadratický průběh*. Termočlánky mají tepelnou setrvačnost, což zpomaluje měření. Navíc jsou choulostivé na přetížení, již při přetížení o 50 % lze článek poškodit. Stupnice přístrojů je cejchována pro konkrétní termočlánek, při jeho poškození a výměně je nutné přístroj znova kalibrovat. V dnešní době jsou přístroje s termočlánky používány pouze ve výjimečných případech.

## 5.4 Feromagnetické měřicí ústrojí

Feromagnetické (elektromagnetické) měřicí přístroje patří k nejvíce používaným přístrojům určeným k měření střídavých proudů a napětí. Vyznačují se jednoduchou konstrukcí, dobrou přesností a odolností. Funkce feromagnetického měřicího ústrojí je založena na působení sil v magnetickém poli cívky protékané měřeným proudem na feromagnetické tělísce umístěné v její dutině.

Nejběžnější provedení feromagnetického ústrojí má v dutině válcové cívky uloženy dva plíšky z feromagnetického materiálu. Jeden plíšek je připevněn k cívce, druhý otočný je



Obrázek 5.9: Feromagnetické ústrojí

spojen s osou otáčení a ukazatelem. Po připojení proudu se plíšky souhlasně zmagnetují a otočný plíšek se vzdaluje od pevného. Pohybový moment vyvolaný vzájemným odpuzováním plíšků je úměrný změně energie magnetického pole cívky (5.25), tedy druhé mocnině *efektivní hodnoty proudu*:

$$M_p = \frac{\partial W_M}{\partial \beta} = \frac{\partial}{\partial \beta} \left( \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \right) = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\beta} \cdot I^2 = k_p(\beta) \cdot I^2$$

Nm (5.25)

kde je	$W_M$ .....	energie magnetického pole cívky,	(J)
	$L$ .....	vlastní indukčnost cívky ústrojí,	(H)
	$\beta$ .....	natočení pohyblivé části ústrojí,	(rad)
	$I$ .....	měřený proud.	(A)

Stupnice přístroje by pro  $dL/d\beta = \text{konst.}$  měla kvadratický průběh (viz 5.25), což je nevýhodné. Tvarem obou plíšků lze průběh stupnice přístroje do značné míry linearizovat (počátek stupnice je však vždy stlačen); vhodný tvar a rozměry součástí ústrojí jsou navrhovány empiricky.

Smysl pohybového momentu *nezávisí* na polaritě proudu, přístroj *nerozlišuje polaritu* stejnosměrného proudu nebo napětí. Feromagnetické přístroje tedy můžeme kalibrovat stejnosměrným proudem a pak je používat pro měření střídavého proudu nebo napětí. Při periodicky proměnném proudu je okamžitá hodnota pohybového momentu:

$$m_p = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\beta} \cdot i^2(t) = k_p(\beta) \cdot i^2(t). \quad (\text{N.m}) \quad (5.25)$$

Probíhají-li změny momentu tak rychle, že je otočná část přístroje nestačí sledovat, je výchylka daná střední hodnotou pohybového momentu ústrojí:

$$M_p = \frac{1}{T} \int_0^T m_p dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\beta} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\beta} \cdot I^2 = k_p(\beta) \cdot I^2 \quad (\text{N.m}) \quad (5.26)$$

Ideální feromagnetické ústrojí udává *efektivní hodnotu střídavého proudu* bez ohledu na kmitočet a tvar křivky měřeného proudu. Ve skutečnosti v důsledku výřivých proudů v kovových částech ústrojí měří feromagnetické přístroje správně efektivní hodnotu proudu jen v určitých mezích. Výpočet pohybového momentu podle vztahu (5.26) je prakticky nemožný, neboť je z rozměrů plíšků a cívky velmi obtížné stanovit závislost indukčnosti cívky na výchylce  $\beta$ .

Otočná část ústrojí může být uložena buď v hrotech, potom je *direktivní moment* je vyvozován pružinami připojenými k otočné části ústrojí, nebo na napjatých vláknech vyvíjejících současně direktivní moment. *Tlumení* feromagnetických přístrojů bývá téměř výhradně vzduchové, vyvozované odporem vzduchu při pohybu lehkého hliníkového křidélka, které je spojené s osou otáčení ústrojí a umístěné v uzavřené komůrce, viz obr. 5.9.

Spotřeba samotného ústrojí, u kterého celý měřený proud protéká cívkou je  $0,5 \div 1,5 \text{ VA}$ . To platí pro hrotové uložení otočné části ústrojí. Při uložení v napjatých vláknech klesá spotřeba o řad a u přístrojů na napjatých vláknech se světelným ukazatelem až o řády dva. S klesající spotřebou roste citlivost i dosažitelná přesnost. Přístroje na napjatých vláknech se světelným ukazatelem mohou mít třídu přesnosti 0,1. Nejrozšířenější provedení feromagnetických přístrojů je rozváděčové, běžně určené pro měření signálů síťového kmitočtu. Moderní laboratorní přístroje speciálních konstrukcí mohou pracovat až do kmitočtu 1,5 kHz.

### 5.4.1 Feromagnetické ampérmetry

Feromagnetické ampérmetry se nejčastěji vyrábějí jako jednorozsahové přístroje, s hrotovým uložením otočné části ústrojí, pro měření proudů v rozmezí  $10^{-1} \div 10^2$  A. Pro měření proudů nižších hodnot se vyrábějí miliampérmetry s uložením otočné části ústrojí na napjatých vláknech; takovými přístroji lze měřit proudy  $1 \div 10^2$  mA. Vzhledem k rozdílné kmitočtové a tepelné závislosti cívky a bočníku nelze ke změně rozsahů feromagnetických přístrojů použít bočníky. Rozsahy se u méně přesných přístrojů mění přepínáním odboček vinutí cívky, pro každý rozsah je nutno mít jinou stupnici. Častěji je cívka navinuta paralelními vodiči, potom jsou jednotlivé sekce cívky elektricky a magneticky rovnocenné a vystačíme s jednou stupnicí pro více rozsahů.

Celý měřený proud protéká cívkou ústrojí, změny odporu cívky vlivem oteplení změní její impedanci a úbytek napětí. Teplotní kompenzace se u feromagnetických ampérmetrů neprovádí. Změna teploty ovlivní direktivní moment a proto se zde používají pružiny z materiálu se zanedbatelným teplotním součinitelem.

Feromagnetické ampérmetry jsou vhodné pro měření proudů technických kmitočtů (50/60 Hz), lze zkonstruovat laboratorní přístroje pro měření proudů do kmitočtů několika kHz. Kmitočtovou závislost přístrojů způsobují vířivé proudy indukované střídavým polem cívky ve vodivých částech ústrojí. Magnetické pole vířivých proudů působí proti příčině jejich vzniku - zeslabuje pole cívky. Se zvýšujícím se kmitočtem vznikají záporné změny údaje, které lze omezit jen vhodnou konstrukcí ústrojí (vyloučení masivních a rozměrných vodivých částí).

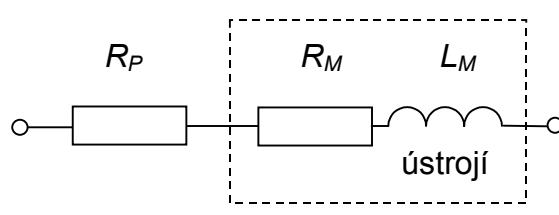
Feromagnetické ústrojí je snadno ovlivnitelné vnějším magnetickým polem, neboť pracuje se slabým polem cívky (magnetická indukce rádu  $10^{-3}$  T). Přístroje jsou proto chráněny stíněním z feromagnetického materiálu s velkou permeabilitou.

Spotřeba feromagnetických ampérmetrů se pohybuje v rozmezí  $10^{-3} \div 1$  VA.

Feromagnetické měřicí ústrojí lze mnohonásobně přetížit. Otočná část je odolná, plíšky se při přetížení přesytí a pohybový moment dále neroste úměrně s proudem. Cívka je umístěna vně ústrojí a dobře se chladí. Toho lze využít pro ampérmetry s prodlouženou stupnicí.

Běžné rozváděčové ampérmetry určené pro měření signálů síťového kmitočtu mají třídu přesnosti 1,5. Laboratorní přístroje moderní konstrukce mohou být až do kmitočtů  $10^3$  Hz

### 5.4.2 Feromagnetické voltmetry



U feromagnetických voltmetrů bývá cívka ústrojí zapojena v sérii s předřadným odporem, který je nutnou funkční částí a neslouží jen ke zvýšení rozsahu. Je-li předřadný odpor vyroben z manganinu, zajišťuje kompenzaci vlivu teplotních změn a kmitočtu na funkci přístroje

**Obrázek 5.10:** Ekvivalentní obvod feromagnetického voltmetu

Celková impedance ústrojí, vyjádřená absolutní hodnotou za předpokladu bezindukčního předřadného odporu a harmonického průběhu proudu je:

$$Z_V = \sqrt{(R_P + R_M)^2 + (\omega \cdot L_M)^2} = \sqrt{R_V^2 + (\omega \cdot L_M)^2}, \quad (5.27)$$

kde je  $R_P$  ..... předřadný odpor,  $(\Omega)$

$R_M$  ..... odpor měřicího ústrojí,  $(\Omega)$

$R_V$  ..... odpor ústrojí voltmetu,  $(\Omega)$

$L_M$  ..... indukčnost cívky ústrojí.  $(H)$

Efektivní hodnota proudu tekoucího cívkom je:

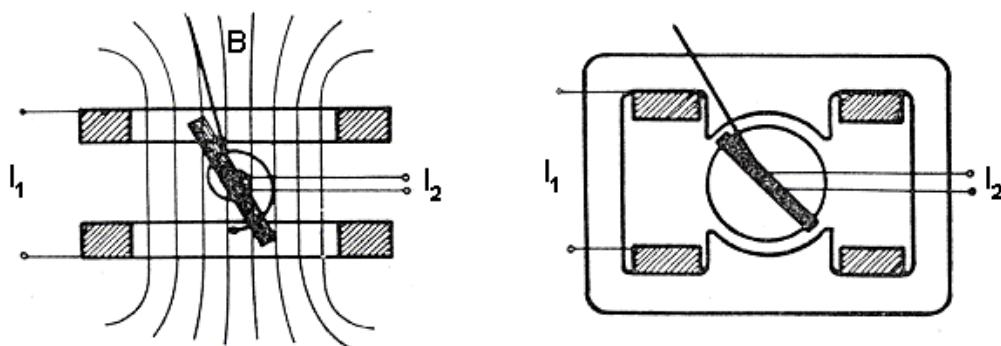
$$I = \frac{U}{Z_V} = \frac{U}{\sqrt{R_V^2 + (\omega \cdot L_M)^2}}. \quad (A) \quad (5.28)$$

Se zvyšujícím se kmitočtem klesá napětí na svorkách voltmetu – vzniká záporná chyba údaje. Předřadným odporem lze tuto chybu změnit a to tím více, čím bude odpor voltmetu větší vzhledem k indukčnosti cívky. U přesnějších voltmetrů je část předřadného odporu přemostěna kondenzátorem.

Feromagnetické voltmetry jsou zpravidla vyráběny pro napětí  $15 \div 600$  V při hrotovém uložení otočné části ústrojí, velmi často v rozváděčovém provedení s třídou přesnosti 2,5 a spotřebou až 10 W. Laboratorní feromagnetické voltmetry s ústrojím na napjatých vláknech dosahují třídy přesnosti 0,2 a 0,1 pro napětí kmitočtů až do 1 kHz.

## 5.5 Elektrodynamické měřicí ústrojí

Elektrodynamické měřicí přístroje využívají sil působících mezi dvěma cívками protékanými proudem. Ústrojí je tvořeno pevnou cívku, v jejímž magnetickém poli se pohybuje cívka otočná. Pevná cívka bývá bud' vzduchová, potom ústrojí nazýváme *elektrodynamické*, nebo navinutá na feromagnetický obvod; takové ústrojí nazýváme *ferodynamické*. Direktivní moment je vyvolován pružinami, které zároveň přivádějí proud do otočné cívky, tlumení je vzduchové.



Obrázek 5.11: Princip elektrodynamického a ferodynamického měřicího ústrojí

Pohybový moment je vyvolán silami působícími v magnetickém poli cívek protékaných proudy  $I_1$  a  $I_2$ . Celková energie magnetického pole soustavy dvou cívek je:

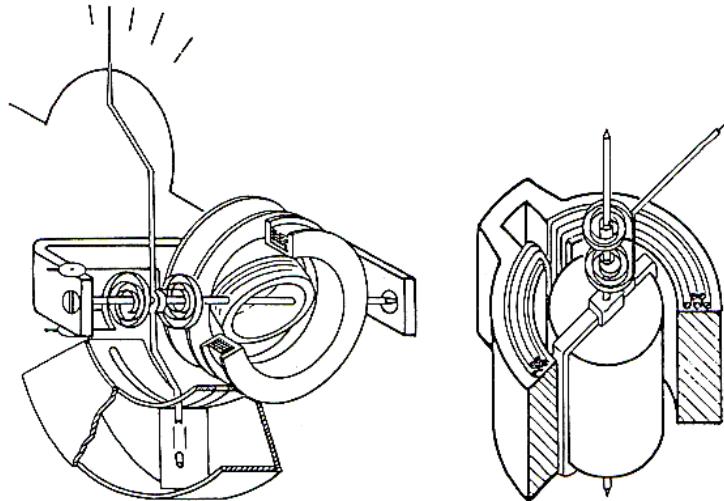
$$W_M = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_1^2 + \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_2^2 + M \cdot I_1 \cdot I_2. \quad (J) \quad (5.29)$$

kde je  $L_1, L_2$  ..... vlastní indukčnost pevné a pohyblivé cívky,  $(H)$

$M$  ..... vzájemná indukčnost cívek ústrojí.  $(H)$

Velikost pohybového momentu určíme ze změny energie soustavy při změně výchylky  $\beta$ . Protože s výchylkou se mění pouze vzájemná a nikoliv vlastní indukčnost cívek, platí:

$$M_P = \frac{dW_M}{d\beta} = \frac{dM}{d\beta} \cdot I_1 \cdot I_2 . \quad (\text{N.m}) \quad (5.30)$$



**Obrázek 5.12:** a) Elektrodynamické měřicí ústrojí b) Ferodynamické měřicí ústrojí

Pro výchylku přístroje obdržíme tedy vztah:

$$\beta = \frac{1}{k_D} \cdot \frac{dM}{d\beta} \cdot I_1 \cdot I_2 , \quad (\text{rad}) \quad (5.31)$$

ze kterého je zřejmé, že *pohybový moment elektrodynamického přístroje je úměrný součinu proudů procházejících oběma cívkami a je závislý na směru proudů*. Průběh stupnice elektrodynamického přístroje je ovlivněn změnou vzájemné indukčnosti cívek  $M$  při změně úhlu natočení  $\beta$ . Funkce  $M(\beta)$  je závislá na geometrických rozměrech obou cívek a na jejich vzájemné poloze. Při vhodném poměru výšky pevné cívky k poloměru otočné cívky lze vytvořit přístroj s lineární stupnicí, pro který podle (5.32) platí:

$$\frac{dM}{d\beta} = \text{konst.}$$

Připojíme-li k elektrodynamickému měřicímu ústrojí periodicky proměnný signál, bude okamžitá hodnota pohybového momentu:

$$m_P = \frac{dM}{d\beta} \cdot i_1(t) \cdot i_2(t) = k_p \cdot i_1(t) \cdot i_2(t) . \quad (\text{N.m}) \quad (5.32)$$

Střední hodnota pohybového momentu za jednu periodu je úměrná střední hodnotě součinu proudů oběma cívkami:

$$M_P = \frac{1}{T} \int_0^T m_P dt = k \cdot \frac{1}{T} \int_0^T (i_1(t) \cdot i_2(t)) dt . \quad (\text{N.m}) \quad (5.33)$$

Proud  $i_1$  a  $i_2$  mohou být:

- stejnosměrné,
- střídavé harmonické,

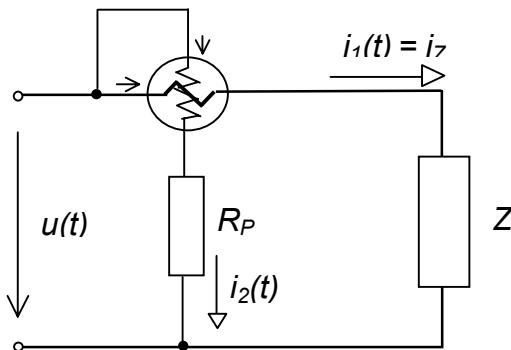
střídavé neharmonické.

### 5.5.1 Elektrodynamické a ferodynamické wattmetry

Elektrodynamické i ferodynamické měřicí ústrojí lze použít ke konstrukci ampérmetrů a voltmetrů ve všech třídách přesnosti, hlavně přesných přístrojů určených ke kontrole jiných měřicích přístrojů. V současné době se oba typy ústrojí používají téměř výhradně ke konstrukci wattmetrů pro měření výkonu stejnosměrného a hlavně střídavého harmonického proudu. Pevná cívka – *proudová* - je zapojena v sérii se spotřebičem, pohyblivá cívka - *napěťová* - je přes předřadný odpor připojena ke spotřebiči paralelně, viz obr.5.12. Střední hodnota pohybového momentu pro střídavé harmonické proudy je:

$$M_P = k \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{1M} \cdot \cos(\omega t) \cdot I_{2M} \cdot \cos(\omega t + \varphi) dt = k \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi , \quad (\text{N.m}) \quad (5.34)$$

kde je  $I_1, I_2$  ..... efektivní hodnoty proudů procházejících cívkami, (A)  
 $\varphi$  ..... fázový posun mezi proudy. (rad)



**Obrázek 5.12:** Jednoduché zapojení wattmetru pro měření činného výkonu

Předpokládáme-li, že obvod napěťové cívky je čistě ohmický, prochází napěťovou cívku proud:

$$i_2(t) = \frac{u(t)}{R_{C2} + R_P} = \frac{u(t)}{R_{WU}} , \quad (\text{A}) \quad (5.35)$$

kde je  $u(t)$  ..... okamžitá hodnota napětí na spotřebiči, (V)  
 $R_{C2}$  ..... odpor napěťové cívky ústrojí, ( $\Omega$ )  
 $R_{WU}$  ..... celkový odpor obvodu napěťové cívky wattmetru. ( $\Omega$ )

Střední hodnota pohybového momentu je úměrná činnému výkonu  $P$  spotřebiče  $Z$ :

$$M_P = k \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi = k \cdot I_1 \cdot \frac{U}{R_{WU}} \cdot \cos \varphi = \frac{k}{R_{WU}} \cdot P , \quad (\text{N.m}) \quad (5.36)$$

kde je  $P$  ..... činný výkon spotřebiče, (W)  
 $U$  ..... efektivní hodnota napětí, (V)  
 $I$  ..... efektivní hodnota proudu, (A)  
 $\varphi$  ..... fázový posuv mezi proudem a napětím. (rad)

Běžné elektrodynamické wattmetry dosahují plné výchylky při účiníku  $\cos \varphi = 1$  a při jmenovité hodnotě proudu a napětí. K měření výkonu střídavého proudu při účiníku menším

než 1 jsou používány speciální wattmetry, které dosahují plné výchylky při  $\cos \varphi = 0,5, 0,2$  nebo  $0,1$ . Hodnota účiníku je v tomto případě uvedena na stupnici přístroje.

Změníme-li směr proudu v jedné cívce wattmetru, změní se směr výchylky přístroje; proto jsou začátky a konce jednotlivých cívek označeny hvězdičkou, případně šipkou. Není-li přístroj opatřen komutátorem napěťové cívky, je v případě potřeby nutno *měnit směr proudu proudovou cívkou, nikdy ne napěťovou*. Proudové rozsahy wattmetrů se mění sériovým, paralelním a kombinovaným zapojením rovnocenných sekcí cívek (1:2; 1:2:4), případně měřicím transformátorem u přístrojů měřících výkon střídavého proudu. Napěťové rozsahy se mění předřadnými odpory.

Elektrodynamické wattmetry se vyrábějí jako laboratorní přístroje s třídami přesnosti 0,1; 0,2; 0,5; 1 a rozváděčové přístroje s třídami přesnosti 1,5 a 2,5. Jsou určeny jak pro měření výkonu stejnosměrného, tak i střídavého proudu. Laboratorní wattmetry jsou s výhodou kalibrovány stejnosměrným proudem. Přesnost wattmetrů je ovlivňována teplotou okolí, kdy se mění odpor cívek a direktivních pružin. Kmitočet měřeného signálu má vliv na vlastní i vzájemnou indukčnost cívek a na vznik vířivých proudů ve vodivých částech ústrojí. Tyto vlivy způsobují chybu fáze. Elektrodynamické wattmetry lze použít do kmitočtu 1 kHz.

Trvalá *přetížitelnost* proudového i napěťového obvodu je 20 % (120 % jmenovitého proudu a napětí). U wattmetrů může snadno dojít ke značnému přetížení, které nepozorujeme na výchylce přístroje, a to zejména je-li malý účiník, nebo je-li přetížen pouze jeden z obvodů. Proto při měření wattmetrem vždy zařazujeme do obvodu kontrolní voltmetr a ampérmetr. Potom musíme podle způsobu zapojení wattmetru vzít v úvahu nejen spotřebu cívky wattmetru, ale i spotřebu příslušného kontrolního přístroje.

Magnetické pole pevných vzduchových cívek je poměrně slabé a pokud nejsou wattmetry stíněny, mohou vnější magnetická pole způsobit velké chyby (změny údaje). Vliv na údaj přístroje má jen ta složka indukce, která má shodný kmitočet s některou složkou proudu otočné cívky. Měříme-li výkon harmonického proudu, nemůže změnu údaje způsobit stejnosměrné magnetické pole.

U feromagnetických wattmetrů je cesta magnetického toku pevné cívky usnadněna feromagnetickým obvodem. Otočná cívka se pohybuje ve vzduchové mezere feromagnetického obvodu, tím se zvětší magnetická indukce a pohybový moment. Této vlastnosti je s výhodou použito při konstrukci registračních přístrojů. Feromagnetický obvod působí jako účinné stínění, proto jsou tyto přístroje méně citlivé na vnější magnetické pole. Přesnost ferodynamických přístrojů je menší než elektrodynamických, nelineární charakteristika ferodynamického materiálu se projevuje závislostí údaje přístroje na tvaru měřeného signálu. Ferodynamické wattmetry se vyrábějí jako rozváděčové přístroje s třídou přesnosti 1, určené pro měření výkonu proudu o průmyslovém kmitočtu 50/60 Hz.

## 5.6 Přístroje s indukčním ústrojím

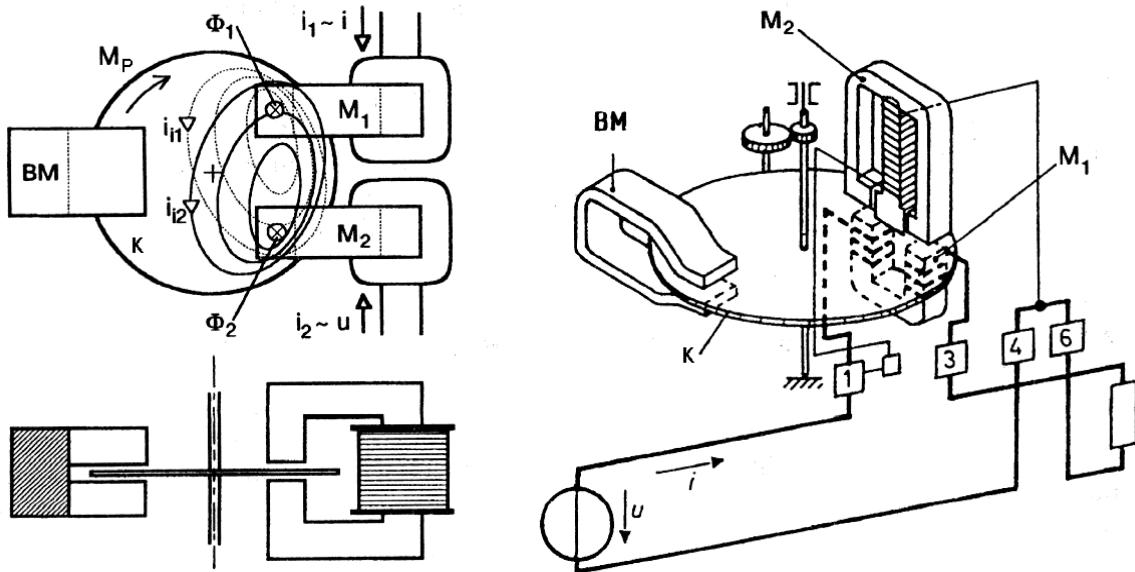
Princip činnosti *indukčního ústrojí* spočívá v silovém působení střídavého magnetického pole jednoho pevného elektromagnetu na vířivé proudy indukované střídavým magnetickým polem druhého pevného elektromagnetu ve vodivém pohyblivém kotoučku.

Pevnou část ústrojí tvoří dva *magnetické obvody*  $M_1$  a  $M_2$  napájené střídavými proudy, v jejichž vzduchových mezerách se otáčí *hliníkový kotouček*  $K$ . Součástí ústrojí je také *brzdící permanentní magnet BM*.

Vzájemné působení střídavého magnetického pole v mezerách a vířivých proudů v kotoučku vzniká pohybový moment  $M_P$ , který uvádí kotouček do pohybu. Jsou-li signály připojené k ústrojí harmonické, lze střední hodnotu pohybového momentu vyjádřit:

$$M_P = k' \cdot \omega \cdot \Phi_{1m} \cdot \Phi_{2m} \cdot \sin \psi = k \cdot \omega \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \sin \psi , \quad (\text{N.m}) \quad (5.37)$$

kde je	$\omega$	kruhový kmitočet magnetických toků a proudů,	(rad.s <sup>-1</sup> )
	$k'$ , $k$	konstanty závislé na konstrukci přístroje,	
	$\psi$	fázový rozdíl fázorů proudů $I_1$ a $I_2$ ,	(rad)
	$\Phi_{1m}$ , $\Phi_{2m}$	maximální magnetické toky magnetických obvodů,	(Wb)
	$I_1$ , $I_2$	efektivní hodnoty proudů.	(A)



**Obrázek 5.13:** Princip indukčního měřicího ústrojí a schéma elektroměru pro měření spotřeby energie

Indukční přístroje jsou využívány k měření spotřeby elektrické energie jako *elektroměry* (obr. 5.13), v podstatě jsou to integrační wattmetry. Pro integraci výkonu je potřeba, aby byl pohybový moment  $M_P$  přístroje úměrný činnému výkonu zátěže. Je tedy třeba, aby platilo:

$$\Phi_1 \approx I, \quad \Phi_2 \approx U, \quad \sin \psi = \cos \varphi, \text{ tedy } \psi = 90 - \varphi,$$

kde je  $\varphi$  fázový posun mezi napětím  $U$  a proudem  $I$  zátěže.

Tyto podmínky se v praxi realizují tak, že reaktance napěťové cívky je vysoká, čímž dojde k fázovému posunutí proudu  $I_2$  a tím i magnetického toku  $\Phi_2$  o přibližně  $90^\circ$  za napětím  $U$ . Fázový posuv se přesně dostavuje pomocí nastavovacích prvků přístroje - magnetickým bočníkem a závitem nakrátko na magnetickém obvodu napěťové cívky. Při splnění výše uvedených podmínek je pohybový moment úměrný činnému výkonu střídavého harmonického proudu:

$$M_P = k_p \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi = k_p \cdot P. \quad (\text{N.m}) \quad (5.38)$$

Cívka jednoho z elektromagnetů, zhotovená z mnoha závitů tenkého drátu, většinou umístěná nad kotoučkem, je připojena na napětí měřeného obvodu. Druhou cívkou, vinutou s méně závity silného drátu, umístěnou pod kotoučkem, prochází měřený proud. Kotouček nemá žádné přívody proudu. Indukční ústrojí se v současné době používá výhradně pro měření elektrické energie. V tomto případě je pohybový moment porovnán dynamicky s brzdicím momentem vyvozeným permanentním magnetem. Indikačním zařízením je mechanické počítadlo otáček kotoučku s převodem, aby odebranou energii bylo možno odečítat přímo v kilowatthodinách. Energie spotřebovaná za dobu  $t$  je:

$$E = k_E \cdot \Delta_N = \int_0^t u_Z(t) \cdot i_Z(t) dt, \quad (\text{W.h}) \quad (5.39)$$

kde je  $k_E$  konstanta elektroměru, (W.h / ot.)  
 $\Delta_N$  změna údaje elektroměru, (ot.)  
 $u_Z(t)$  okamžitá hodnota napětí na zátěži, (V)  
 $i_Z(t)$  okamžitá hodnota proudu procházejícího zátěží. (A)

Elektroměry jsou jedny z nejrozšířenějších měřicích přístrojů a vyrábějí se jak pro jednofázový, tak pro třífázový proud. Spotřeba proudového obvodu je přibližně 1 VA a napěťového 5 VA. Elektroměry mohou být značně odolné, vydrží trvale 100 % přetížení, krátkodobě i podstatně více. Dovolené chyby běžných elektroměrů pro domácnost jsou  $\pm 3\%$ , pro měření velkých odběrů  $\pm 0,2\%$ . Změna okolní teploty způsobí přídavnou chybu  $0,1\% / \text{K}$ .

Stojnosměrná složka signálu neindukuje žádné vířivé proudy, proto elektroměr nelze použít pro měření stojnosměrných signálů a neměří ani stojnosměrné složky signálů periodických. *Elektroměry jsou určeny pouze pro měření výkonu harmonických proudů*, při měření signálů jiných než harmonických vzniká značná přídavná chyba.

## 6 Přístroje pro měření napětí

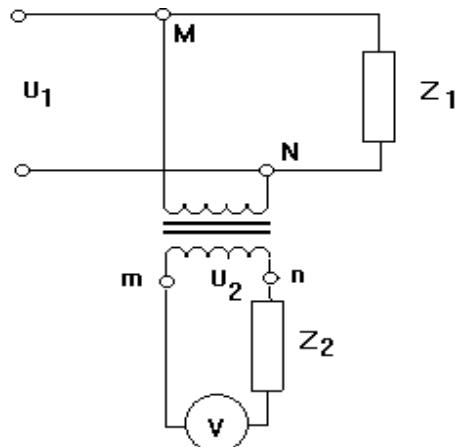
### 6.1 Analogové přístroje pro měření napětí

Analogové přístroje reagují na hodnotu měřeného napětí výchylkou ručky ukazovacího přístroje. Před tímto přístrojem je zařazen převodník zajišťující požadované vlastnosti celého přístroje. Tento převodník umožňuje např. změnu rozsahu měřicího přístroje, zvýšení citlivosti, galvanické oddělení od měřeného objektu aj.

#### 6.1.1 Měřicí transformátory napětí

Měřicí transformátory jsou používány k převodu měřené veličiny na velikost vhodnou k měření a také ke galvanickému oddělení měřicích obvodů a přístrojů od vysokého napětí, kupříkladu při výrobě a rozvodu elektrické energie.

Primární vinutí měřicího transformátoru napětí (MTN) se připojuje do obvodu paralelně (obr. 6.1). Na sekundární vinutí se připojuje měřicí obvod představující velkou impedanci. *Měřicí transformátor napětí musí pracovat v blízkosti stavu naprázdno*. Měřicí transformátor



### Obrázek 6.1: Měřicí transformátor napětí

napětí se chová jako zdroj s malým vnitřním odporem, proto je nutno dávat pozor na případný zkrat sekundárního vinutí, je-li primární vinutí pod napětím, zkrat zpravidla MTN poškodí.

Transformační poměr (převod) MTN pro idealizovaný stav je:

$$p_U = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}, \quad (-) \quad (6.1)$$

kde je	$U_1$	primární napětí,	(V)
	$U_2$	sekundární napětí,	(V)
	$N_1$	počet závitů primárního vinutí,	(-)
	$N_2$	počet závitů sekundárního vinutí.	(-)

Impedance obvodu připojeného k sekundárnímu vinutí nesmí klesnout pod hodnotu

$$Z_2 = \frac{U_{2n}^2}{P_2}, \quad (\Omega) \quad (6.2)$$

kde je	$P_2$	povolené výkonové zatížení sekundárního obvodu,	(VA)
	$U_{2n}$	jmenovitá hodnota sekundárního napětí.	(V)

Podobně jako u měřicího transformátoru proudu je u reálného měřicího transformátoru napětí převod zatížen chybou danou konstrukcí transformátoru i charakterem vstupního napětí. Reálný MTN musí mít co nejmenší rozptyl magnetického toku mezi oběma vinutími a co nejmenší ztráty v jádře transformátoru. Přesnost převodu napěťového transformátoru se udává třídou přesnosti, která udává povolenou poměrnou amplitudovou chybu převodu napětí v %.

$$\delta_u = \frac{p_U \cdot U_2 - U_1}{U_1} \cdot 100, \quad (\%)$$

kde je  $p_U \cdot U_2$  hodnota skutečného sekundárního napětí přepočtená na primární napětí. Specifikace chyby fáze je důležitá, pokud je údaj připojených přístrojů závislý na fázi, např. u W-metru, který je připojen proudovou cívkou na MTP a napěťovou cívkou na MTN.

Podle ČSN mají měřicí transformátory napětí:

- třídu přesnosti z řady 0,1; 0,2; 0,5; 1; 3,
- primární jmenovitá napětí shodná s řadou izolačních napětí,
- sekundární jmenovité napětí 100 V,
- jmenovité sekundární zátěže: 15; 30; 120; 240; 360 a 480 VA.

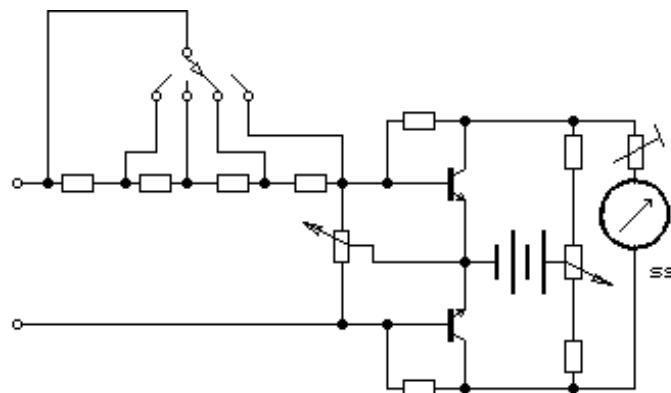
V laboratořích jsou často pro oddělení měřicích obvodů používány transformátory s převodem  $p_U = 1$ .

### 6.1.2 Analogové elektronické přístroje pro měření napětí

Kromě již popsaných voltmetrů s elektromechanickým měřicím ústrojím se v současné měřicí technice výraznou měrou podílejí elektronické měřicí přístroje umožňující měřit napětí o úrovních řádově jednotek mikrovoltů až do vysokých frekvencí.

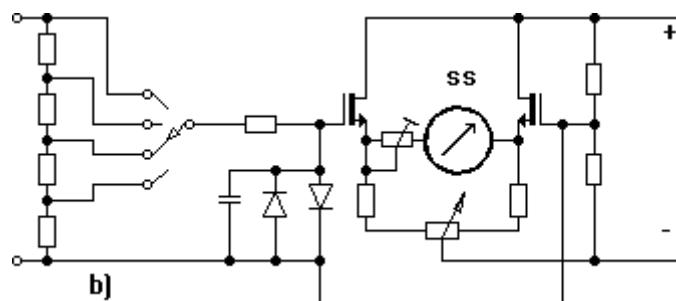
U **stejnosměrných voltmetrů** (voltmetrů v užším slova smyslu, tj. u přístrojů, které na nejcitlivějším měřicím rozsahu dosahují plné výchylky ručky při vstupním napětí cca 1 V) má elektronická část mostové zapojení se dvěma tranzistory (**Obrázek 6.2**). Zapojení s

bipolárními tranzistory má vstupní odpor závislý na měřicím rozsahu a bývá cca  $1 \text{ M}\Omega/\text{V}$ , zapojení s unipolárními tranzistory má vstupní odpor konstantní, a to nejméně  $1 \text{ M}\Omega$ . Chyba těchto voltmetrů bývá přibližně 2 až 3 % z rozsahu (tj. z maximální hodnoty na stupnici), z čehož 1 % připadá na samotný ručkový přístroj. Průběh stupnice je lineární. Dílčí měřicí rozsahy se u voltmetu s bipolárními tranzistory přepínají pomocí přepínatelných předřadných rezistorů na vstupu elektronické části, které také určují vstupní odpor.



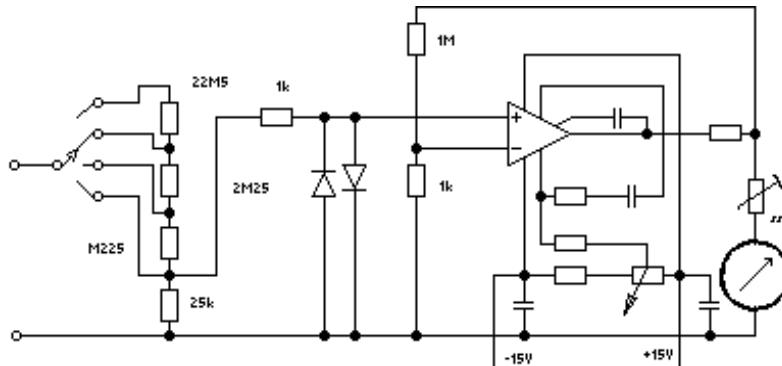
**Obrázek 6.2:** Jednoduchý elektronický voltmetr s bipolárními tranzistory

U voltmetu s unipolárními tranzistory se dílčí měřicí rozsahy přepínají zpravidla pomocí rezistorového děliče napětí na vstupu. Aby nedošlo ke zničení tranzistorů větším vstupním napětím, bývá ke vstupu připojen omezovač napětí. Voltmetr obsahuje jakožto ovládací prvek rovněž potenciometr na nastavení výchozí polohy ručky. Příkladem jednoduchého stejnosměrného voltmetru se dvěma unipolárními tranzistory může být přístroj Metra Blansko PU160, který dosahuje plné výchylky ručky na nejcitlivějším rozsahu při vstupním napětí 0,6 V, má vstupní odpor 30 MΩ a třídu přesnosti 2,5 .



**Obrázek 6.3:** Jednoduchý tranzistorový voltmetr s unipolárními tranzistory

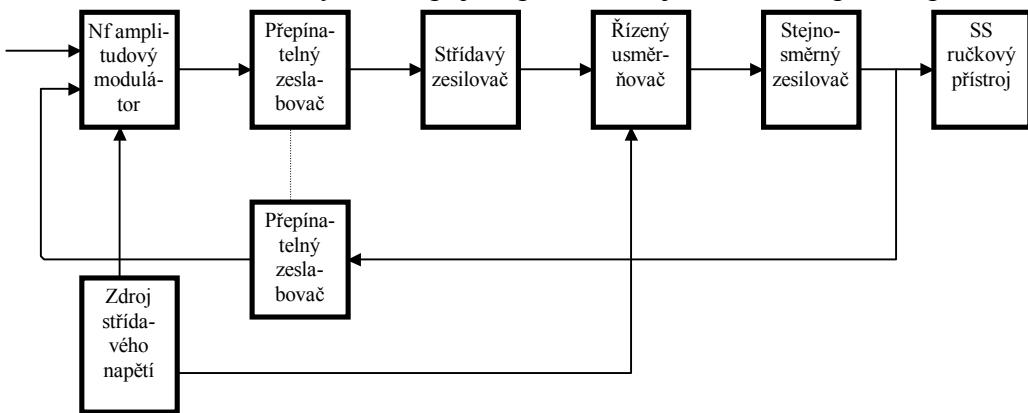
Běžné voltmetry umožňují měření napětí do stovek voltů. Má-li se měřit napětí větší, předřadí se před vstup voltmetu vysokonapěťová sonda obsahující rezistor, jehož odpor spolu se vstupním odporem samotného voltmetu vytvoří dělič napětí s napěťovým přenosem např. 0,001 .



**Obrázek 6.4:** Zjednodušené schéma zapojení stejnosměrného milivoltmetru s integrovaným operačním zesilovačem

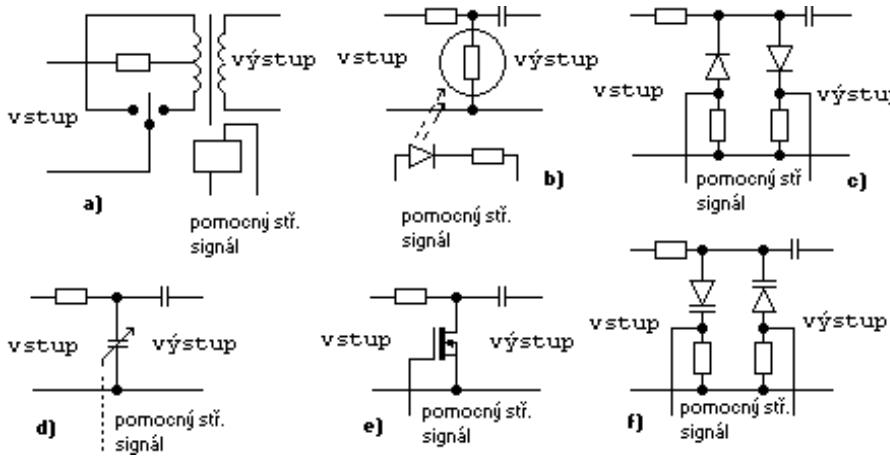
Vyšší citlivosti se v přístrojích na měření napětí dosahuje zesílením měřeného napětí. Použije-li se k tomu zesilovač se stejnosměrnými vazbami mezi jednotlivými zesilovacími stupni, jak je tomu v integrovaných zesilovačích (**Obrázek 6.4**), dá se dosáhnout citlivosti 1 mV na plnou výchylku ručky, vyjímečně i lepší. Takové přístroje se označují jako **stejnosměrné milivoltmetry**. Opět mají přepínatelné dílčí měřicí rozsahy a zpravidla i omezovač napětí. Detailní zapojení závisí na typu použitého zesilovače. Zesilovač může mít na vstupu unipolární tranzistory zajišťující vyšší hodnotu vstupního odporu. Chyba bývá cca 2 až 3 % z rozsahu. Jako příklad jednoduchého stejnosměrného milivoltmetru lze uvést přístroj Metra Blansko PU500 s integrovaným zesilovačem TESLA MAA725; dosahuje se u něho na nejcitlivějším rozsahu plné výchylky ručky při vstupním napětí 10 mV, chybu má 2,5 %.

Ve **stejnosměrných mikrovoltmetrech** popř. **nanovoltmetrech** se měřené napětí zesiluje nepřímo (**Obrázek 6.5**): nejprve se stejnosměrné napětí převede na střídavé napětí úměrné velikosti, to se zesílí a po zesílení se usměrní. Přístroj obsahuje také přepínatelný dělič napětí pro volbu dílčích měřicích rozsahů a na konci je opět ručkový přístroj. V zájmu zajištění dobré stálosti a linearity se v zapojení používá stejnosměrná záporná zpětná vazba.



**Obrázek 6.5:** Stejnosměrný milivoltmetr

K přeměně malého stejnosměrného napětí na malé střídavé napětí dochází v tzv. nízkofrekvenčním modulátoru za pomoci nosného střídavého napětí. Pro uvažovaný účel se používají nízkofrekvenční modulátory několika druhů (**Obrázek 6.6**).



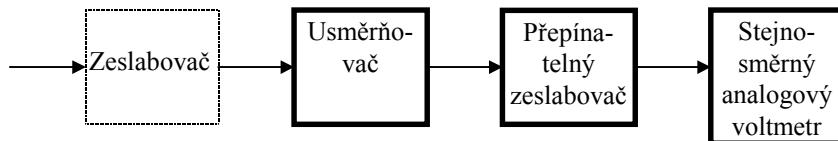
**Obrázek 6.6:** Některé druhy nízkofrekvenčních modulátorů.

- a) spínací kontaktní, b) spínací diodový, c) spínací tranzistorový, d) fotoelektrický, e) kondenzátorový, f) kapacitní elektronicky.

Elektromechanické modulátory jsou jednak kontaktní, jednak kondenzátorové; u prvního druhu dochází pod vlivem pomocného střídavého napětí k periodickému spínání a rozpínání kontaktu (jako u relé), u druhého druhu k periodické změně kapacity kondenzátoru a tím k vytváření střídavého napětí na výstupu modulátoru. Pomocné napětí a tedy i výstupní napětí má zpravidla frekvenci 50 Hz. Obdobnou koncepci mají i elektronické modulátory: spínání obstarávají polovodičové součástky (diody nebo tranzistory), proměnná kapacita se realizuje pomocí kapacitních diod. Potřebnou modulaci lze zajistit také rezistorovým děličem napětí s fotorezistorem osvětlovaným pulsujícím světlem. Jednotlivé druhy nízkofrekvenčních modulátorů se svými vlastnostmi poněkud liší: elektromechanické modulátory mají menší zbytkové napětí, elektronické modulátory mají lepší spolehlivost a jednodušší konstrukci. Stejnosměrné mikrovoltmetry založené na modulační technice většinou dosahují citlivosti lepší než  $10 \mu\text{V}$  na plnou výchylku ručky; existují i přístroje, které při menším vstupním odporu a malé šířce pásma mají citlivost pod  $0,1 \mu\text{V}$  na plnou výchylku ručky označované za nanovoltmetry. Chyba bývá 2 až 5 %. Dosažitelné vlastnosti se dají ukázat na nanovoltmetru Keithley 148: na nejcitlivějším rozsahu dosahuje plné výchylky ručky při  $10 \text{nV}$  a má vstupní odpor  $1 \text{k}\Omega$ , na méně citlivých rozsazích je vstupní odpor úměrně větší, chyba je 2 % z rozsahu.

### 6.1.3 Analogové přístroje na měření střídavého napětí

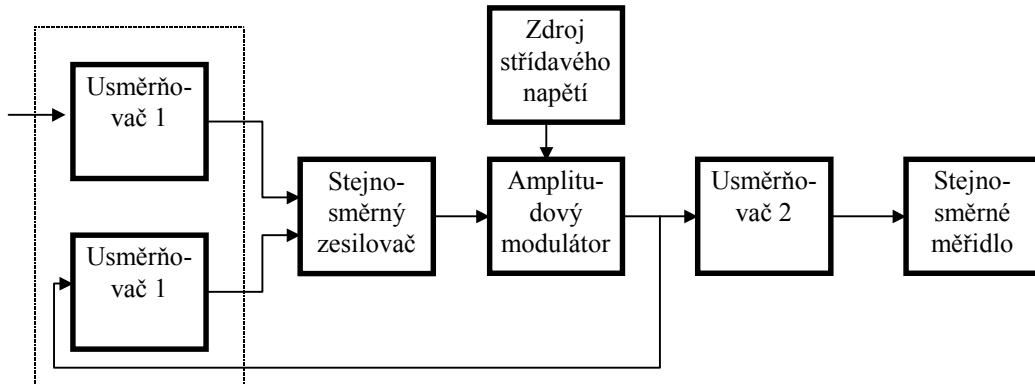
Ručkovým přístrojem s magnetoelektrickým ústrojím nelze bezprostředně měřit střídavé napětí. V přístrojích pro měření střídavého napětí musí proto být před takový ručkový přístroj zařazen usměrňovač. Přidáním části pro přepínání dílčích měřicích rozsahů se vytvoří nejjednodušší **střídavý voltметр** (Obrázek 6.7), který má citlivost cca 1 V (efektivní hodnota) na plnou výchylku ručky.



**Obrázek 6.7:** Blokové schéma vysokofrekvenčního voltmetru

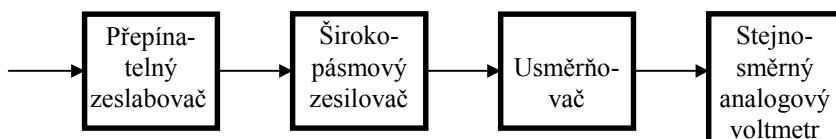
Kmitočtové vlastnosti závisejí na provedení usměrňovače - snadno se dá zajistit jeho správná funkce i na vysokých frekvencích a tak vytvořit **vysokofrekvenční voltmetr**. Chyba

není zpravidla menší než 3 % a s rostoucím kmitočtem narůstá. Vstupní odpor je poměrně nízký (desítky kiloohmů až jednotky kiloohmů) a k němu paralelně je kapacita nejméně několik pikofaradů. Vstupní odpor a případně i citlivost se dá zvýšit tím, že se za usměrňovač místo samotného ručkového přístroje zařadí elektronický stejnosměrný voltmetr s přepínatelnou citlivostí. Nejlepších kmitočtových vlastností dosahuje dvoudílná konstrukce, při níž je usměrňovač umístěn v sondě, která je kabelem připojena k stejnosměrnému voltmetru. Sonda má provedení hrotové nebo průchozí koaxiální. Horní mezní kmitočet může přesáhnout 1 GHz.



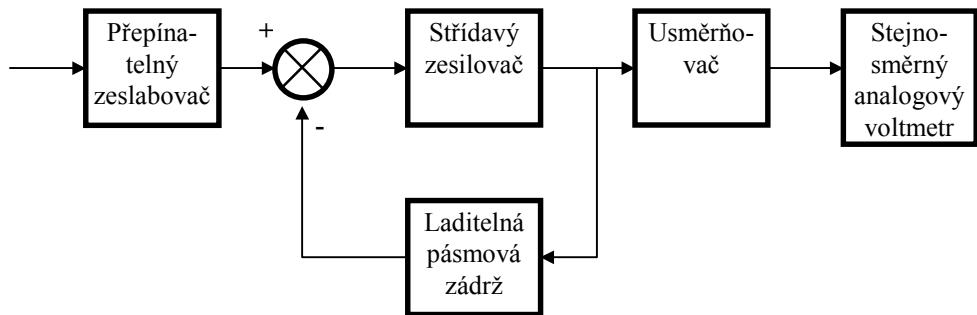
**Obrázek 6.8:** Vysokofrekvenční kompenzační milivoltmetr

Kombinací usměrňovače a stejnosměrného mikrovoltmetru by se dal vytvořit **vysokofrekvenční milivoltmetr**. Takové uspořádání má však nevhodné vlastnosti působené značnou nelinearitou převodní charakteristiky usměrňovače při malém napětí. Lepší jsou vysokofrekvenční milivoltmetry se zpětnovazební kompenzací (**Obrázek 6.8**), které mají lineární průběh stupnice. Umístěním usměrňovačů v sondě se dosáhne širokého kmitočtového rozsahu. Tímto způsobem se např. v multimetru TESLA BM 518 dosáhlo kmitočtového rozsahu 10 kHz až 2 GHz a citlivosti 10 mV na plnou výchylku ručky. K měření malých vysokofrekvenčních napětí slouží také vzorkovací milivoltmetry; jejich typické vlastnosti jsou: citlivost 1 mV na plnou výchylku ručky, frekvenční rozsah 10 kHz až 1 GHz, chyba do 5 %.

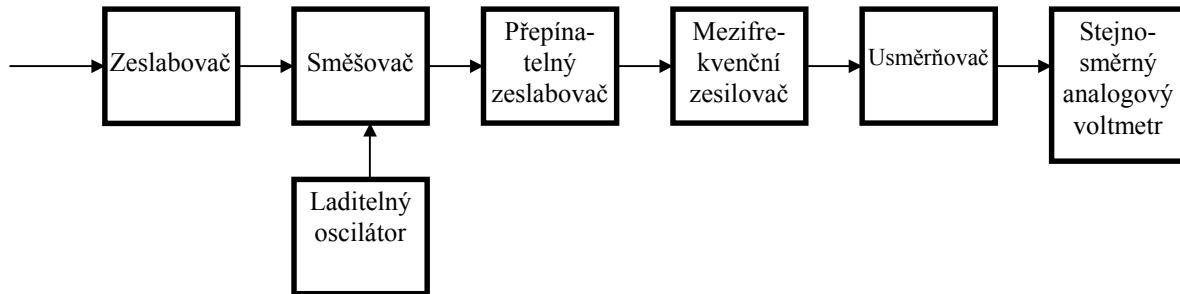


**Obrázek 6.9:** Milivoltmetr se širokopásmovým zesilovačem

**Širokopásmové milivoltmetry** obsahují před usměrňovačem širokopásmový zesilovač, který má na svém vstupu ještě přepínatelný zeslabovač pro přepínání dílčích měřicích rozsahů (**Obrázek 6.9**). Kmitočtový rozsah takového milivoltmetru je v podstatě dán kmitočtovým rozsahem zesilovače a ten sahá např. od 10 Hz (někdy již od 1 Hz) do 10 MHz. Citlivost bývá 1 mV na plnou výchylku ručky, u některých přístrojů i 0,1 mV. Typická hodnota chyby je kolem 3 %, vstupní odpor bývá 1 MΩ a k němu paralelně kapacita kolem 10 pF. Příkladem širokopásmového milivoltmetru může být přístroj Philips PM2554, který na nejcitlivějším rozsahu dosahuje plné výchylky ručky při napětí 1 mV, má kmitočtový rozsah 2 Hz až 12 MHz a chybu 1 % z rozsahu + 1 % z udávané hodnoty.



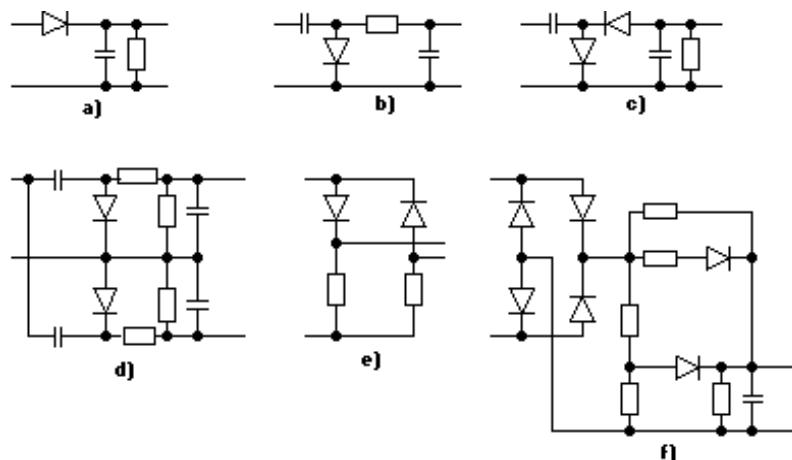
**Obrázek 6.10:** Selektivní mikrovoltmetr s laditelnou pásmovou propustí



**Obrázek 6.11:** Selektivní mikrovoltmetr heterodynitého typu

Ještě vyšší citlivosti (řádově  $1 \mu\text{V}$  na plnou výchylku ručky) se u přístrojů na měření střídavých napětí dá dosáhnout tím, že se v nich použijí zesilovače s vyšším zesílením, které však musí být úzkopásmové (selektivní). Aby se umožnilo měření na různých kmitočtech, musí být tyto přístroje laditelné - jde o **laditelné selektivní mikrovoltmetry**. Mohou to být přístroje s přímým zesílením anebo s přeměnou kmitočtu (**Obrázek 6.10**, **Obrázek 6.11**). První varianta je realizovatelná jen pro nízké kmitočty a obsahuje laditelný selektivní zesilovač, jehož kmitočtové vlastnosti odpovídají pásmové propusti, avšak vlastním laditelným selektivním obvodem je pasivní pásmová zádrž RC s relativní šírkou pásma nezávislou na středním kmitočtu. Druhá varianta laditelných selektivních mikrovoltmetrů používá pevně naladěný selektivní zesilovač a přeladitelnost je zajištěna laděním oscilátoru, jehož napětí se ve směšovači směšuje s měřeným napětím. Tato technika přeměny kmitočtu bývá nazývána heterodyný a proto tímto přílastkem bývá označován i tento druh střídavých mikrovoltmetrů; jde především o přístroje vysokofrekvenční. Chyba selektivních mikrovoltmetrů nebývá menší než 3 %, při přeladování zůstává absolutní šířka pásma konstantní a bývá přepínatelná. Jako ukázkou vlastností heterodyných laditelných selektivních mikrovoltmetrů můžeme uvést parametry dvou přístrojů Rohde & Schwarz. Typ USVH má kmitočtový rozsah 10 kHz až 30 MHz, šířku pásma 5 kHz nebo 500 Hz, základní citlivost  $1 \mu\text{V}$  na plnou výchylku ručky a chybu v mezích  $\pm 0,7 \text{ dB}$ . Typ USU1 má kmitočtový rozsah 30 až 1000 MHz, šířku pásma 2 MHz nebo 200 kHz, základní citlivost  $10 \mu\text{V}$  na plnou výchylku ručky a chybu v mezích  $\pm 1,3 \text{ dB}$ .

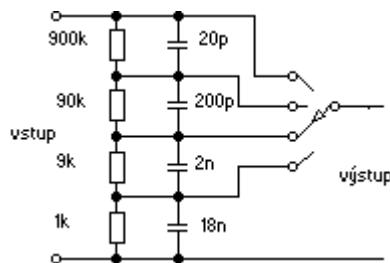
Za zmínku stojí obvody, z nichž přístroje na měření střídavého napětí sestávají. **Usměrňovače** se používají téměř výhradně diodové. Podle svého zapojení vyvozují ze střídavého napětí stejnosměrné napětí, jehož hodnota odpovídá určité hodnotě vstupního střídavého napětí (**Obrázek 6.12**). Může jít o usměrňovače reagující na vrcholovou čili špičkovou hodnotu (kladná špička  $\equiv$  maximum, záporná špička  $\equiv$  minimum), na rozkmit (tzv. mezivrcholovou hodnotu, hodnotu „špička-špička“), na střední absolutní hodnotu (aritmetickou střední hodnotu) nebo na efektivní hodnotu střídavého napětí.



**Obrázek 6.12:** Schéma zapojení jednoduchých usměrňovačů pro střídavé analogové voltmetry.

Obvody reagují na a-c) špičkovou hodnotu, d-e) rozkmit, f) efektivní hodnotu.

Nejlepší kmitočtové vlastnosti mají usměrňovače reagující na vrcholovou hodnotu popř. rozkmit střídavého napětí. Na druhu usměrňovače závisí, na jakou hodnotu měřeného střídavého napětí střídavý voltmetr reaguje. Střídavé voltmetry jsou běžně kalibrovány v efektivní hodnotě napětí, tato kalibrace však obecně platí jen pro napětí harmonického průběhu. **Přepínatelné zeslabovače** pro volbu dílčích měřicích rozsahů jsou v podstatě přepínatelné rezistorové děliče napětí.

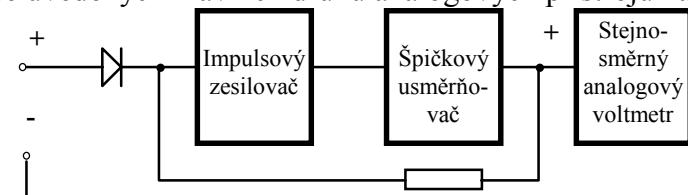


**Obrázek 6.13:** Kompenzovaný rezistorový dělič napětí

Pokud je zeslabovač zapojen až do stejnosměrné části celého přístroje (jak je tomu ve vysokofrekvenčních voltmetrech), jeho kmitočtové vlastnosti nehrají roli. Je-li zeslabovač sestaven z rezistorů o nízkém odporu, jsou jeho kmitočtové vlastnosti vyhovující i na vyšších kmitočtech; takový zeslabovač však má nízký vstupní odpor a proto se nemůže použít na vstupu přístroje. Je-li zeslabovač umístěn na vstup přístroje, musí mít dostatečně vysoký odpor a jeho kmitočtové vlastnosti se musí vylepšit kapacitní kompenzací (**Obrázek 6.13**). **Zesilovače** ve voltmetrech se používají integrované.

#### 6.1.4 Další analogové přístroje na měření napětí

Kromě výše uvedených hlavních druhů analogových přístrojů na měření napětí se

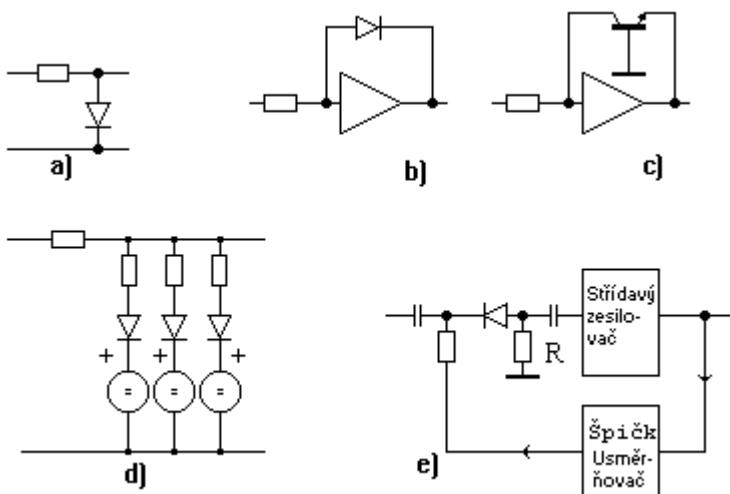


**Obrázek 6.14:** Impulsový voltmetr

příležitostně používají ještě i jiné druhy. Sem patří mj. **impulsové voltmetry**.

U napětí impulsového průběhu předmětem měření je vrcholová nebo mezivrcholová hodnota. Usměrňovač v impulsovém voltmetru musí tedy být na toto měření uzpůsoben, jinak se impulsový voltmetr celkovým uspořádáním nemusí lišit od střídavého voltmetru. Navíc existují impulsové voltmetry založené na kompenzační metodě (**Obrázek 6.14**).

Analogové elektronické voltmetry mírají zpravidla stupnici alespoň přibližně lineární. Pro zajištění měřitelnosti v širokém rozpětí hodnot s přijatelnou chybou je u voltmetrů s lineární stupnicí nezbytný dostatečný počet dílčích měřicích rozsahů, které bývají odstupňovány v řadě 1-3-10 atd. nebo v řadě 1-2-5-10 atd. Pro některé aplikace je však žádoucí, aby výchylka ručky závisela na vstupním napětí voltmetru přibližně logaritmicky. Vzhledem k přibližně logaritmickému průběhu stupnice ve voltech bývají takové **voltmetry** označovány za **logaritmické**.



**Obrázek 6.15:** Zapojení logaritmického měniče.

- a) pasivního s jednou diodou, b) aktivního s diodou, c) aktivního s bipolárním tranzistorem,  
d) pasivního approximačního, e) střídavého

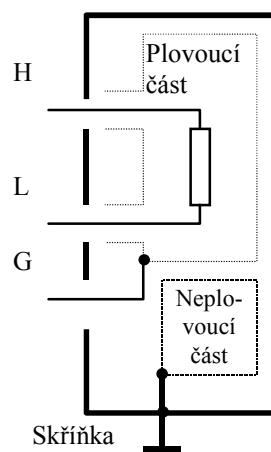
Tyto přístroje však mohou místo přibližně logaritmické stupnice ve voltech mít přibližně lineární stupnici v decibelech. Tak je tomu např. u tzv. **měřiců úrovně** používaných v telekomunikační technice, přičemž úrovní se rozumí vyjádření poměru hodnoty měřeného napětí k referenční hodnotě (např. 0,7746 V, které odpovídá 0 dB) v decibelech. Podobně je tomu v akustice s měřením hladiny akustického tlaku (vztaženo k referenční hodnotě 20  $\mu\text{Pa}$ , které odpovídá 0 dB), k němuž slouží **zvukoměry** tvořené měřicím mikrofonem a voltmetrem s decibelovou stupnicí. Požadovaného průběhu stupnice se u těchto přístrojů dosahuje tím, že se před běžný lineární ručkový přístroj zařadí nelineární elektronický obvod s převodní charakteristikou přibližně logaritmickou. Těchto tzv. logaritmických měřiců je několik druhů (**Obrázek 6.15**).

Nejjednoduší je dvojbran obsahující v podélné větvi rezistor a v příčné větvi diodu s přibližně exponenciální závislostí proudu na napětí. Místo takového pasivního obvodu se používá obdobný aktivní obvod s operačním zesilovačem, ve kterém může být dioda nahrazena vhodným bipolárním tranzistorem. Průběh převodní charakteristiky takového měniče je dán průběhem charakteristiky nelineární součástky obsažené v něm. Je však také možné potřebnou převodní charakteristiku měniče nahradit s vyhovující přibližností lomenou charakteristikou po úsecích lineární a teprve tuto approximační charakteristiku realizovat obvodem s několika diodami ve funkci spínačů - tedy vytvořit approximační logaritmický měnič pasivní nebo spíše aktivní. Dosud připomenuté logaritmické měniče jsou vhodné jen

pro stejnosměrné napětí. Logaritmický měnič pro střídavé napětí je řešen jako zeslabovač nebo zesilovač, jehož přenos střídavého napětí je automaticky řízen podle velikosti tohoto napětí tak, aby se opět získala přibližně logaritmická závislost výstupního napětí na vstupním napětí.

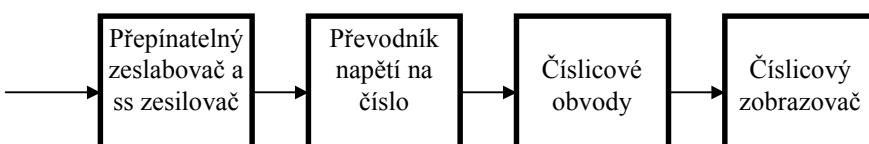
## 6.2 Číslicové přístroje pro měření napětí

Má-li číslicový voltmetr mít vyšší citlivost, musí být uspořádán tak, aby co nejméně reagoval na rušivá napětí. Průniku souhlasného rušivého napětí na vstup voltmetu se nejúčinněji brání tím, že se voltmetr opatří plovoucím vstupem a stíněním. Po konstrukční stránce (obr.1.13) se obvody voltmetu rozdělí na plovoucí a neplovoucí část. Plovoucí část obsahující analogové obvody má vstup na svorkách H (high) a L (low) a je uzavřena ve stínění vyvedeném na svorku G (guard), které je galvanicky odděleno od skřínky celého voltmetu.



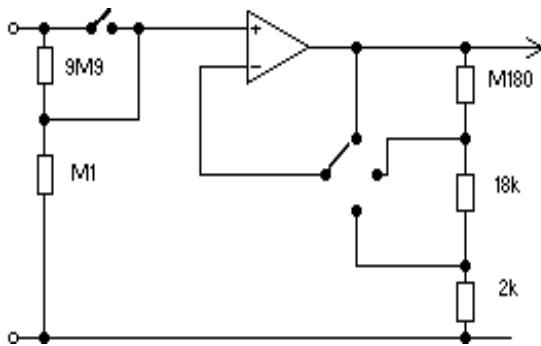
Obrázek 6.16: Uspořádání vstupních svorek a rozdělení částí číslicového voltmetu.

Neplovoucí část obsahující číslicové obvody je naopak galvanicky oddělena od vstupních svorek. Nezbytný přenos signálů mezi oběma částmi zprostředkovává transformátorová nebo optická vazba. Kvalitní voltmetry tak dosahují činitele potlačení souhlasného rušivého napětí i přes 140 dB. Svorky H, L a G se využijí při trojvodičovém připojení měřeného napětí, při dvojvodičovém připojení jsou svorky L a G spolu spojeny.



Obrázek 6.17: Základní části číslicového voltmetu

Z funkčního hlediska je voltmetr sestaven z několika obvodů (**Obrázek 6.17**): je to vstupní část umožňující volbu dílčích měřicích rozsahů, převodník napětí na číslo, obvody pro dočasně uchování a překódování naměřených dat a číselný zobrazovač. Úkolem vstupní části je převést velikost měřeného napětí na velikost vyhovující převodníku napětí na číslo. Rozsah vstupního napětí převodníku na číslo bývá podle jeho provedení desetiny voltu až jednotky voltů, zatímco měřené napětí může ležet mimo tento rozsah. Vstupní část číslicového voltmetu musí tedy mít volitelnou hodnotu napěťového přenosu a proto ji tvoří přepínatelný dělič napětí, za nímž případně následuje stejnosměrný zesilovač s přepínatelným zesílením (**Obrázek 6.18**).



**Obrázek 6.18:** Příklad vstupních obvodů číslicového voltmetru

Dělič napětí na vstupu mívá mnohdy jen jednu hodnotu přenosu (např. 0,01 v multimetru Metra Blansko M1T290) a používá se při větší hodnotě vstupního napětí (např. nad 3 V). Zesílení zesilovače se přepíná přepínáním hloubky záporné zpětné vazby a má hodnotu např. 1, 10, 100. Jednoduché číslicové voltmetry (ruční) se obejdou bez zesilovače; v takovém případě má vstupní dělič napětí více hodnot zeslabení. Přepínání dílčích měřicích rozsahů může být ruční nebo automatické. Automatická volba optimálního měřicího rozsahu vychází z porovnání hodnoty měřeného napětí s krajními hodnotami dílčích měřicích rozsahů. Vlastní porovnání může být realizováno analogově nebo číslicově.

### 6.2.1 Převod napětí na číslo v číslicových voltmetrech

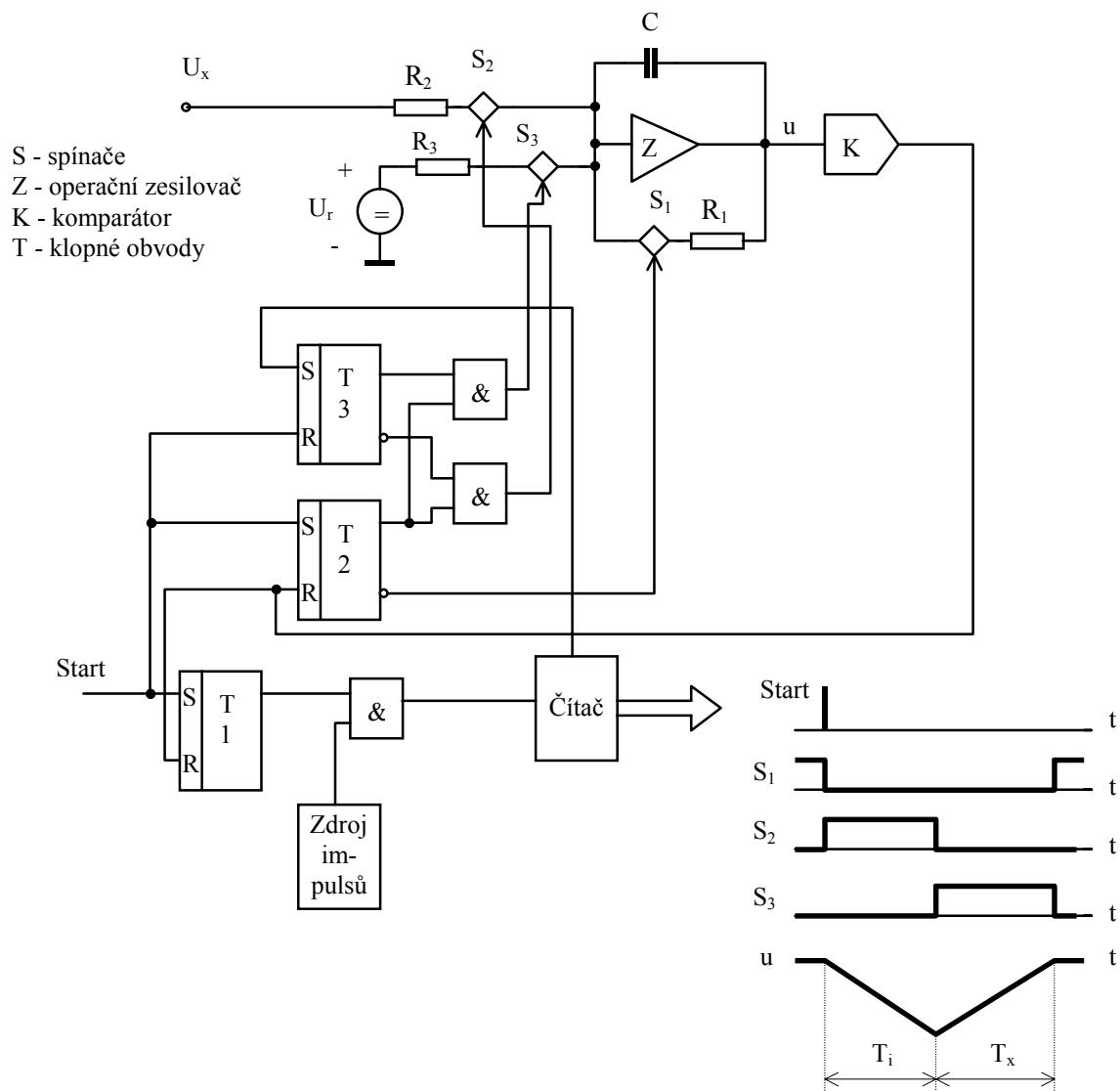
Podstatou každého číslicového měření napětí je převod napětí na číslo. V číslicových voltmetrech se tento převod zpravidla dělá **integrační metodou**, protože účinně potlačuje časově proměnné sériové rušivé napětí doprovázející měřené stejnosměrné napětí. Výsledkem integračního měření je střední hodnota, kterou napětí přivedené na vstup voltmetu mělo během doby, po kterou probíhala jeho integrace. Je-li stejnosměrné napětí  $U_x$ , které je předmětem měření, doprovázeno např. ještě rušivým sinusovým napětím  $U_{ru} \sin(2\pi f_{ru} t + \varphi)$  a integrace probíhá po dobu  $T_i$ , výsledkem měření je střední hodnota

$$U = U_x + U_{ru} \frac{\cos \varphi - \cos(2\pi f_{ru} T_i + \varphi)}{2\pi f_{ru} T_i} \quad (6.1)$$

kde  $\varphi$  značí počáteční fázi rušivého napětí na začátku integrace. V případě, že interval integrace  $T_i$  je roven celistvému násobku periody  $1/f_{ru}$  rušivého napětí, je naměřená hodnota  $U$  rovna zjištované hodnotě  $U_x$  a rušivé napětí se ve výsledku měření neuplatní. To platí i v případě že rušivé napětí je periodické neharmonické. Potlačení rušivého napětí o kmotku 50 Hz bývá lepší než 60 dB. Do jisté míry dochází k potlačení rovněž rušivých napětí neperiodických, jako jsou náhodné impulsy a šum. Díky tomu dosahují integrační číslicové voltmetry výborné rozlišovací schopnosti.

Základní variantou integračního převodu napětí na číslo je jednoduchý převod metodou dvojí (dvoutaktní, dvousklonné - dual slope) integrace. Podstata zapojení a funkce je zřejmá z **Obrázek 6.19**. Horní část zapojení je analogová a slouží k převodu vstupního napětí na časový interval, spodní část je číslicová a slouží k řízení a číslicovému měření odvozeného časového intervalu. Před zahájením převodu je čítač Č vynulován, spínač  $S_1$  je ve vodivém stavu, spínače  $S_2$  a  $S_3$  v nevodivém stavu. Převod měřeného napětí  $U_x$  na číslo se zahají signálem start, který nastaví klopné obvody 1 a 2. Výstupním signálem klopného obvodu 1 se umožní průchod impulsů ze zdroje ZI do čítače Č, který je čítá. Stav spínače  $S_3$  se nezmění.

Negovaným výstupním signálem klopného obvodu 2 se spínač  $S_1$  uvede do nevodivého stavu a logickým součinem výstupních signálů klopných obvodů 2 a 3 se spínač  $S_2$  uvede do vodivého stavu, takže integrátor tvořený invertujícím operačním zesilovačem  $Z$ , rezistorem  $R_2$  a kondenzátorem  $C$  integruje napětí  $U_x$ . Je-li napětí  $U_x$  konstantní, mění se výstupní napětí  $u$  integrátoru lineárně. To trvá po dobu  $T_i$ , která je vymezena kmitočtem čítaných impulsů a modulem čítače. Jakmile se čítač naplní, klopný obvod 3 změní stav a v důsledku toho se změní stavy spínačů  $S_2$  a  $S_3$ . Nyní se integrátorem s konstantou  $R_3C$  integruje referenční



Obrázek 6.19: Převod napětí na číslo metodou dvojitě integrace

napětí  $U_r$  opačné polarity než má převáděné napětí  $U_x$ . Proto se výstupní napětí integrátoru mění v opačném smyslu. To trvá po dobu  $T_x$ , která končí v okamžiku, kdy výstupní napětí integrátoru dosáhne nuly (popř. jiné výchozí hodnoty) a signál z komparátoru uvede převodník do klidového stavu. Pro velikost vstupního napětí platí

$$U_x = U_l \frac{R_2 T_x}{R_3 T_i} = U_r \frac{R_2 N_x}{R_3 N_i} \quad (6.2)$$

kde  $N_i$  je počet impulsů načítaných během doby  $T_i$  (modul čítače) a  $N_x$  je počet impulsů načítaný během doby  $T_x$ . Vhodnou volbou  $U_r$ ,  $R_2$  a  $R_3$  se dá dosáhnout toho, že  $N_x$  je rovno číselné hodnotě  $U_x$  a konečný stav čítače tedy udává velikost měřeného napětí. Mění-li se vstupní napětí v čase, výsledkem převodu je jeho střední hodnota během doby  $T_i$ , kdy probíhala jeho integrace. Doba  $T_i$  se často volí tak, aby se rovnala periodě (popř. celistvému násobku periody) sítě, protože napětí s touto periodou (tj. s frekvencí sítě) bývá z rušivých napětí nejsilnější a dá se tak výrazně potlačit.

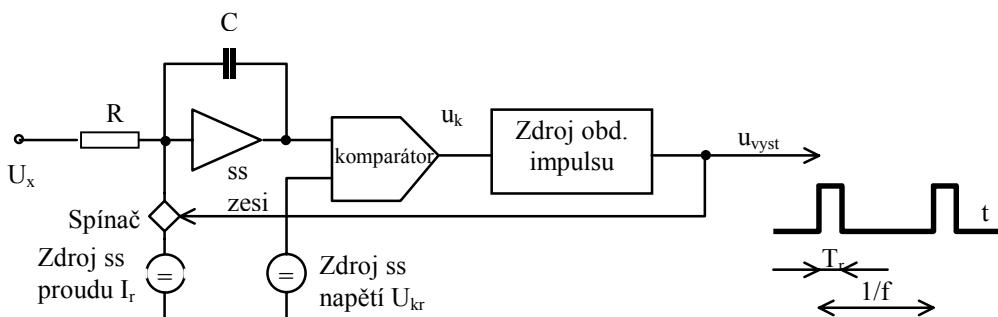
Výše bylo uvažováno, že převáděné napětí má kladnou polaritu. Je samozřejmě žádoucí, aby se integrační metodou dalo měřit napětí jak kladné tak i záporné. To se dá zařídit několika způsoby. Jedna možnost je přidat ke vstupnímu napětí pomocné stejnosměrné napětí takové, aby převáděné kombinované napětí mělo vždy jedinou polaritu nezávisle na polaritě vstupního napětí (např. v číslicovém voltmetru Metra M1T330 se ke vstupnímu napětí v rozmezí  $\pm 3$  V přidávalo napětí -3 V); výhodné je, že se tím vstupní napětí blízké nule dostane do střední části pracovní oblasti integrátoru. Jiný způsob spočívá v použití dvou referenčních napětí stejné velikosti ale opačné polarity, z nichž se během doby  $T_x$  integruje to, které má opačnou polaritu než vstupní napětí, což určí signál z komparátoru během doby  $T_i$ . Další možností je pomocí invertoru (zesilovače s napěťovým zesílením -1) změnit polaritu vstupního napětí, na níž není vlastní převodník uzpůsoben.

Převodník napětí na číslo založený na metodě dvojí integrace bývá jádrem jednoduchých ručních číslicových voltmetrů a panelových číslicových přístrojů. V ručních voltmetrech, které jsou několikarozsahové, je před převodníkem zařazen ještě přepínatelný rezistorový zeslabovač. Za převodníkem následuje číselný zobrazovač 3- až 4-místný. Ruční voltmetry mají vnitřní bateriové napájení, panelové přístroje vnější napájení stejnosměrné nebo střídavé.

Má-li se při číslicovém měření napětí integrační metodou dosáhnout lepších vlastností, musí se naznačený jednoduchý převod napětí na číslo zdokonalit. Jde zejména o potlačení vlivu zbytkového napětí a proudu zesilovače v integrátoru a komparátoru. Jednotlivými výrobci analogově číslicových převodníků a číslicových voltmetrů či multimetrů byla vyvinuta řada vylepšení. Tak v číslicovém voltmetru Metra Blansko MT100, který byl svého času v našem státě dosti rozšířen, se v době mimo vlastní měření udržuje výstupní napětí integrátoru v určitých mezích. Zmíněný přístroj měl rozlišovací schopnost 1:15000, nejcitlivější rozsah do 15 mV a základní chybu kolem 0,01 % z měřené hodnoty + 0,02 % z maximální hodnoty měřicího rozsahu. V číslicovém voltmetru M1T330 téhož podniku se během integrace převáděného napětí navíc k integrátoru periodicky připíná a odpíná referenční napětí a po skončení integrace převáděného napětí následuje vybíjení integračního kondenzátoru postupně dvojí rychlostí. Tento přístroj měl rozlišovací schopnost 1:30000, nejcitlivější rozsah 300 mV a základní chybu 0,01 % z měřené hodnoty + 0,01 % z maximální hodnoty měřicího rozsahu. Integrační převodníky napětí na číslo byly vyvinuty také v integrovaném provedení. Typy AD7550 a podobné, firma Analog Devices založila v provedení CMOS na metodě čtyřnásobné integrace (quad slope). V nich se po startu nejprve provede nulování integrátoru, nato následuje integrace postupně se čtyřmi různými hodnotami vstupního napětí: když je na vstupu postupně  $-U_r$ ,  $U_r$ ,  $U_x - U_r$  a  $U_r$ . První integrační doba je fixní, doba druhé integrace se od ní liší v důsledku nenulového zbytkového napětí, proudu aj. a o tento rozdíl se upraví doba třetí integrace, informace o velikosti převáděného napětí je nesena dobou čtvrté integrace. Vzpomenutý převodník měl rozlišovací schopnost 1:4096 a rozsah převáděného napětí  $\pm 2$  V při  $U_r = 2,125$  V. V našem státě se vyráběl v integrovaném

CMOS provedení převodník TESLA MHB7106, který po doplnění několika rezistory, kondenzátory, zobrazovačem s kapalnými krystaly a napájecí baterii 9 V mohl sloužit k číslicovému měření napětí do 200 mV s rozlišovací schopností 1:4096 (3½ digitu). Zmíněný převodník byl založen na zdokonalené metodě dvojí integrace, při níž před integrací převáděného napětí probíhá automatické nulování. Nakonec naznačme ještě jiné úpravy základní metody dvojí integrace, jak je realizovala firma Hewlett-Packard. Během integrace měřeného napětí se navíc ke vstupu integrátoru připojuje referenční napětí takové polarity, aby výstupní napětí integrátoru se blížilo k nule; když výstupní napětí integrátoru překročí nulu, změní se polarita referenčního napětí. Přitom se čítáním taktovacích impulsů vratným čítačem určuje doba připojení referenčních napětí. Na konci doby  $T_i$  integrace měřeného napětí je jeho velikost dána jednak stavem vratného čítače a jednak zbylým napětím na výstupu integrátoru, které se určí stanovením doby vybíjení pro jeho pokles na nulu. Aby tato doba byla krátká i při vyšší rozlišovací schopnosti, nezajišťuje se pomocí vybíjení konstantním proudem; velikost vybíjecího proudu postupně klesá a jeho polarita se střídá tak, aby se výstupní napětí integrátoru blížilo k nule. Zatímco základní varianta metody dvojí integrace potřebuje pro změření napětí rovnajícího se maximální hodnotě rozsahu s rozlišovací např. 1:10000 dobu vybíjení rovnou 10000 taktovacích period, při zmíněné úpravě se vystačí s několika desítkami taktovacích period. Naznačená zlepšení integrační metody převodu napětí na číslo spolu se špičkovým technologickým řešením byla využita v multimetuře HP3458A, který má vynikající parametry: rychlosť měření napětí se u něho dá volit v širokých mezích: od 100000 měření za 1 s, kdy se měří na 16 bitů (4 ½ digitu) do 6 měření za 1 s, kdy se měří na 28 bitů (8 ½ digitu).

Integrační číslicové měření napětí se dá provést také tak, že se měřené napětí převeď na kmitočet a ten se změří číslicově. K převodu napětí na kmitočet zpravidla slouží převodník, jehož princip ukazuje **Obrázek 6.20**.

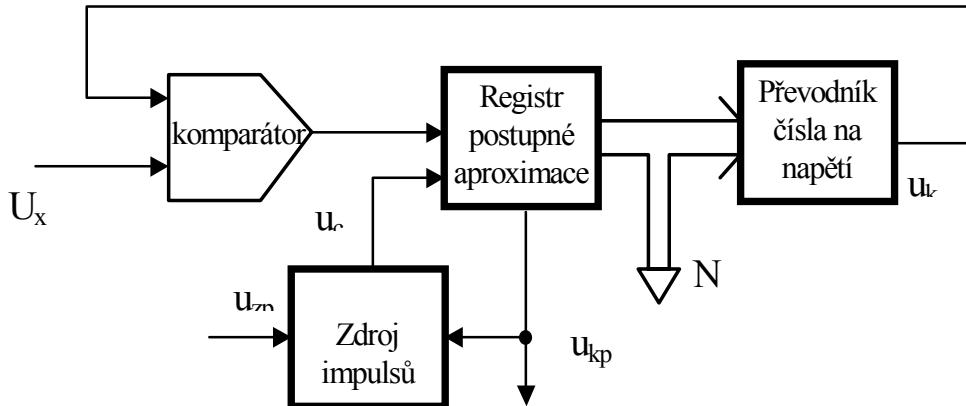


**Obrázek 6.20:** Převod napětí na kmitočet metodou jednoduché integrace

Převáděné napětí  $U_x$  je trvale připojeno na vstup integrátoru s časovou konstantou  $RC$ , takže vyvolává změnu napětí  $u_i$  na výstupu integrátoru, které se v komparátoru porovnává s konstantním napětím  $U_{kr}$ . Když napětí  $u_i$  přesáhne hodnotu  $U_{kr}$ , komparátor změnou svého výstupního napětí  $u_k$  vyvolá uvedení spínače S do vodivého stavu na krátkou dobu  $T_r$ , po kterou vlivem konstantního proudu  $I_r$  dochází k opačné změně výstupního napětí integrátoru. Po skončení intervalu  $T_r$  je spínač opět nevodivý a celý děj se opakuje. Pro kmitočet výstupních impulsů  $u_{vyst}$  platí

$$f = \frac{1}{R I_r T_r} U_x \quad (6.3)$$

V jednodušších převodnících je doba  $T_r$  vymezena monostabilním klopným obvodem; lepší přesnosti se dosahuje, je-li tato doba vymezena taktovacími impulsy přesné frekvence. Příkladem monolitického převodníku s naznačeným principem může být typ Analog Devices AD650, který má odchylku od linearity převodní charakteristiky do kmitočtu 10 kHz nejvýše 20 ppm, do kmitočtu 100 kHz nejvýše 50 ppm a do kmitočtu 1 MHz nejvýše 0,1 %.



**Obrázek 6.21:** Převod napětí na číslo metodou postupné approximace

Doplňením převodníku napětí na kmitočet číslicovým měřičem kmitočtu se vytvoří číslicový integrační voltmetr; odvozený kmitočet se přitom měří číslicově po dobu rovnající se celistvému počtu period sériového rušení, které se má potlačit.

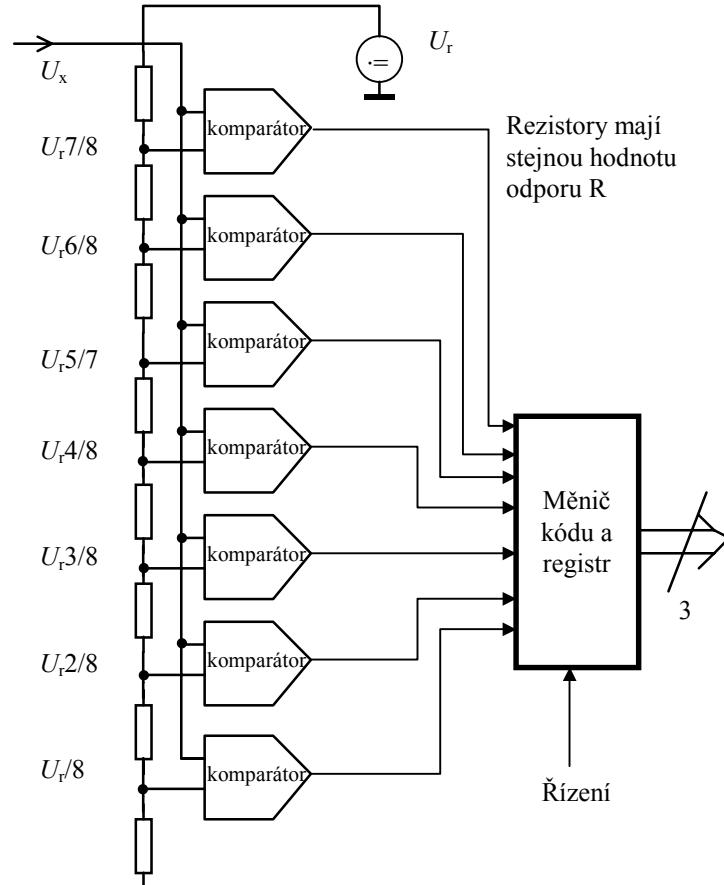
### 6.2.2 Další způsoby číslicového měření napětí

V číslicových voltmetrech se napětí většinou měří integračními metodami, jak bylo uvedeno výše. Číslicové měření napětí je však východiskem i v jiných číslicových měřicích přístrojích (jako jsou číslicové osciloskop, spektrální analyzátory atd.), kdy se vyžaduje měření okamžitých hodnot časově proměnného napětí, a to s poměrně značnou rychlostí. V takových případech se používají jiné metody převodu napětí na číslo než integrační.

K číslicovému měření napětí lze uzpůsobit klasickou **kompenzační metodu**. Při kompenzačním měření se měřené konstantní napětí  $U_x$  porovnává se známým stavitelným kompenzačním napětím  $u_k$ , které se nastavuje tak, aby se blížilo měřenému napětí. Při vykompenzování platí  $U_x = u_k$ . Prakticky se nedá dosáhnout naprosté shody obou napětí, stačí však, je-li jejich rozdíl zanedbatelný. Velikost kompenzačního napětí se nastavuje postupně - velikost je v sériovém sledu vhodně odstupňována. V zájmu dosažení co nejkratší doby převodu při požadované rozlišovací schopnosti se začíná s největší změnou kompenzačního napětí a končí s nejmenší změnou tak, aby se kompenzační napětí co nejrychleji blížilo převáděnému napětí. Při této tzv. **metodě postupné approximace** je hodnota převáděného napětí vyjádřena přirozeným binárním číslem, které se v průběhu převodu určuje bit po bitu počínaje nejvyšším bitem a konče nejnižším bitem. Princip zapojení takového převodníku napětí na číslo ukazuje **Obrázek 6.21**. V klidovém stavu je zdroj taktovacích impulsů zablokován a převodník nepracuje. Převod se zahájí impulsem  $u_{zp}$ , kterým se zdroj odblokuje a ten začne vydávat impulsy  $u_c$  do registru postupné approximace, který může být např. sestaven z posuvného a obyčejného registru. První impuls vyvolá na výstupu registru binární číslo s nejvyšším bitem jedničkovým a ostatními bity nulovými. Toto číslo se převodníkem převede na napětí  $u_k$  odpovídající velikosti, které se v komparátoru porovná s převáděným napětím  $U_x$ . Výstupním signálem komparátoru vyjadřujícím výsledek porovnání se v registru na místě nejvyššího bitu buď jednička ponechá (při  $u_k \leq U_x$ ) nebo se nahradí nulou (při  $u_k >$

$U_x$ ); tím je určena hodnota nejvyššího bitu binárního vyjádření hodnoty  $U_x$ . Následuje druhý taktovací impuls  $u_c$ , který vystaví jedničku v druhém nejvyšším bitu a tím vznikne nové binární číslo vedené na převodník čísla na napětí atd. Postup pokračuje dál, až se stanoví hodnoty všech bitů. Výstupním signálem  $u_{kp}$  registru postupné approximace se převod ukončí a na výstupu registru je k dispozici v paralelním tvaru číslo  $N$  udávající v přirozeném binárním kódu hodnotu napětí  $U_x$ ; možný je i sériový výstup. Celý převod trvá tolik taktovacích period, kolik má registr bitů. Správný chod převodníku vyžaduje, aby se převáděné napětí během převodu neměnilo. Je-li vstupní napětí časově proměnné, musí se před převodník zařadit paměťový vzorkovač, který vstupní napětí vzorkuje a každý odebraný vzorek podrží po dobu převodu konstantní. Převodníky s postupnou approximací jsou k dispozici v integrovaném provedení. Na vstup převodníku se přivádí buď napětí jen jedné polarity (např. 0 až 10 V) a výstupní číslo je v binárním unipolárním kódu nebo obojí polarity (např. ±5 V) a výstupní číslo je v binárním bipolárním kódu s posunutím popř. s doplňkem. Dosahované vlastnosti lze ukázat na příkladě převodníků Burr-Brown: 12-bitový převodník ADC601 má pro vstupní napětí v rozmezí ±5 V, ±10 V nebo 0 až -10 V dobu převodu 900 ns, 16-bitový převodník PMC78P má pro vstupní napětí ±3 V dobu převodu 4 μs.

Nejrychlejší je převod napětí na číslo **metodou paralelního porovnání (flash)** s řadou známých odstupňovaných hodnot napětí, přičemž hodnoty porovnávacích napětí jsou zpravidla odstupňovány lineárně.

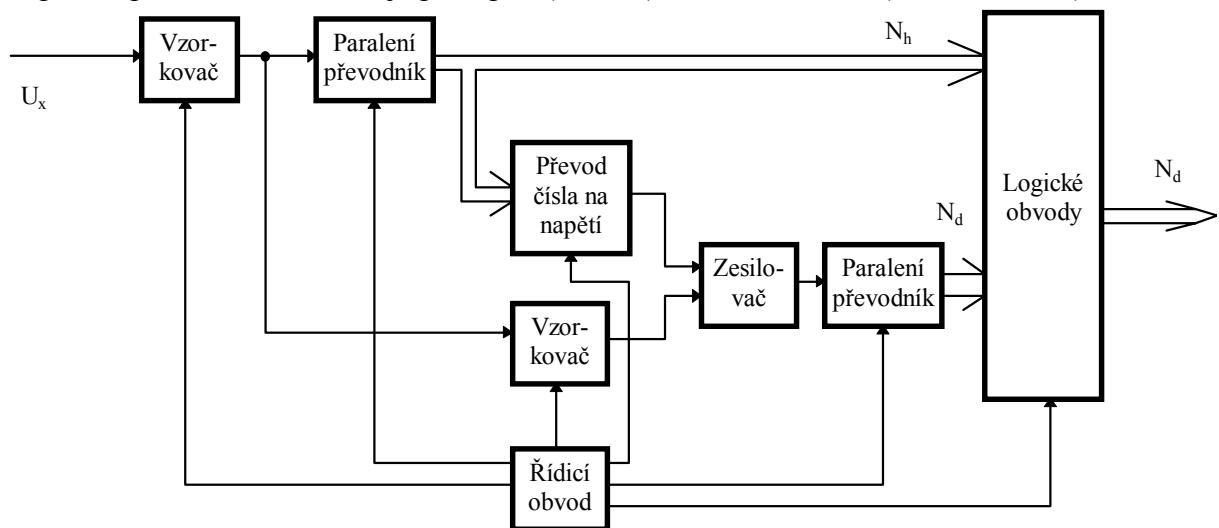


Obrázek 6.22: Paralelní metoda převodu napětí na číslo pro 3 byty

V takovém převodníku (Obrázek 6.22) se převáděné napětí přivádí současně (paralelně) na řadu analogových komparátorů. V jednotlivých komparátorech se převáděné napětí porovnává s porovnávacím napětím  $U_p$  odlišné hodnoty. Tato porovnávací napětí jsou

z referenčního napětí  $U_r$  odvozena děličem s rezistory o stejném odporu. Každý komparátor vydává na svém výstupu logický signál o výsledku porovnání: signál 0 při  $U_x > U_p$  a signál 1 při  $U_x \leq U_p$ . Soubor signálů všech komparátorů vyjadřuje velikost převáděného napětí v Johnsonově kódu. Měnič kódu zařazený za komparátory poskytuje vyjádření velikosti převáděného napětí v přirozeném binárním kódu. Výstupní číslo 8-bitové lze získat u převodníku, který obsahuje 255 komparátorů. Takovým převodníkem v integrovaném provedení je např. převodník Analog Devices MATV-0820 se vstupním napětím 0 až 1 V nebo  $\pm 0,5$  V a s dobou převodu 50 ns. Paralelní převodníky s vyšší rozlišovací schopností (s převodem na větší počet bitů) nejsou k dispozici. Paralelní převodníky napětí na číslo se používají v přístrojích, kde se klade důraz především na rychlosť převodu při menších náročích na rozlišovací schopnost; tak je tomu např. v číslicových osciloskopech.

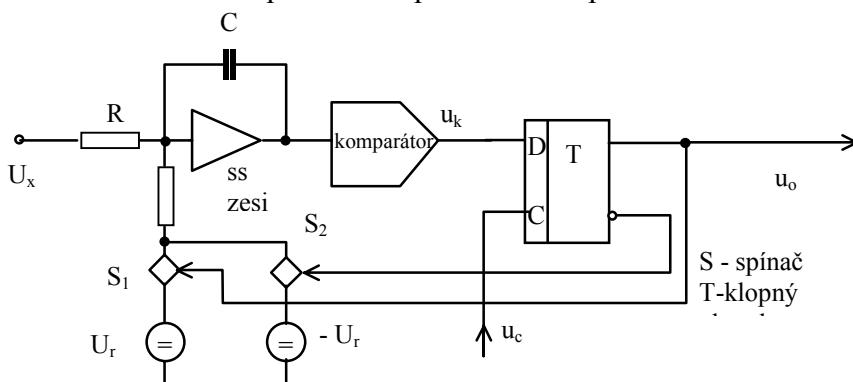
Dalším způsobem převodu napětí na číslo je převod **metodou sérioparalelního porovnávání** zvanou také **podrozsahování (subranging)**. Číselné vyjádření  $N$  převáděného napětí se při této metodě určuje postupně (sériově) ve dvou krocích (Obrázek 6.23).



**Obrázek 6.23:** Metoda sérioparalelního podrozsahování (subranging)

Nejprve se jedním paralelním převodníkem určí hrubě hodnota  $N$  převáděného napětí ve formě  $N_h$  horních bitů a toto binární číslo se převede zpět na napětí  $U_s$ . To se odečte od převáděného napětí  $U_x$  a rozdíl  $U_x - U_s$  se zesílí v zesilovači tolikrát, kolik činí  $2^{N_h}$ . Zesílené rozdílové napětí se převede druhým paralelním převodníkem na binární číslo udávající  $N_d$  dolních bitů výsledku. Příkladem sérioparalelního převodníku napětí na číslo může být Sipex SP9560, který převede napětí v rozsahu  $\pm 1,25$  V na 12-bitové číslo za 100 ns.

Při měření může k převodu napětí na čísla přicházet v úvahu také **sigma-delta modulace**.



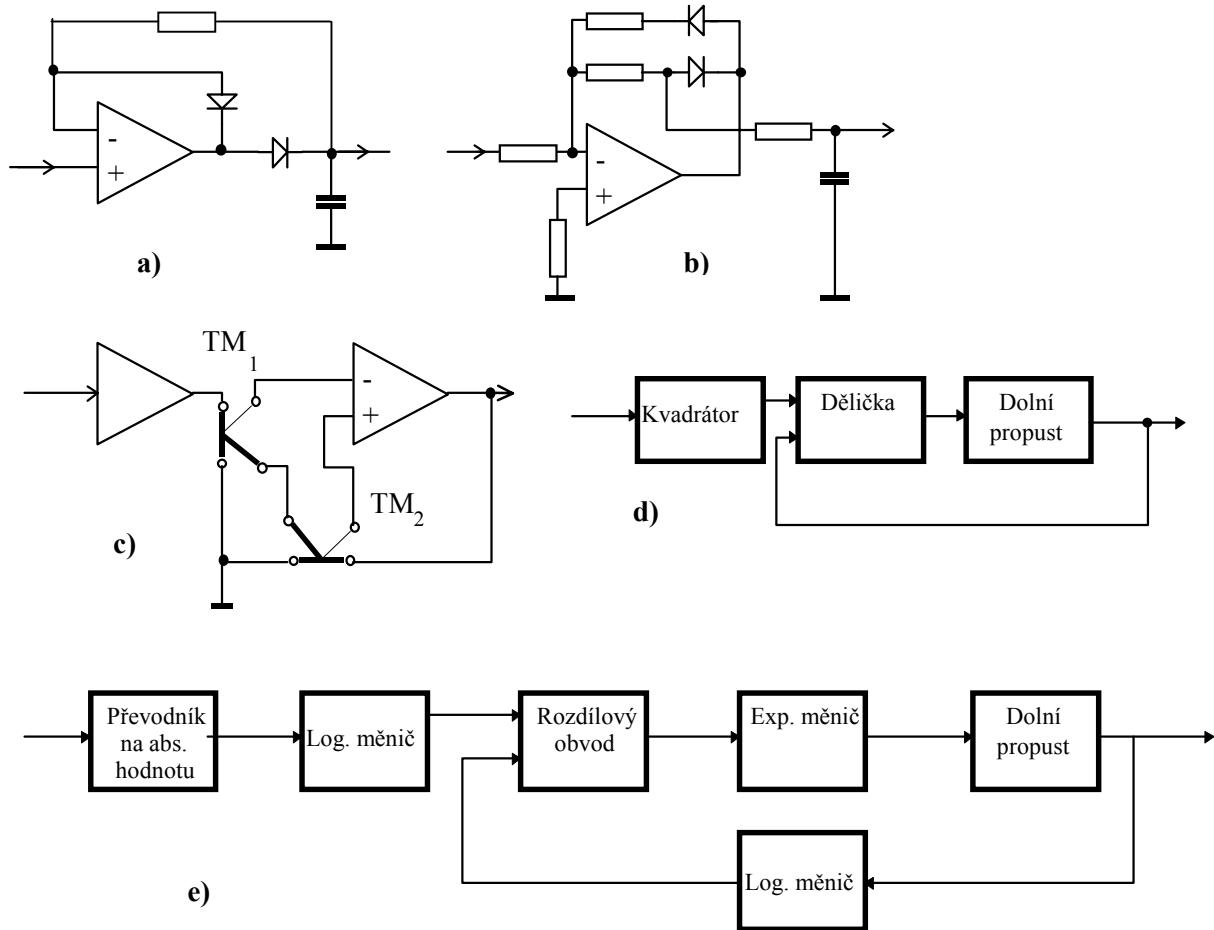
Obrázek 6.24: Sigma-delta modulátor prvního řádu

Princip zapojení jednoduchého sigma-delta modulátoru je připomenut na Obrázek 6.24. Pod vlivem taktovacích impulsů  $u_c$ , jimiž se vzorkuje výstupní signál komparátoru, modulátor dává na svém výstupu napětí  $u_o$  obdélníkového průběhu, které trváním vyšší a nižší hodnoty vyjadřuje velikost převáděného napětí  $U_x$ . Za modulátorem pak následuje číslicové určení střední hodnoty v jednotlivých časových úsecích. Převodníky se sigma-delta modulátorem mají některé výhodné vlastnosti, mj. velmi dobré rozlišení (např. převodník Analog Devices AD776 dosahuje rozlišení na 16 bitů při vzorkovací frekvenci 100 kHz). Na druhé straně jejich využití pro číslicové měření napětí je omezeno jejich dosti dlouhou odezvou.

### 6.2.3 Číslicové měření střídavého napětí

Univerzální způsob číslicového měření časově proměnného napětí spočívá v jeho vzorkování (diskretizaci) a v digitalizaci vzorků (převodu na čísla). Ze získané posloupnosti dat je pak možné stanovit charakteristické vlastnosti daného napětí, např. jeho střední hodnotu, efektivní hodnotu, maximální hodnotu aj., což ovšem vyžaduje použití výpočetního prostředku k analýze odvozené posloupnosti dat. Tento způsob měření velikosti časově proměnného napětí vede k dobré přesnosti (s chybou pod 0,1 %), u neperiodických napětí přichází však v úvahu v kmitočtovém rozsahu jen do několika set kilohertzů.

Je-li předmětem měření pouze velikost daného střídavého napětí, dá se číslicově změřit tak, že se nejprve dané střídavé napětí převede na stejnosměrné napětí, jehož velikost je přímo úměrná velikosti měřeného střídavého napětí, a toto stejnosměrné napětí se změří číslicovým voltmetrem. Zapojení převodníku střídavého napětí na stejnosměrné napětí (usměrňovače v širším smyslu) se volí podle toho, jaká hodnota střídavého napětí se má měřit. Převodník (usměrňovač) musí mít převodní charakteristiku lineární a stálou, čehož se dosahuje celkovou zápornou zpětnou vazbou (jde o tzv. zpětnovazební usměrňovače). Principy některých zapojení ukazuje Obrázek 6.25.



**Obrázek 6.25:** Principy některých zpětnovazebních usměrňovačů pro číslicová měření

a) vrcholové hodnoty, b) střední absolutní hodnoty, c) až e) pro měření efektivní hodnoty.  
TM - termoelektrický měnič

Pro měření vrcholové (špičkové) hodnoty se kromě zapojení podle **Obrázek 6.25** používá i kompenzační zapojení podle **Obrázek 6.7** (ovšem bez ručkového měřidla), které má lepší frekvenční vlastnosti. Pro měření efektivní hodnoty jsou k převodu na stejnosměrné napětí vhodné v podstatě dvě metody: tepelná nebo analogově výpočetní. Při tepelném převodu jsou vlastními převodními prvky tepelně vázané dvojice rezistor-snímač teploty, např. termoelektrické měniče, termistory aj. Druhá metoda vychází z definice efektivní hodnoty  $U_{ef}$  časově proměnného napětí  $u_x(t)$  v časovém intervalu T

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_x^2(t) dt} \quad (6.4)$$

Tento definiční vztah lze přepsat takto

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_x^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \exp(2 \ln u_x(t) - \ln U_{ef}) dt} \quad (6.5)$$

V zapojení na **Obrázek 6.25d**, které odpovídá vztahu (6.4), se místo kvadrátoru a děličky často používá kombinovaná násobička-dělička. Vztahu (6.5b) odpovídá zapojení na **Obrázek**

**6.25e.** Převodníky střídavého napětí na stejnosměrné napětí jsou komerčně dostupné ( viz nabídky firem Analog Devices, Burr-Brown aj.).

Přesnost číslicového měření střídavého napětí prostřednictvím převodu měřeného střídavého napětí na stejnosměrné je nevalná. Malé chyby (kolem 0,1 %) se dosahuje jen na nízkých frekvencích, na frekvencích nad 100 kHz chyba zpravidla přesahuje 1 % a na 100 MHz již činí kolem 10 % .

#### 6.2.4 Použití mikropočítáčů v číslicových voltmetrech

Uplatnění mikropočítáčů v číslicových voltmetrech vede u takových přístrojů k zjednodušení jejich zapojení a výroby, k zlepšení jejich vlastností a usnadnění obsluhy. Mikropočítáče plní v číslicových voltmetrech tyto úkoly:

- Testování bezporuchového stavu po uvedení do chodu.
- Řízení měřicího procesu: zprostředkování styku voltmetu s obsluhou (snímání stavu ovládacích prvků, provedení požadovaných úkonů, řízení zobrazování), u voltmetu zapojeného do automatického měřicího systému jeho styk s jinými přístroji, automatické přepínání měřicích rozsahů ad.
- Korekce naměřených hodnot podle skutečné hodnoty napěťového přenosu vstupní části, referenčního napětí apod.
- Občasná autokalibrace snižující vliv zbytkového napětí a nepřesné hodnoty napěťového přenosu na chybu měření - před měřením neznámého napětí se provede jedno měření při nulovém vstupním napětí a jedno měření při známém referenčním napětí na vstupu, po změření neznámého napětí se pak z naměřených hodnot vypočítá přesnější hodnota neznámého napětí.
- Zpracování naměřených dat: výpočet charakteristických hodnot z výsledků opakovaných měření (určení maximální hodnoty, minimální hodnoty, střední hodnoty, standardní odchylky, efektivní hodnoty aj.), úprava konstantou (např. určení poměru naměřené hodnoty k jiné hodnotě a popř. jeho vyjádření v decibelech) aj.
- Výpočet celkové maximální chyby z chyby z rozsahu a z chyby z naměřené hodnoty. V číslicovém voltmetu může být instalován i více než jeden mikropočítáč, např. jeden pro řízení, jiný po výpočtu.

## 7 Záznamníky a analogové osciloskopy

Osciloskopy patří k nejvíce užívaných přístrojům. Jejich hlavní výhodou je, že poskytují přehlednou, rychlou a obsažnou informaci o dějích v měřených obvodech. Funkce osciloskopů může být definována jako zobrazení časového průběhu napětí ( $Y \rightarrow t$ ), nebo závislost jednoho napětí na druhém ( $Y \rightarrow X$ ). Čtením hodnot ze stínítka osciloskopu lze kvantifikovat velikost, kmitočet a fázový posun měřených napětí. Moderní digitální osciloskopy umožňují analýzu a následné zpracování získaných dat pomocí počítače. Osciloskopy lze rozdělit do dvou základních skupin na:

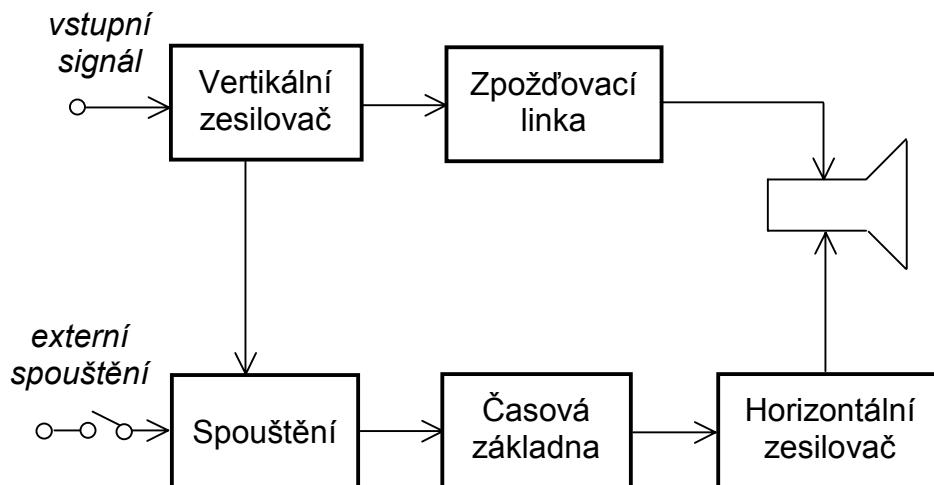
- ANALOGOVÉ - jsou levnější, snadno ovladatelné, reagují bezprostředně na změny měřené veličiny.
- ČÍSLICOVÉ - umožňují současný záznam několika kanálů před příchodem spouštěcího pulsu, snadné zachycení jednorázových dějů, výstup na tiskárnu, uložení průběhů do paměti a jejich číslicové zpracování, přenos dat mezi osciloskopem a počítačem, zobrazení parametrů měřeného signálu.

Základními charakteristikami osciloskopů jsou:

- a) POČET KANÁLŮ; je dán počtem současně zobrazitelných průběhů. Běžné osciloskopy bývají jednokanálové, novější přístroje mohou zobrazit současně dva i více průběhů. Moderní digitální osciloskopy mohou být i osmikanálové.
- b) KMITOČTOVÉ PÁSMO (HORNÍ MEZNÍ KMITOČET); označuje pásmo harmonických signálů, které mohou být osciloskopem zobrazeny. Ve většině popisů osciloskopů je uváděn horní mezní kmitočet jako kmitočet měřeného signálu, jehož amplituda zobrazená osciloskopem je zmenšena o 3 dB (asi o 30 %). Dnešní analogové osciloskopy mají kmitočtové pásmo až do stovek MHz, nejširší pásmo dosažené u analogového osciloskopu pracujícího v reálném čase je 1 GHz. Podle kmitočtového rozsahu dělíme osciloskopy na:
- nízkofrekvenční*, pracující do 10 MHz,
  - vysokofrekvenční*, pracující nad 10 MHz,
  - vzorkovací osciloskopy*, schopné zpracovat signály velmi vysokých kmitočtů.
- c) VSTUPNÍ NAPĚŤOVÉ ROZSAHY; jsou určeny rozsahem vychylovacích činitelů vertikálních kanálů, většinou je lze volit mezi 1 mV/dílek až 5 V/dílek.
- d) VSTUPNÍ IMPEDANCE; nízkofrekvenčních osciloskopů je většinou paralelní kombinací odporu  $1 M\Omega$  a kapacity  $20 \div 50 \text{ pF}$ . Při měřeních na vysokých kmitočtech je vstupní impedance osciloskopu malá (kolem  $50 \Omega$ ) a silně závislá na kmitočtu.
- e) POČET ČASOVÝCH ZÁKLADEM; běžné osciloskopy mají jednu časovou základnu, kvalitnější mají navíc pomocnou časovou základnu, která umožňuje podrobnější zkoumání detailů měřeného signálu.
- f) PŘESNOST; přesnost zesílení vertikálního kanálu a přesnost časové základny určují, jak přesně lze pomocí osciloskopu zjistit velikost měřeného napětí a veličiny na časové ose. Analogové osciloskopy mívají chyby  $3 \div 5 \%$ .

## 7.1 Analogové osciloskopy

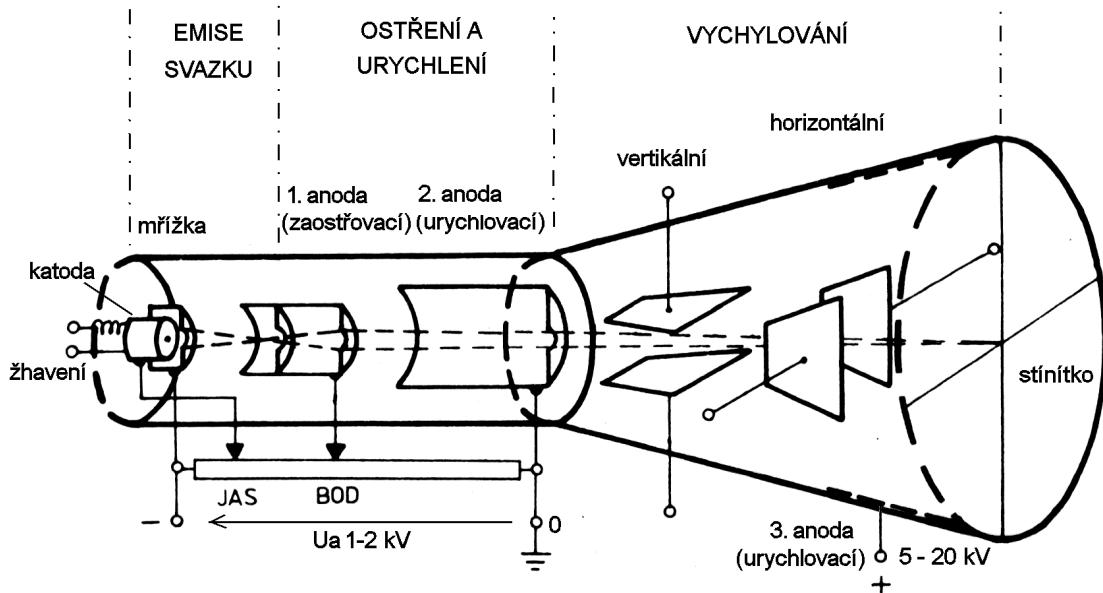
Analogové osciloskopy pracují výlučně s analogovými signály. Základními částmi analogových osciloskopů jsou obrazovka, vertikální zesilovač, obvody časové základny a spouštění, horizontální zesilovač a napájecí zdroj. Na obr. 7.1 je uvedeno zjednodušené blokové schéma analogového osciloskopu.



Obrázek 7.1: Základní blokové schéma analogového osciloskopu

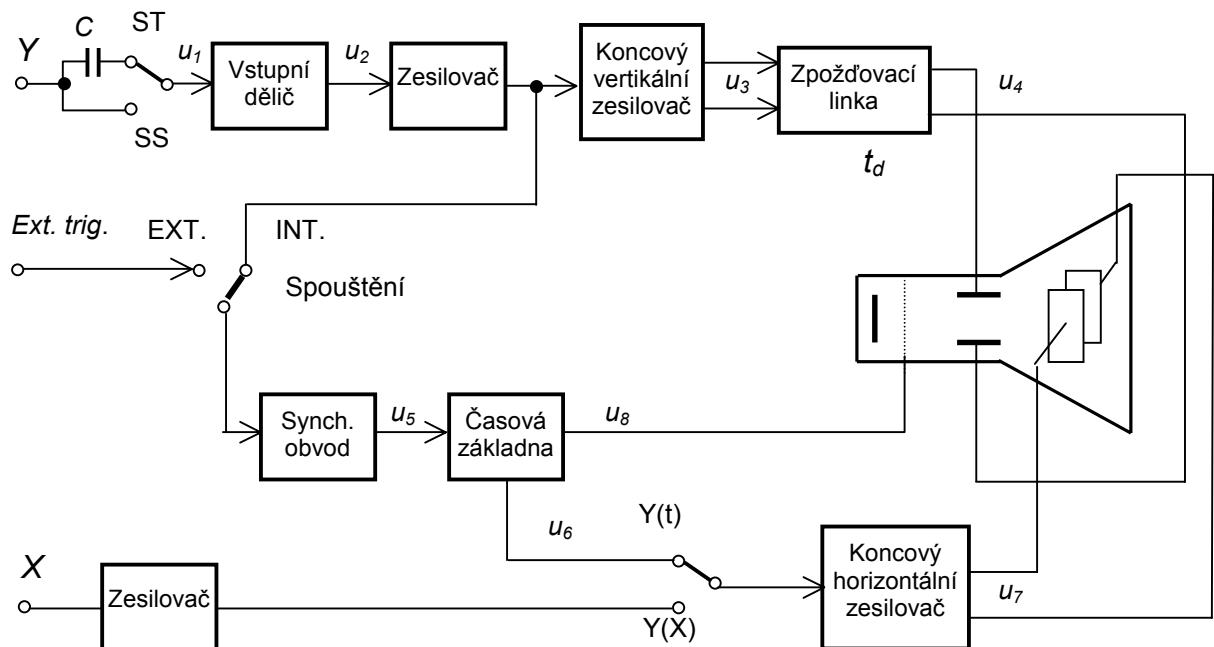
Obrazovka, speciální vakuová elektronka, je jednou z nejdůležitějších částí osciloskopu. Její stínítko je pokryto luminoforem, který po určité době po dopadu elektronů svítí a umožňuje

optické sledování měřeného signálu. *Generování elektronového paprsku (emise elektronů)* probíhá na nepřímo žhavené katodě s velkým záporným potenciálem vůči anodě. Katoda je obklopena mřížkou ve tvaru válce s malým otvorem. Záporné předpětí na této mřížce řídí množství elektronů, které projdou jejím otvorem, a tedy jas stopy. Dvě anody s vysokým kladným potenciálem umožňují *zaostřit a urychlit paprsek* elektronů tak, aby měl při následném vychylování dostatečnou rychlosť.



**Obrázek 7.2:** Obrazovka s elektrostatickým vychylováním

Zaostřený a urychlený elektronový paprsek je dále *vychylován* ve vertikálním a horizontálním směru. Vychylování lze realizovat jako elektrostatické nebo magnetické. *Magnetické vychylování* umožňuje získat větší úhel vychýlení, avšak dá se použít pouze pro nízké



**Obrázek 7.3:** Blokové schéma analogového osciloskopu

kmitočty, používá se v obrazovkách televizních a lékařských přístrojů. Běžné analogové osciloskopy mají *elektrostatické vychylování* pomocí dvou páru elektrod. Je žádoucí, aby hrdlo obrazovky bylo co nejkratší při co největším úhlu vychýlení; toho lze dosáhnout různými tvary vychylovacích destiček. Za vychylovacími destičkami je umístěna další anoda s potenciálem několika kV. Ta slouží k dodatečnému *urychlení* elektronového paprsku. Elektronový svazek je VN napětím urychlen tak aby měl dostatečnou rychlosť a energii k vytvoření stopy na stínítku.

Zaostřený, vychýlený a dostatečně urychlený paprsek dopadá na stínítko, které je pokryto luminoforem, tedy látkou přeměňující část energie dopadajícího elektronového svazku na viditelné záření. Pohybem svazku vyvolaným vychylovacími destičkami se vykreslí na stínítku obrazovky stopa. Na vnější straně stínítka bývá pravoúhlá mřížka - *rastr*, umožňující čtení velikosti výchylek paprsku v obou osách.

Osciloskop má dva základní vstupy, *vertikální vstup Y* a *horizontální vstup X*. Oba vstupy jsou opatřeny zesilovači upravujícími vstupní signál v celém kmitočtovém rozsahu na jednotnou úroveň. Vstupní impedance zesilovačů musí být velká, aby osciloskop nezatěžoval měřený obvod.

Blokové schéma osciloskopu (obr. 7.3) lze rozdělit na dva velké celky:

### 7.1.1 Kanál vertikálního vychylování

Vstupní signál  $u_1$  připojený ke vstupu  $Y$  je vstupními obvody osciloskopu (*vstupní dělic*, *zesilovač* a *konecový vertikální zesilovače*) upraven na vhodnou velikost. Stejnosměrnou složku vstupního proměnného signálu je možno oddělit zařazením kondenzátoru  $C$ . Abychom mohli sledovat celý průběh signálu, tedy i jeho počáteční část, je třeba signál  $u_3$  za koncovým stupněm zesilovače zpozdit. K tomu slouží *zpožďovací linka*, která kompenzuje zpoždění spouštěcích obvodů časové základny. Zpožděný signál  $u_4$  je přiveden na vertikálně vychylující destičky obrazovky. Doba zpoždění  $t_d$  bývá obvykle v rozmezí 20 ns ÷ 200 ns.

### 7.1.2 Kanál horizontálního vychylování

Kanál horizontálního vychylování může pracovat ve dvou režimech.

V prvním režimu zajišťuje pohyb paprsku po stínítku v ose x (časová osa) *časová základna*. Ta obsahuje generátor napětí pilového průběhu, u kterého musí být zajištěna linearita a co nejkratší zpětný chod. Pilové napětí je zesilováno *konecovým horizontálním zesilovačem* a je přivedeno na horizontální vychylovací destičky obrazovky. Rychlosť změny pilového napětí – strmost – určuje časové měřítko zobrazení. Obvykle lze měřítko měnit v rozmezí 1 s/dílek ÷ 0,02 μs/dílek.

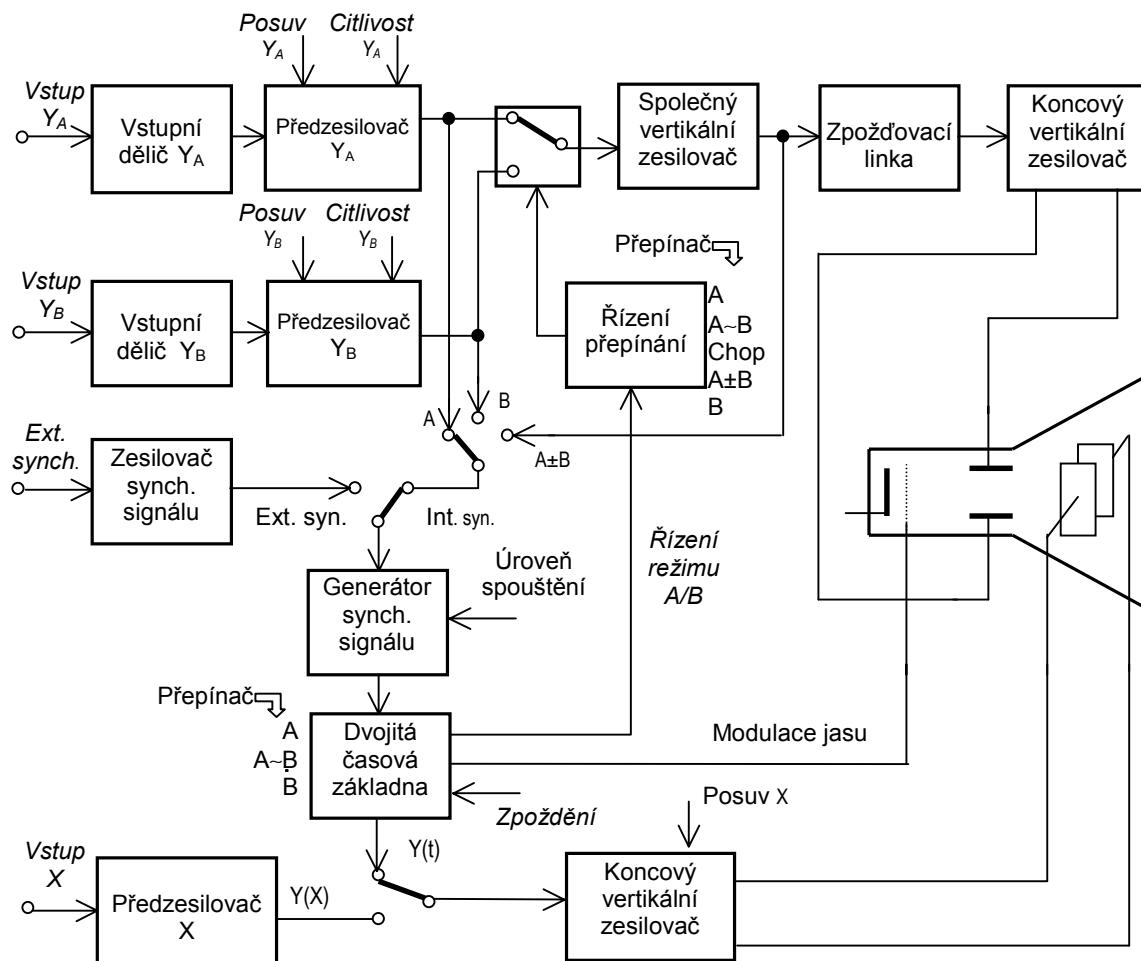
Synchronizaci časové základny se zobrazovaným signálem zajišťují impulsy  $u_5$ , generované v *synchronizačním obvodu*. Spouštěcí impuls je generován v okamžiku, kdy vstupní napětí dosáhne spouštěcí úrovně. V případě, kdy má měřený signál příliš malou velikost pro generování signálu nutného pro vnitřní spouštění, používá se třetí vstup osciloskopu (*Ext. trig.*). *Zpětný chod paprsku* zprava doleva je zatemňován napětím  $u_8$ , přivedeným na mřížku obrazovky. Touto *modulací jasu* je propouštěn elektronový paprsek z katody na stínítko pouze v době nárůstu pilovitého napětí (*přímý běh paprsku*).

Při použití horizontálního vstupu  $X$  se vypne časová základna a na obrazovce se objeví funkce  $Y(X)$ , tedy závislost napětí připojeného ke vstupu  $Y$  na napětí přivedeném na vstup  $X$ . Převodem veličin (i neelektrických) na napětí tak získáme možnost použít osciloskop k zobrazení mnoha fyzikálních závislostí jedné veličiny na jiné.

### 7.1.3 Dvoukanálový osciloskop

Současné zobrazení dvou různých průběhů umožňují dvoupaprskové nebo dvoukanálové osciloskopy. U těchto osciloskopů je časová základna společná, vstupní děliče a vertikální posuny jsou nezávisle ovladatelné pro každý kanál zvlášť. Kvalitnější osciloskopy bývají vybaveny *dvojitou časovou základnou*, která umožňuje pozorování a kvalifikování detailů zobrazeného průběhu. Vybraný úsek signálu zobrazeného běžnou časovou základnou lze využitím takové časové základny časově rozvinut a takto pohodlně měřit např. náběžné a sestupné hrany signálu.

DVOUPAPRSKOVÉ OSCILOSKOPY jsou drahé, protože používají speciální obrazovku se dvěma elektrodovými systémy emitujícími dva elektronové paprsky. Osciloskopy vybavené takovou obrazovkou jsou jediné analogové osciloskopy použitelné pro zobrazení dvou současných jednorázových průběhů. V současné době jsou nahrazeny číslicovými osciloskopy s pamětí.



**Obrázek 7.4:** Blokové schéma dvoukanálového analogového osciloskopu

DVOUKANÁLOVÉ OSCILOSKOPY patří k často používaným osciloskopům. Jsou vybaveny standardní obrazovkou a *elektronickým přepínačem*, který k vertikálním destičkám obrazovky připojuje střídavě oba vstupní kanály. Dvoukanálové osciloskopy využívají dvou typů přepínání mezi oběma kanály:

- a) *Režim přepínání časovou základnou* zobrazuje signál jednoho vertikálního kanálu po dobu celého jednoho cyklu časové základny a signál druhého kanálu po dobu následujícího celého cyklu. Je-li rychlosť časové základny vysoká, oko pozorovatele není schopno vnímat, že se průběhy střídají. Režim přepínání časovou základnou lze použít při rychlostech časové základny větších než 1 ms/dílek.
- b) V režimu *přepínání pevným kmitočtem (chop mode)* jsou oba kanály přepínány vysokým kmitočtem během jediného běhu časové základny. Zobrazení obou průběhů je složeno z krátkých úseků, které se oku pozorovatele jeví jako spojitá křivka. Přepínání pevným kmitočtem se používá pro zobrazení pomalu proměnných signálů, při rychlosti časové základny menší než 1 ms/dílek.

Režim zobrazení lze volit tlačítka na osciloskopu, některé osciloskopy volí režim automaticky podle rychlosti časové základny. Blokové schéma dvoukanálového osciloskopu je uvedeno na obr. 6.4, od základního blokového schéma analogového osciloskopu uvedeného na obr. 6.3 se liší pouze v části před koncovým stupněm vertikálního zesilovače.

#### 7.1.4 Další typy analogových osciloskopů

PAMĚŤOVÉ ANALOGOVÉ OSCILOSKOPY využívají paměťovou obrazovku opatřenou speciálním dielektrickým povlakem kovové mřížky umístěné v blízkosti stínítka uvnitř obrazovky. Zobrazený průběh signálu je uchován jako kladně nabité křivka v povlaku mřížky až po dobu několika dní. Doba pozorování průběhů je však omezena na několik minut. Paměťové osciloskopy lze použít k zobrazení pomalu se měnících jevů, které by se při použití běžné obrazovky zobrazily jako pohybující se bod, případně rychle se měnících neperiodických signálů.

VZORKOVACÍ ANALOGOVÉ OSCILOSKOPY lze použít k zobrazení periodických signálů s kmitočtem až desítky GHz. Okamžité hodnoty napětí se zjišťují v kratičkém okamžiku pozorovaného průběhu a zachovávají se pro zobrazení. Intervaly odběru vzorků se rovnají periodě pozorovaného signálu zvětšené o malý časový úsek  $\Delta t$ . Dobu prodloužení určuje volba počtu bodů  $n$ , z nichž se celý průběh na obrazovce složí:

$$\Delta_t = \frac{T}{n-1}, \quad (7.1)$$

kde je  $T$  ..... perioda pozorovaného průběhu. (s)

Vzorkovací perioda  $T_V$  je pak:

$$T_V = T + \Delta_t = \frac{n}{n-1} \cdot T. \quad (7.2)$$

Z uvedeného vyplývá, že kmitočet opakování zobrazení  $f_0$  je:

$$f_0 = \frac{f}{n}. \quad (7.3)$$

Nároky na kmitočtovou charakteristiku vertikálního zesilovače i maximální kmitočet časové základny jsou  $n$ -krát nižší než je kmitočet pozorovaného signálu  $f$ . Je zřejmé, že tento princip lze použít jen pro zobrazení periodických signálů.

Paměťové a vzorkovací osciloskopy byly v poslední době nahrazeny osciloskopy číslicovými.

### 7.1.5 Osciloskop a měřený obvod

Napětí v reálném obvodu se změní, je-li k němu připojena vnější impedance. Velikost této změny závisí na poměru zatěžovací impedance a ekvivalentní impedance zdroje. Ekvivalentní vstupní impedance analogových i číslicových osciloskopů je ve velké většině tvořena paralelní kombinací odporu  $R_i = 1 \text{ M}\Omega$  a kapacity  $C_i = 20 \text{ až } 50 \text{ pF}$ . Osciloskopy bývají k měřenému obvodu připojeny stíněným (koaxiálním) kabelem, který má kapacitu  $C_k = 100 \text{ pF/m}$ . Součet kapacit osciloskopu a kabelu může způsobit změnu pracovních podmínek měřeného obvodu a snížit mezní kmitočet osciloskopu. Vliv kapacity přívodního kabelu lze minimalizovat připojením osciloskopu k měřenému objektu do míst s malou impedancí (např. emitorové obvody tranzistoru).

Pokud impedančního přizpůsobení nelze dosáhnout, snažíme se zvětšit vstupní impedanci osciloskopu a současně zajistit stínění přívodů. K tomuto účelu slouží napěťové sondy. Sonda je zakončena kovovým hrotom, kterým je přiváděn měřený signál. Plášt' sondy je obvykle spojen se signálovou zemí.

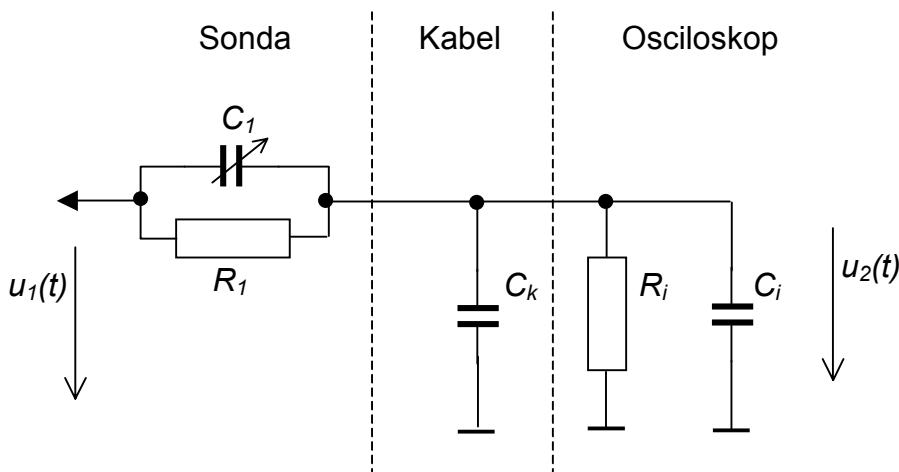
**PASIVNÍ NAPĚŤOVÁ SONDA** obsahuje kmitočtově kompenzovaný vstupní dělič - paralelní kombinaci rezistoru s proměnným kondenzátorem, tvořící část umístěnou v hlavici sondy na začátku stíněného kabelu. Dělicí poměr napětí je dán poměrem odporů:

$$N = \frac{u_2(t)}{u_1(t)} = \frac{R_i}{R_1 + R_i} \quad (-) \quad (7.4)$$

a je nezávislý na kmitočtu, je-li splněna podmínka:

$$R_1 \cdot C_1 = R_i \cdot (C_i + C_k), \quad (7.5)$$

kde je	$R_1$ .....	odpor v sondě,	( $\Omega$ )
	$C_1$ .....	proměnný kondenzátor v sondě,	(F)
	$R_i$ .....	vstupní odpor osciloskopu,	( $\Omega$ )
	$C_i$ .....	vstupní kapacita osciloskopu,	(F)
	$C_k$ .....	kapacita koaxiálního kabelu.	(F)



**Obrázek 7.5:** Pasivní sonda na vstupu osciloskopu

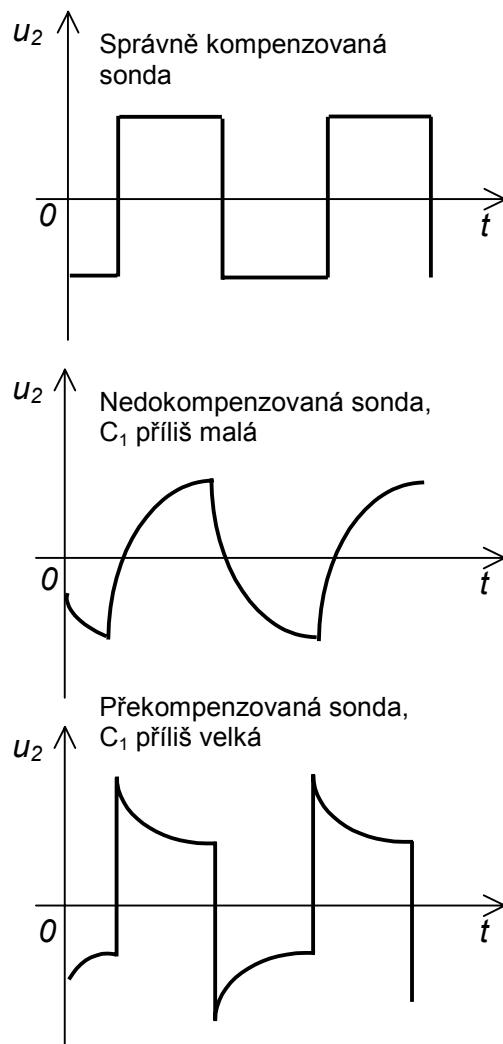
Pasivní sondy musí být správně vykompenzovány (6.5), aby nezpůsobily zkreslení měřeného průběhu. Správná velikost  $C_1$  závisí na kapacitě vstupu osciloskopu a na kapacitě kabelu, lze ji většinou nastavit šroubovákem. Kalibrace sondy se provádí pro obdélníkový signál při současném sledování průběhu na stínítku. Pokud je sonda správně kompenzována, má signál

dokonale pravoúhlý tvar – obr. 7.6. Pasivní sondy dodávané výrobcem jako příslušenství k osciloskopům mají vstupní odpory 1 MΩ, 10 MΩ nebo 100 MΩ. Pasivní sonda snižuje kapacitu osciloskopu, ale ve stejném poměru snižuje i napětí přiváděné na jeho vstup; proto nejsou pasivní sondy vhodné k měření malých napětí.

**AKTIVNÍ NAPĚŤOVÉ SONDY** s vestavěnými aktivními prvky (zesilovači) slouží k měření signálů nízkých úrovní. Vstupní odpor aktivní sondy je okolo 1 MΩ, kapacita bývá 1÷2 pF. Zesílení je jednotkové a výstupní odpor je přizpůsoben impedanci koaxiálního kabelu. Aktivní sondy přenášejí signál bez útlumu, ale jejich nevýhodou je vyšší cena a nutnost zvláštního napájecího zdroje pro prvky sondy.

**PROUDOVÉ SONDY** umožňují měřit střídavé proudy osciloskopem bez nutnosti rozpojení měřeného obvodu. Jsou to v podstatě malé měřicí transformátory proudu s feritovým jádrem upraveným tak, aby se dalo rozevřít. Vodič protékající měřeným proudem tvoří primární obvod transformátoru. Sondy tohoto typu však neměří stejnosměrné složky signálu. Jejich citlivost bývá 1 mV/mA, kmitočtové pásmo 500 Hz až 1 GHz [lit. 6].

Zpětnovazební sondy s Hallovým generátorem měří i stejnosměrný proud, ale mají užší kmitočtové pásmo 0 ÷ 100 kHz. V poslední době jsou vyráběny také sondy kombinující oba

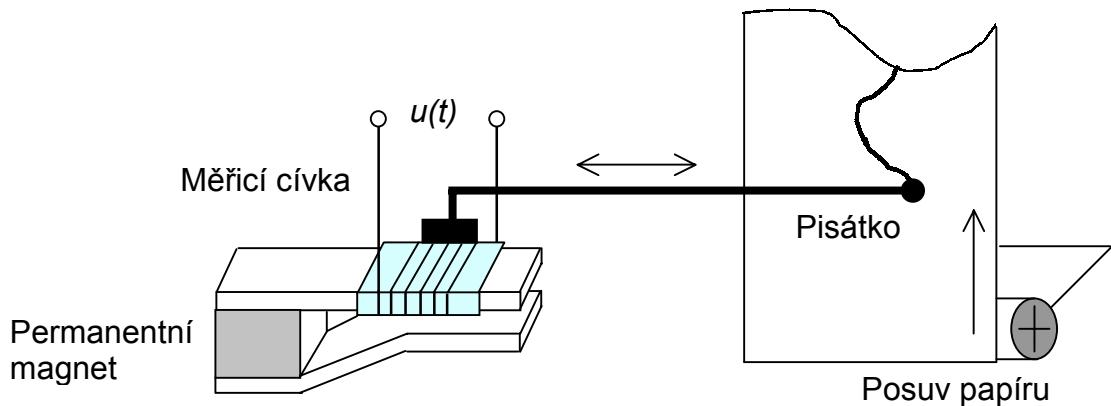


**Obrázek 7.6:** Ke kmitočtové kompenzaci pasivní napěťové sondy

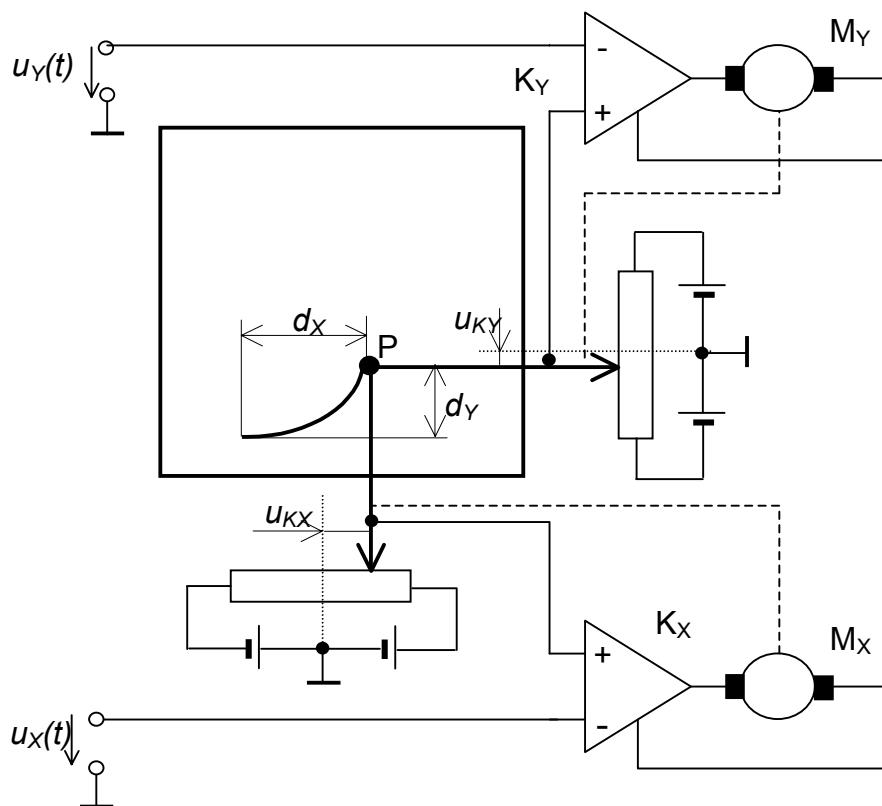
principy; ty měří stejnosměrný i střídavý proud do kmitočtu 100 MHz.

## 7.2 Zapisovače

Zapisovače jsou určeny ke grafickému záznamu průběhů elektrických a neelektrických veličin převedených vhodným způsobem na napětí. Průběhy veličin mohou být zobrazeny jako



**Obrázek 7.7:** Princip registračního zapisovače s magnetoelektrickým ústrojím funkce času  $X \rightarrow t$ , takové zapisovače se nazývají *registrační zapisovače*. Druhý typ zapisovačů zobrazuje funkci závislosti jedné veličiny na druhé  $X \rightarrow Y$ , potom jsou zapisovače značeny jako *souřadnicové zapisovače*. Průběhy jsou zaznamenány na papír, který je u



**Obrázek 7.7:** Princip souřadnicového zapisovače

registračních zapisovačů posunován konstantní nastavitelnou rychlosťí pohonným motorkem.

REGISTRAČNÍ ZAPISOVAČE využívají měřené veličiny k ovládání zapisovacího ústrojí, kterým je některé z elektromechanických ústrojí popsaných v kapitole 3. Pro zápis v pravoúhlých souřadnicích je otočný pohyb ústrojí vhodným mechanickým převodem převeden na pohyb lineární. Značná hmotnost pohyblivých částí ústrojí a tření mezi perem a papírem vyžadují, aby měřicí ústrojí mělo velký pohybový moment, proto mají registrační zapisovače velkou vlastní spotřebu. K výrobě registračních přístrojů, zapisujících časové průběhy stejnosměrných i střídavých napětí, jsou používána magnetoelektrická ústrojí. Zapisovače pro záznam časových závislostí okamžitých hodnot výkonů (*zapisovací wattmetry*) jsou konstruovány s ferodynamickým měřicím ústrojím, často s více systémy pro registraci výkonů v trojfázové síti.

Třída přesnosti registračních zapisovačů je obvykle 2,5, kmitočtový rozsah do 200 Hz. Vlastnosti zapisovače lze upravit zařazením zesilovače na jeho vstup, energie potřebná k pohybu pisátka je pak dodána z napájecího zdroje zesilovače, zvýší se napěťová citlivost zapisovače a vstupní odpor vzroste až na  $1\text{ M}\Omega$ .

SOUŘADNICOVÉ ZAPISOVAČE patří mezi nejpřesnější analogové zapisovače, pracují na principu servomechanismu. Zapisovač je tvořen dvojicí samočinně se vyvažujících kompenzátorů napětí, z nichž každý ovládá vychylování pisátka P na jedné z os X a Y. Kompenzační napětí  $u_{KX}$  a  $u_{KY}$  se automaticky mění tak, aby byla shodná s napětím  $u_X$  a  $u_Y$ . K vyvažování obou kanálů je využita zpětnovazební smyčka tvořená potenciometrem, zesilovačem a servomotorem M.

Pro zápis se nejčastěji používá papíru formátu A3/A4, který je připevněn k pracovní ploše zapisovače podtlakem, elektrostaticky nebo permanentními magnety. Měřicí rozsahy bývají  $0,1 \div 50\text{ mV/cm}$ , přesnost 0,2 %, rychlosť posunu pisátka až 500 mm/s a vstupní odpor  $1\text{ M}\Omega$ . Připojením časové základny na vstupní svorky souřadnice X je možný zápis časově závislých funkcí. Souřadnicové zapisovače se požívají k zápisu VA charakteristik, pro záznam hysterezních smyček v magnetických měřeních a jako výstupní zařízení spektrálních a impedančních analyzátorů.

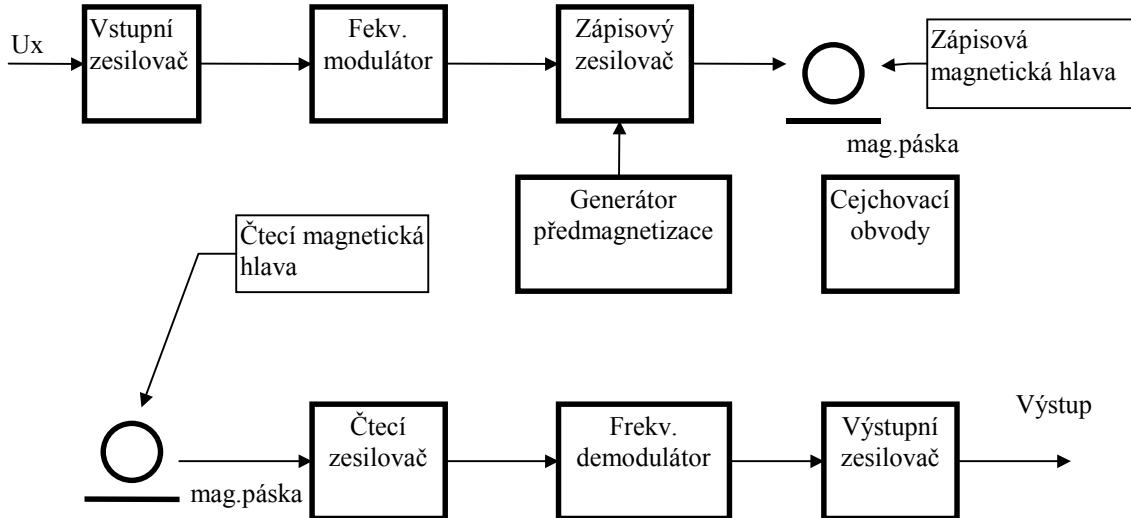
ČÍSLICOVÉ ZAPISOVAČE (PLOTTERY) jsou moderní přístroje sloužící k získání grafického výstupu z počítače v souřadnicích X a Y. Číslicové zapisovače mají vysoké rozlišení a přesnost, jsou podstatně dražší než počítač, proto jsou používány pro náročné grafické aplikace. Zaznamenávaný průběh je počítačem vyslan na vstup zapisovače jako soubor dat. Formát signálů dálkového ovládání plotterů je předepsán normou. K pohybu pisátka jsou používány reverzní čítače a krokové motory. Dražší plottery využívají ČA převodníky a analogové servomechanizmy. V současné době nabízí řada výrobců zapisovače pracující na stejném principu jako číslicové paměti dynamických dějů a číslicové vícekanálové osciloskopy. Každý kanál může mít vlastní AČ převodníky, nebo je jediný převodník do jednotlivých kanálů přepínán. Pro pomalejší zapisovače s vyšší přesností jsou používány integrační AČ převodníky (chyba 0,05 %).

Rychlé zapisovače mající šířku pásmo 10 kHz jsou vybaveny dvanáctibitovými převodníky s postupnou approximací. Vstupní impedance bývá  $1\text{ M}\Omega$ . Záznam je u rychlých zapisovačů prováděn na tepelně citlivý papír nebo na speciální typ laserové tiskárny.

Číslicové zapisovače jsou vybaveny přístrojovým rozhraním IEEE 488 a/nebo sériovým vstupem.

### 7.3 Analogové magnetopáskové záznamníky

U magnetopáskových záznamníků se využívá podobných principů, jako pro záznam obrazu či zvuku.

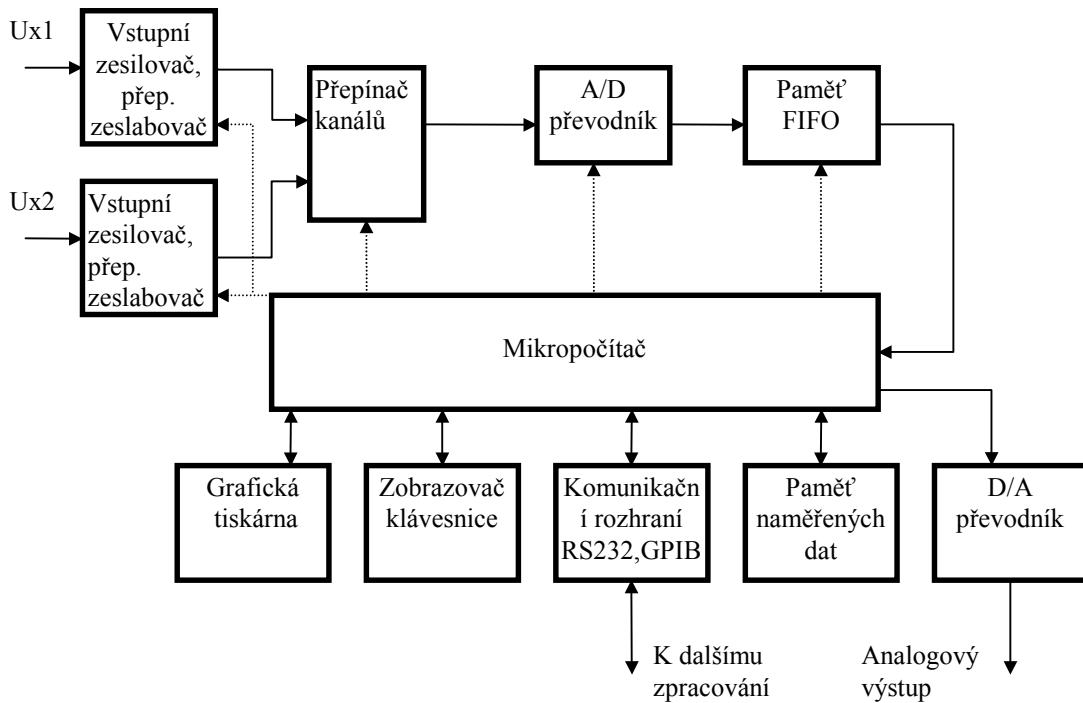


**Obrázek 7.8:** Magnetopáskový záznamník

Je tedy zřejmé, že jde o zařízení mechanicky náročné. Pro záznam signálů o nízké frekvenci je však třeba provést jeho konverzi (např. frekvenční modulaci) do oblasti vhodné pro záznam (**Obrázek 7.8**). Lze však využít i záznamu číslicového, kdy vlastnímu záznamu předchází převod signálu do číslicové podoby a jeho kódování. Tím se lze vyhnout chybám, které způsobuje magnetické médium a hlavně mechanická nepřesnost jeho pohybu. S tímto typem záznamu se setkáváme v menší míře, neboť je snaha vyhýbat se složitým a drahým mechanickým konstrukcím. V některých případech se využívá komerčních prostředků spotřební elektroniky, kdy je jako základ využit běžný videorekordér, případně jde jen o doplněk k němu. Pokud nevadí poněkud menší mechanická odolnost než u čistě elektronického řešení, lze pro záznam využít vnější paměť určenou pro počítače (např. pevný disk). Výhodou je hlavně nízká cena a malé rozměry, někdy však nižší rychlosť záznamu.

### 7.4 Číslicové záznamníky

Elektronické záznamníky využívají pro záznam naměřených hodnot některý typ polovodičové paměti. Obsahují obvody převodu vstupního signálu do číslicové podoby, vlastní paměť, obvody adresace. Pro řízení celého procesu se obvykle použije některý typ mikropočítače.

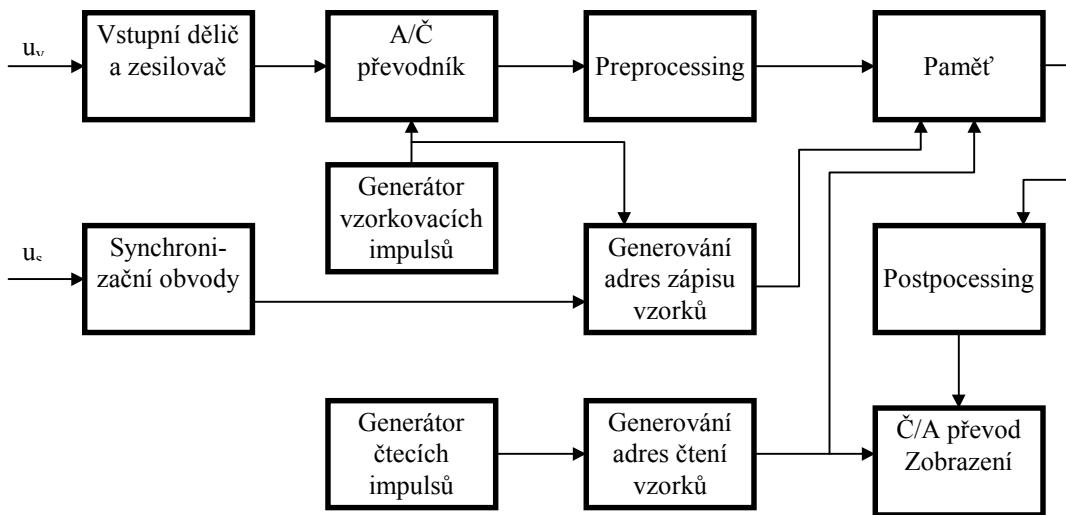


**Obrázek 7.9:** Číslicový elektronický záznamník dat

Výstup může být analogový ve formě napětí, číslicový pro další zpracování (např. sériový dle RS232C, GP-IB), grafický (záznamníky bývají vybaveny vestavěnou tiskárnou), nebo i vizuální (součástí bývá zobrazovač, na kterém lze verifikovat průběh záznamu, zobrazit již zaznamenané hodnoty a sledovat parametry záznamu). Záznamník tohoto typu dokáže provádět i určitá vyhodnocení jako zjištění statistických parametrů, histogram, spektrum. Není výjimkou, že lze takový záznamník programovat (např. variantou jazyka BASIC). Ovládání je malou alfanumerickou klávesnicí. Nezávislost na napájení zajišťují vestavěné akumulátory. Typ vstupní veličiny může být volen vhodnými výměnnými vstupními moduly. Vstupní kanály bývají navzájem galvanicky odděleny. Blokové schéma záznamníku je na **Obrázek 7.9**. Lze u nich volit citlivost, vzorkovací kmitočet, počet zaznamenaných dat před a za startovacím (synchronizačním) signálem. Jsou velmi blízké číslicovým osciloskopům. Pro zvýšení univerzálnosti mohou být vstupním zesilovačům předřazeny převodníky pro jiné (např. pasivní) elektrické veličiny. Někdy je takový záznamník řešen jako doplněk k personálnímu počítači. Ten zabezpečuje jeho ovládání, vyhodnocování naměřených dat, někdy mu poskytuje i paměťový prostor.

## 8 Číslicové osciloskopy a spektrální analyzátory

Číslicové (digitální) osciloskopy poskytují proti analogovým přístrojům některé výhody. Na druhé straně, pokud je chceme v plné míře využít, musíme se s jejich obsluhou a vlastnostmi velmi dobře seznámit. Musíme si být vědomi, že tyto přístroje pracují na principu vzorkování sledovaného signálu a že se tedy uplatní jevy, které vzorkování doprovází. Vzorkovací efekty se u analogového osciloskopu nevyskytují. Tato nevýhoda je různými způsoby omezována a je předmětem firemních úprav, což je jeden ze směrů, kterým se ubírá vývoj číslicových osciloskopů. Určitou nevýhodou, která se ovšem stále více stírá, je vyšší cena. Rozměry a váha číslicových osciloskopů je často menší, než u srovnatelných přístrojů analogových.



Obrázek 8.1: Základní princip číslicového osciloskopu

Základní blokové schéma pro jednokanálový přístroj je na **Obrázek 8.1**. Vstupní analogový signál je upraven ve vstupním děliči a zesílen podobně, jako u analogového osciloskopu. Následuje převod do číslicové podoby, nejčastěji osmibitovým paralelním převodníkem („flash“). Tako získaná data se mohou předzpracovat v bloku preprocessing a ukládají se do číslicové paměti. Rychlosť vzorkování (u špičkových přístrojů např. do 5 GHz) i ukládání je řízena generátorem vzorkovacích impulsů, adresa paměti je vytvářena v generátoru adres zápisu vzorků. Obsah vhodné části paměti je graficky zobrazován, před tím ale mohou být data zpracována blokem postprocessing. Poloha zobrazovaného bodu v ose X je dána adresou, v ose Y hodnotou v paměti.

Vlastní osciloskop dovoluje, na rozdíl od analogového řešení, zobrazení signálu i *před* vznikem synchronizační podmínky. To je umožněno tím, že budeme do paměti zapisovat vzorky cyklicky a trvale, bez ohledu na synchronizaci. V okamžiku výskytu synchronizační podmínky se zapamatuje adresu, kam je právě zapisováno a navzorkuje ještě dalších  $n$  vzorků. Pokud je kapacita paměti  $N$ , máme v případě  $n = 0$  možnost sledovat děje, které probíhaly **před** vznikem synchronizace, pokud je  $n = N$ , sledujeme děje až po vzniku synchronizace. Pokud je  $n = k \times N$ , kde  $k \in \{0,1\}$ , lze pomocí konstanty  $k$  volit mezi těmito dvěma případy (často spojitě, někdy jen v krocích např. 0,1, 0,5, 0,9). Zároveň se modifikuje adresování generátorem čtecích impulsů, aby zobrazení nejstarších vzorků bylo v levé části zobrazení a nejnovějších v pravé.

Velikost paměti vzorků má vliv na použitý vzorkovací kmitočet. Např. má-li zobrazení  $a = 10$  délky na vodorovné ose, používáme-li časovou základnu  $t = 1$  ms/dílek a kapacita paměti  $N = 2000$  vzorků, musíme použít vzorkovací kmitočet  $F_{vz} = N/(t \times a) = 200$  kHz. Je zřejmé, že použití paměti s větší kapacitou (např. 16 Mvzorků) vede na vyšší vzorkovací kmitočet, což dovolí bez problémů použít různých typů zvětšení (realizuje blok postprocessingu).

Blok preprocessingu dovoluje např. zvýšit vzorkovací kmitočet, aniž by bylo třeba extrémně zvětšovat velikost paměti. Musí řešit v reálném čase (tedy v rychlosti, dané vzorkováním) např. kompresi dat, případně číslicovou filtraci či hledání extrémů. Příkladem může být algoritmus, který dovoluje zobrazit i úzké impulsy („glitches“) v poměrně pomalém signálu (použito v přístroji Scope Station LS140 firmy LeCroy). Představme si, že máme parametry časové základny i velikost paměti takovou, jak uvedeno výše. Je jasné, že zobrazení impulsu délky 20 ns je nemožné. Avšak použijeme-li tohoto algoritmu („alias protect“), je vzorkovací frekvence nastavena trvale na 200 MHz ( $T_{vz} = 5$  ns), lze snadno

impuls o délce 20 ns převést do číslicové podoby. Pak vyhledáváme maximum a minimum mezi 1000 vzorky a tyto dvě hodnoty zaznamenáme do paměti a později zobrazíme. Tím zajistíme, že případný výskyt takového impulsu nezůstane ukryt, byť nelze jeho tvar přesně zjistit. Podobně lze číslicovou filtrací odstranit případné rušení ve sledovaném signálu, aniž utrpí tvar pozorovaného průběhu. Právě tyto různé metody používají různé přístroje a při volbě je nutno se o nich informovat.

Blok postprocessingu již zpracovává data uložená v paměti a je méně náročný na rychlosť. Častý je případ, kdy tento blok rekonstruuje vzorky v paměti tak, aby zobrazení bylo kvalitnější, tedy aby se vystačilo s menším počtem vzorků. Jde např. o interpolaci - často lineární, kdy jsou body, představující jednotlivé vzorky, propojeny úsečkami, ale i složitější ( $\sin(x)/x$ ), číslicovou filtraci a to např. klouzavým průměrem přes vzorky v paměti (zužuje se tím frekvenční pásmo), nebo průměrováním vzorků starých a nových (u periodických průběhů), zobrazení maxim a minim a řadu dalších. Tento blok často počítá i numerické charakteristiky signálu (střední hodnotu, efektivní hodnotu atd.), provádí zvolené operace (integrace, derivace, FFT...).

Synchronizační obvody bývají proti analogovým přístrojům podstatně rozšířeny. Kromě spouštění úrovní (hranou) bývá k dispozici spouštění dle délky impulsu, chybějícím impulsem, počtem výskytu, zvoleným TV řádkem a snímkem atd.

Zobrazení je řešeno buď vakuovou obrazovkou, případně jiným typem (LCD...). Tento blok zobrazuje i rastr pro odečítání, kurzory (značky) pro měření velikosti napětí a času, zobrazuje pomocné informace o režimu či parametrech přístroje, případně o vypočtených veličinách (tzv. readout). Tento blok zajišťuje i výstup na připojenou tiskárnu pro grafickou dokumentaci. Jeho součástí bývají i tzv. referenční paměti. Do nich lze uložit změřené průběhy a porovnávat jejich tvar s právě měřeným signálem. Toto porovnání může být i automatické, kdy obsah referenční paměti vymezuje toleranční pásmo (masku), v němž se musí měřený průběh nacházet. Tak lze i automaticky sledovat výskyt chybových stavů, aniž je zatěžována obsluha. Při vzniku takového stavu je provedena zvolená akce (akustický signál, uložení obrazu do referenční paměti, tisk na tiskárně...). Číslicové osciloskopu bývají vybaveny řadou těchto, často nepříliš průhledných, funkcí. Vlastní zobrazení může být buď rastrové (pak je často použit standardní grafický adaptér VGA 640×480) nebo pro nejvyšší nároky vektorové. Někdy je použito i barevné zobrazení.

Skutečné řešení se opírá o aplikaci mikropočítačové techniky. Obvykle se používají 3 procesory (specializované zákaznické obvody). Prvý zajišťuje funkce vzorkování signálu a ukládání do paměti, druhý realizuje zobrazení a postprocessing, třetí komunikuje s obsluhou prostřednictvím panelu přístroje, nastavuje parametry přístroje (vstupní dělič, časovou základnu, měření pomocí značek...) a komunikuje s externími zařízeními (počítač, tiskárna). Není výjimkou použití samostatného specializovaného procesoru jen pro synchronizaci. Instalovaný výpočetní výkon bývá značně vysoký.

Pokud sledujeme číslicovým osciloskopem *periodický* signál, lze využít podobného principu, jako bylo popsáno v 7.1.4. Není pak nutný velmi rychlý převodník, postačuje rychlý vzorkovač a zesilovač. Tato metoda získávání dat se volí často i automaticky, při vyšších rychlostech časové základny. Je nutno vědět, kdy se tento princip použije, abychom při sledování jednorázového průběhu nezískali chybnou informaci. Protože tato metoda umožňuje zobrazení signálů s vyššími frekvencemi, bývá z reklamních důvodů udávána. Např. osciloskop Hewlett-Packard 54600B je prezentován jako přístroj se šírkou pásmá 100 MHz, avšak používá vzorkování do 20 MHz, což u jednorázových průběhů dovoluje sledování do asi 6 MHz. Používá se náhodného vzorkování, tak že zobrazení kompletního průběhu trvá i několik sekund.

Při volbě číslicového osciloskopu si musíme být vědomi následujících vlastnosti:

- Lze sledovat signál i před výskytem synchronizace
- rozšířené možnosti synchronizace
- kvalitnější zobrazení i při velkých rychlostech časové základny
- kvalitní sledování jednorázových průběhů (paměťový osciloskop)
- možnost úpravy signálů, odstranění rušení, operace se signálem
- přímé měření vybraných parametrů
- ukládání významných průběhů do paměti a možnost jejich vyvolání
- automatická kontrola vybraných parametrů signálů, porovnávání s referenčním průběhem
- snadné pořízení grafické dokumentace o sledovaném průběhu
- možnost získání hodnot vzorků v numerické podobě
- možnost připojení do měřicího systému .

Je třeba mít na zřeteli i negativní vlastnosti:

- Výskyt aliasing efektu
- omezená přesnost A/D převodníku
- složitější obsluha
- při chybné obsluze zavádějící výsledky
- jen výjimečně je možná modulace jasu

Parametry, které u číslicového osciloskopu musíme navíc vzít v úvahu, jsou maximální vzorkovací frekvence, velikost paměti pro ukládání vzorků, rychlosť obnovy zobrazení, metody pro omezení aliasing efektu. Musíme dbát i na to, zda při nastavené nejvyšší citlivosti, nulovém vstupním signálu a vyřazených filtračních algoritmech není příliš velký vlastní šum přístroje (např. větší jak jeden velký dílek rastru). Malá rychlosť obnovy zobrazení způsobuje, že přístroj má velkou tzv. mrtnou dobu, tj. dobu, kdy vstupní signál není vůbec sledován a vzorkován.

Tyto přístroje lze samozřejmě řešit i jako vícekanálové a to buď jako tzv. pravé vícekanálové, tj. se zvláštním vzorkovačem, A/D převodníkem a pamětí pro kanál, nebo nepravé, kdy je řešení podobné jako v kap. 7.1.3. a kdy klesá s rostoucím počtem kanálů vzorkovací frekvence na kanál. Někdy (např. u čtyřkanálového přístroje) je použita kombinace obou způsobů. Lze také zajistit i zobrazení **X-Y**, někdy i současně se zobrazením **Y-T**. Vyskytuje se i přístroje, které dovolují práci v režimu analogového osciloskopu i v režimu osciloskopu číslicového. Tak lze zkombinovat výhody obou řešení.

Ovládání číslicových osciloskopů je řešeno kombinací „analogových“ ovládacích prvků (knoflíků), numerických tlačítek, tlačítek voleb funkcí a tlačítek, jejichž funkce se mění podle režimu („soft keys“). Někdy se používá i princip dotykové obrazovky („touch screen“). Jen výjimečně tyto ovládací prvky mění přímo parametry např. vertikálního zesilovače, obvykle jde o periferní zařízení ovládacího mikropočítače. Bývá vestavěna funkce automatického nastavení („Auto set“), která nastaví přístroj dle vstupního signálu. Nastavení osciloskopu se uchovává i po jeho vypnutí a lze je uložit a opětne vyvolat. Při zapnutí se provádí vnitřní test pro kontrolu správné funkce. Další diagnostické funkce, které lze spustit, zajistí kalibraci zesilovačů a převodníků, správné nastavení zobrazení a často slouží jen pro servisní účely (nebývají popsány). Standardní součástí je kalibrátor.

Některé speciální číslicové osciloskopy dovolí i ovládání a předávání dat přes počítačovou síť (ETHERNET), případně pomocí telefonních linek pomocí vestavěného modemu. Pro ukládání dat bývají vestavěné disketové jednotky nebo i pevný disk. Součástí je někdy i interní tiskárna.

Cenově jsou tyto přístroje v několika kategoriích, cena průměrného přístroje se vzorkovací frekvencí kolem 200 MHz je řádově 250 000 Kč, špičkové přístroje se nabízí za 1 500 000 až 3 000 000 Kč.

## 9 Přístroje na měření kmitočtového spektra

Tyto přístroje mají za úkol získat spektrum signálu (vyjádřeného napětím) ve frekvenční oblasti. Cílem je zjistit velikost složek diskrétního spektra nebo průběhu spektrální hustoty u spojitého spektra. Význam těchto přístrojů spočívá v tom, že sledování složitých signálů v časové oblasti je málo přehledné, některé jeho charakteristiky se např. na osciloskopu sledují obtížně. V kmitočtové oblasti je naopak sledování jednodušší.

Můžeme je rozdělit do následujících kategorií:

- analyzátor s indikací jedné složky (spektrometry)
- analyzátor s grafickým zobrazením (indikací více složek)

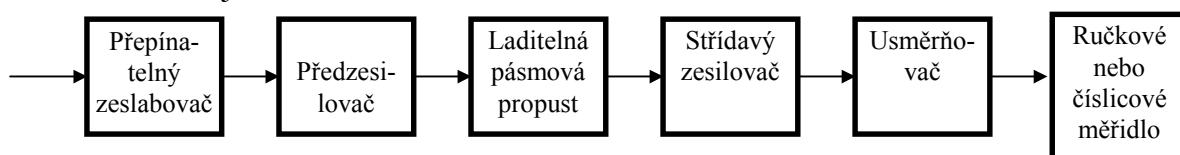
Jiné dělení vychází z použitého principu:

- analogové
- číslicové

Analyzátor s indikací jedné složky jsou pro zdlouhavost měření při analýze více složek spektra nevhodné a vyžadují, aby se spektrum neměnilo během měření. Analyzátor s grafickým zobrazením dovoluje sledovat do jisté míry změny spektra v čase. Číslicové analyzátor využívají ke zjištění spektra DFT (nejčastěji FFT), případně číslicovou filtraci. Jsou to přístroje náročné a komplikované a i tak nelze jedním principem pokrýt všechny požadavky. Např. firma Agilent vyrábí 29 typů těchto přístrojů, z nichž nejlacinější stojí asi 300 000 Kč. Analogové spektrální analyzátor jsou založeny na použití pásmových propustí a většinou poskytují jen amplitudové spektrum.

### 9.1 Spektrální analyzátor s indikací na jednom volitelném kmitočtu (spektrometry)

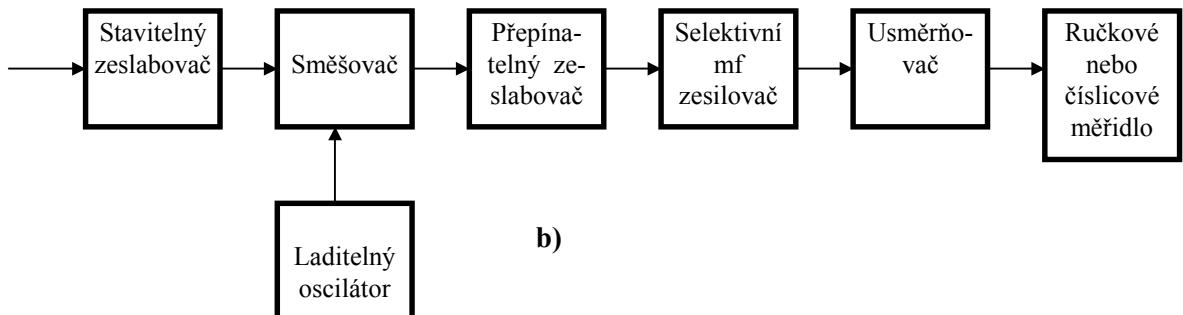
**Analyzátor bez přeměny kmitočtu** jsou určeny pro oblast nízkých kmitočtů a jejich blokové schéma je na **Obrázek 9.1**.



**Obrázek 9.1:** Spektrální analyzátor bez přeměny kmitočtu s indikací na jediném kmitočtu

Tyto přístroje jsou založeny na principu selektivních milivoltmetrů nebo mikrovoltmetrů, jimiž lze měřit napětí na vybraném kmitočtu. Jsou řešeny na principu přímém (bez přeměny kmitočtu) nebo jako heterodynny s přeměnou kmitočtu. Měření probíhá tak, že postupně přelaďujeme pásmovou propust nebo přepínáme pevně naladěné pásmové propusti a získáváme hodnoty napětí jednotlivých harmonických. Pásmová propust je buď laditelná spojitě nebo je řešena jako sada přepínatelných pevných propustí. Je navržena buď jako aktivní RC, případně LC. Přepínatelné propusti mají větší šířku pásma (třetinu oktávy), aby jejich počet nebyl příliš velký. Při přelaďování zůstává relativní šířka pásma propusti konstantní.

Spektrální analyzátory heterodynitého typu (**s přeměnou kmitočtu**) mohou být vysokofrekvenční i nízkofrekvenční.

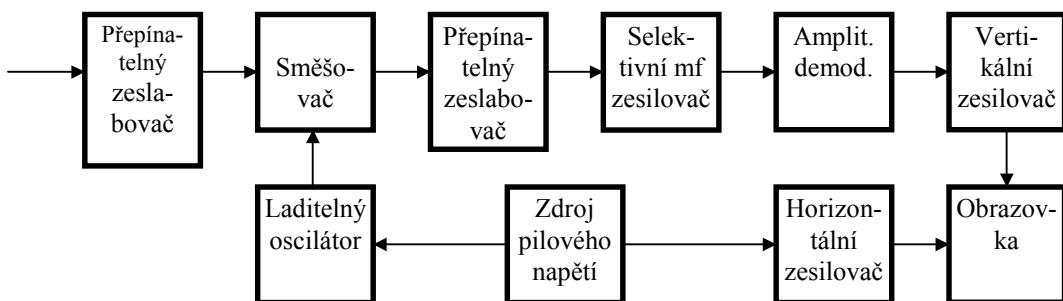


**Obrázek 9.2:** Spektrální analyzátor s přeměnou kmitočtu s indikací na jediném kmitočtu

Princip zapojení je na **Obrázek 9.2**. Je to vlastně analyzátor předchozího typu s pevně laděnou pásmovou propustí a s měničem kmitočtu. Přeladování se děje změnou kmitočtu oscilátoru. Absolutní šířka pásma je konstantní. Konverze kmitočtu může být i vícenásobná. Postup měření je opět dosti zdlouhavý. Při měření nesmí být žádný stupeň analyzátoru přebuzen, protože pak by došlo ke změně spektra.

## 9.2 Analogové spektrální analyzátory s obrazovkou

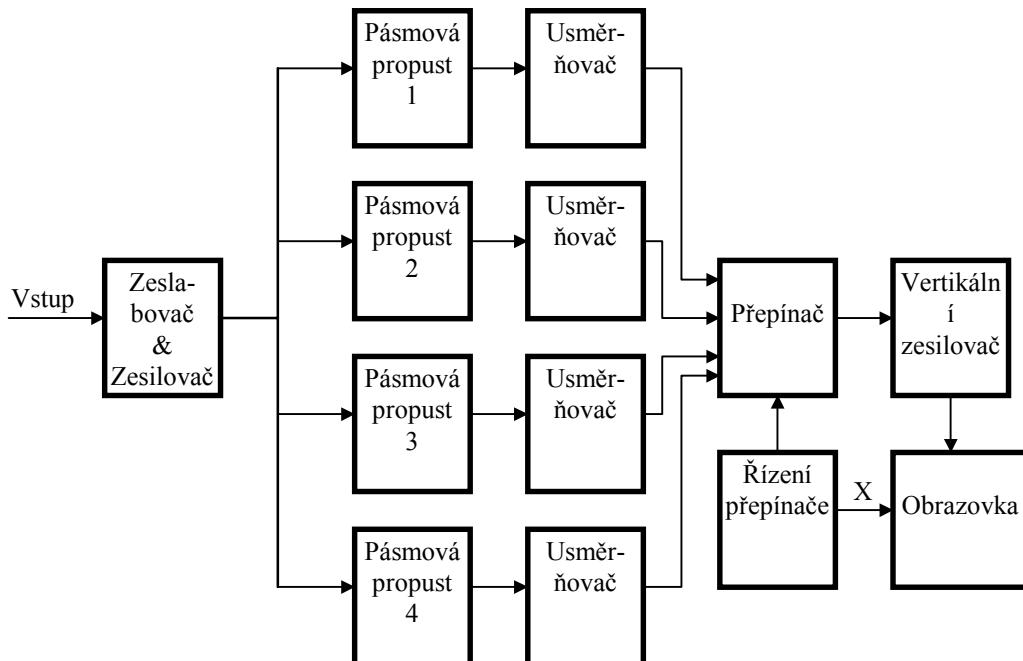
I když lze jistým způsobem (motorovým přeladováním a spřaženým zapisovačem) poněkud urychlit měření analyzátem z kap. 9.1, nedovoluje takové řešení měřit proměnná spektra. Analyzátory s obrazovkou dávají větší přehled o jeho průběhu v široké oblasti a proto se někdy nazývají panoramatické. Mohou být řešeny s přeměnou kmitočtu nebo bez ní.



**Obrázek 9.3:** Heterodyný spektrální analyzátor s obrazovkou

**Heterodyný spektrální analyzátor s obrazovkou** je zapojen dle schématu na **Obrázek 9.3**. Zdroj pilového napětí přeladuje oscilátor (a tím i celý analyzátor) a současně vychyluje paprsek v obrazovce v horizontálním směru. Ve vertikálním směru se paprsek vychyluje napětím z amplitudového demodulátoru, což odpovídá amplitudě harmonických.

Frekvenční stupnice může mít průběh lineární nebo logaritmický, stupnice ve vertikálním směru může být lineární v jednotkách napětí nebo lineární v dB. Zárukou správné funkce je linearita změny kmitočtu laditelného oscilátoru dle napětí, pokud osa kmitočtu má být též lineární. Frekvence pilového napětí nesmí být příliš velká, aby nedocházelo k ovlivnění spektra přechodnými jevy. Proto je někdy třeba obrazovka s dlouhým dosvitem či je nutno zobrazení řešit podobně, jako u číslicového osciloskopu.



**Obrázek 9.4:** Spektrální analyzátor s obrazovkou bez přeměny kmitočtu

Pro oblast nízkých kmitočtů se vyskytuje řešení **spektrálního analyzátoru s obrazovkou bez přeměny kmitočtu**.

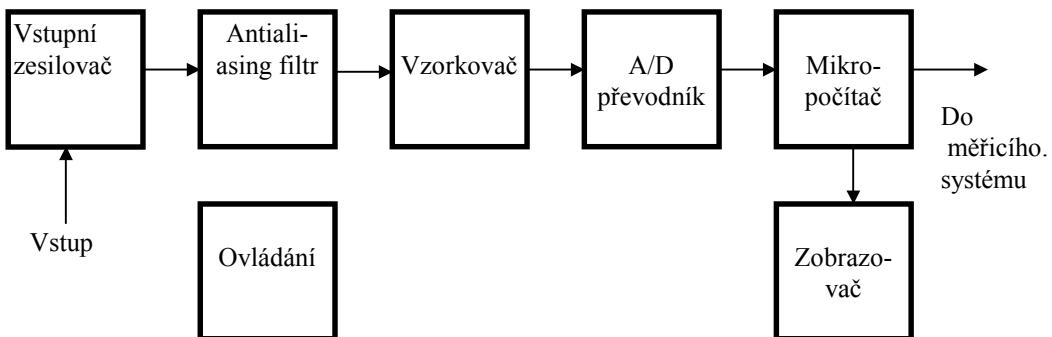
Jeho princip je na **Obrázek 9.4.** Analyzované napětí přichází současně na vstup pásmových propustí, jejichž pásma propustnosti na sebe navazují. Pokud jde o propusti třetinooktálové, musí jich být např. pro nf oblast asi 30. Výstupní napětí se usměrňují a vedou na elektronický přepínač, který zároveň generuje napětí pro vodorovné vychylování. Na svislé vychylování paprsku se použije napětí za přepínačem.

Na stínítku se pak vykreslí hrubý průběh obálky spektra analyzovaného napětí. Výhodou řešení je, že rychlosť vychylování ve vodorovném směru může být velká a nezávislá na rychlosti přechodných dějů filtrů. K zobrazení lze užít i obrazovku s elektromagnetickým vychylováním. I u téhoto principu lze využít některých číslicových prvků (zobrazování, měření velikosti napětí, průměrování složek a jiné výpočty). Nelze však zachytit rychlé změny ve spektrech, pokud je rychlosť změny větší než rychlosť rozmítání či přepínání. Bývají vybavovány dalšími pomocnými funkcemi, jako je lupa aj. Jsou k dispozici pro frekvence řádově 10 kHz - 50 GHz.

### 9.3 Číslicové spektrální analyzáitory

Tyto přístroje jsou založeny na matematické operaci - diskrétní Fourierově transformaci (DFT) nebo číslicové filtrace vstupního signálu. Pro svoji činnost vyžadují navzorkovaný vstupní signál a procesor, který provede potřebné operace (nejčastěji algoritmus FFT) a zajistí zobrazení vypočtených složek. Je zřejmé, že lze zobrazit spektra amplitudová, výkonová i fázová. Pro správnou funkci však vyžaduje, aby byly dodrženy všechny zákonitosti, plynoucí z teorie signálů. V prvé řadě je třeba signál správně navzorkovat s dodržením vzorkovacího teorému. Proto bývá v cestě signálu zařazen antialiasing filtr, který u neznámého signálu zabezpečí potlačení vyšších složek spektra signálu. Signál je třeba navzorkovat s dostatečným počtem kvantizačních úrovní, aby analyzátor měl dobrý dynamický rozsah. Osmibitový převodník vyhoví jen v jednodušších případech. Tyto

číslicové vzorky se uloží do paměti, odkud je vyzvedá procesor řešící příslušné výpočty. Důležitá je volba potřebného časového okna, které je principiálně nezbytné, protože měříme v konečném časovém intervalu. Volba typu okna je daná parametrem, který nás zajímá. Pokud chceme mít dobré rozlišení kmitočtů, volíme okno „flat-top“, pokud chceme mít správné velikosti složek, volíme okno Hannovo. Typů oken je ovšem kolem 80 a dosti zásadním způsobem ovlivňují měření.



**Obrázek 9.5:** Blokové schéma číslicového spektrálního analyzátoru

Po vlastní transformaci se provádí další opatření, jako průměrování spekter, zvýšení rozlišení aj. Přístroje bývají i vícekanálové, tak že lze spektra porovnávat, případně provádět i složitější operace. Frekvenční rozsah je zatím menší, než u předchozích typů. Např. Hewlett-Packard vyrábí tyto přístroje s mezním kmitočtem asi 10MHz. Blokové schéma jednukanálové varianty je na **Obrázek 9.5**.

Vzorkovací frekvence se mění podle požadovaného frekvenčního rozsahu, podobně lze nastavovat i parametry antialiasing filtru. V některých případech jsou vzorkovací frekvence i parametry antialiasing filtru konstantní a využívá se decimace navzorkovaných dat. Hlavní tíže pak přísluší zpracovávajícímu mikropočítači (využívá se např. signálový procesor), který řeší i zobrazování. Tyto přístroje lze obvykle zařadit do měřicího systému.

Číslicové spektrální analyzátory mohou využívat i metod číslicové filtrace. Technické prostředky jsou stejné, jak uvedeno na **Obrázek 9.5**, rozdílný je algoritmus činnosti mikropočítače. Využívá se číslicových filtrů, které podobně, jako u analogových spektrálních analyzátorů, dokáží získat hodnoty amplitud jednotlivých harmonických.

Pro jednodušší účely, kde se nevyžaduje velký dynamický rozsah, lze použít ke spektrální analýze i doplňky číslicových osciloskopů, které řeší tentýž úkol (HP 54657A nebo HP 54658A pro osciloskopy řady HP54600), případně je možnost provádění FFT součástí složitějších číslicových osciloskopů.

## 9.4 Přístroje na měření zkreslení vyššími harmonickými složkami

U periodických napětí - zejména u napětí kvaziharmonických - nás často zajímá, do jaké míry se liší jeho tvar od čistě harmonického. Zjišťování této odchylky sledováním na osciloskopu je příliš hrubé, z časového průběhu se tedy nedá vyjít. Pro měření je výhodnější si uvědomit, že harmonické napětí můžeme vyjádřit jako

$$u = U \sin \omega t$$

Pokud je napětí zkreslené, obsahuje i vyšší harmonické složky, které jsou celistvým násobkem základní harmonické. Pak takové napětí bez stejnosměrné složky můžeme vyjádřit řadou

$$u = U_1 \sin \omega t + U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + U_4 \sin(4\omega t + \varphi_4) + \dots$$

Amplitudy vyšších harmonických tedy udávají, o kolik se zkreslené napětí liší od ryze harmonického. Jako míra této odchylky se zavádí činitel harmonického čili tvarového zkreslení. Dá se definovat jako poměr efektivní hodnoty všech vyšších harmonických k efektivní hodnotě základní harmonické:

$$k_1 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}$$

Vyjadřuje se v %, někdy též v dB.

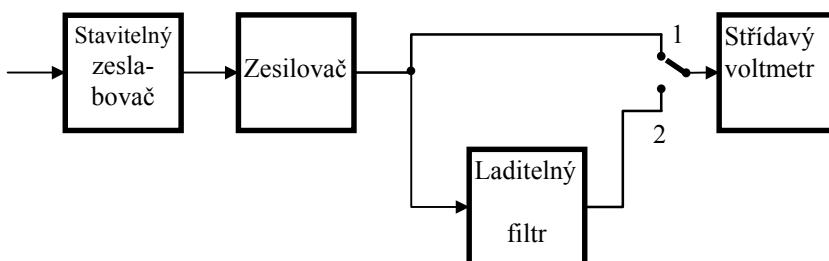
Tento činitel by bylo možno měřit spektrálním analyzátorem (a spektrální analyzátory ho obvykle dokáží přímo zobrazit), ovšem používat takový komplikovaný přístroj není jednoduché, navíc je i nákladný. Pokud není zkreslení  $k_1$  příliš velké, lze použít jiné definice:

$$k_2 = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}}$$

Tato definice vyjadřuje, že činitel harmonického zkreslení je dán poměrem efektivní hodnoty vyšších harmonických k efektivní hodnotě celého signálu. Při malých zkresleních dávají obě definice přibližně stejnou hodnotu, jsou vázány vztahem:

$$k_2^2 = \frac{k_1^2}{1 + k_1^2}$$

Vlastní měření činitele harmonického zkreslení představuje tedy dva problémy. Jednak měření efektivní hodnoty celého signálu a filtrace. Abychom nemuseli v přístroji provádět dělení, budeme citlivost přístroje při měření celého signálu nastavovat vždy tak, aby jmenovatel výrazu pro  $k$  byl 1 (100%).



**Obrázek 9.6:** Analogový přístroj pro měření harmonického zkreslení

Hodnota napětí vyšších harmonických pak při nezměněné citlivosti udává přímo  $k_2$ . Blokové schéma měřiče harmonického zkreslení je na **Obrázek 9.6**.

Vstupní napětí přichází na zeslabovač s plynulou regulací. Ten nastavíme v poloze přepínače 1 tak, aby střídavý voltmetr ukázal přesně maximální výchylku 100%. Pak přepneme přepínač do polohy 2 (měříme jmenovatel  $k$ ). Filtr nastavíme tak, aby výchylka byla co nejmenší a odečteme velikost harmonického zkreslení. Aby odečet byl přesnější, mírá střídavý voltmetr volitelné rozsahy, které při ladění nastavujeme na nižší a nižší. U moderních přístrojů je tento postup automatizován.

Toto, ač na první pohled jednoduché měření, má však svá úskalí. Předpokladem je, že signál lze skutečně vyjádřit tak jak popsáno v úvodu a jiné složky neobsahuje. To nebývá vždy splněno (je zde například přítomna složka 50 Hz ze sítě, která není v žádném vztahu k měřenému signálu). Dále musíme předpokládat, že kmitočet  $\omega$  se nemění. Filtr v měřiči

zkreslení musí být úzký a případné (např. rychlé) změny by vedly na falešně vyšší hodnotu  $k$ . Tyto problémy se omezí tak, že např. pro odstranění nižších frekvenčních složek, které mají původ v rušení ze sítě, předřadíme celému přístroji horní propust s mezním kmitočtem např. 1kHz. Měření musí ovšem probíhat na kmitočtech vyšších. Pro odstranění obtížného ručního ladění filtru bývá přístroj vybaven automatickým doladováním.

Filtr bývá řešen jako úzká pásmová zádrž, někdy jako horní propust. Užívají se dvojité T-články nebo Wienův most či aktivní filtry. Voltmetr by měl měřit skutečnou efektivní hodnotu.

Tyto přístroje se pro jednoduchost měření a snadnou interpretaci výsledků stále používají a vyrábí. Lze je většinou použít i jako střídavé voltmetry. Pro měření např. nízkofrekvenčních zesilovačů jsou vybaveny i vlastním generátorem, který je přeladován souběžně s filtrem. Někdy přímo na obrazovce zobrazují závislost harmonického zkreslení na kmitočtu či velikosti vstupního signálu. Měřívají i jiné koeficienty zkreslení (např. intermodulační).

Řešení je ovšem možné i číslicové (využitím DFT), které dovoluje měřit koeficienty harmonického zkreslení nižší jak 0,001% (Audio Precision System One aj.).

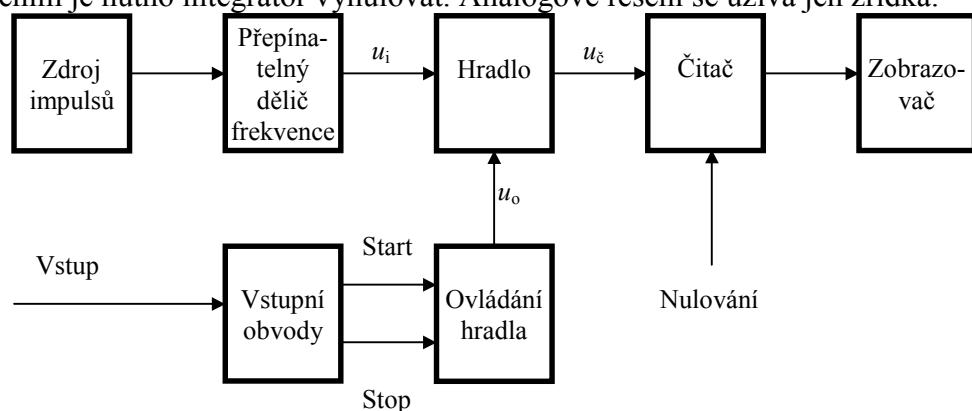
## 10 Přístroje pro měření časového intervalu, frekvence a fáze

### 10.1 Přístroje na měření časového intervalu

Přístroje pro měření časového intervalu slouží pro určení časových parametrů signálu (délka pulsu, perioda), pro určení vzájemného časového posunutí dvou signálů (zpoždění jednoho signálu proti druhému), může však zprostředkovat i měření jiných veličin. Časové intervaly lze samozřejmě měřit osciloskopicky, avšak nejčastěji je řešeno číslicově čítací metodou. Analogové řešení je též možné integrací konstantního napětí po dobu měřeného intervalu. Napětí na integrátoru po uplynutí měřeného intervalu je na něm lineárně závislé:

$$U_i = kT$$

Před měřením je nutno integrátor vynulovat. Analogové řešení se užívá jen zřídka.



Obrázek 10.1: Blokové schéma číslicového měřiče časových intervalů

**Číslicové měření**, založené na čítací metodě, je znázorněno na **Obrázek 10.1**. Měřený časový interval je vymezen impulsy *Start* a *Stop*. Po tento interval je otevřeno hradlo a propouští impulsy  $u_i$  do čítače, který před zahájením měření musí být vynulován. Po skončení

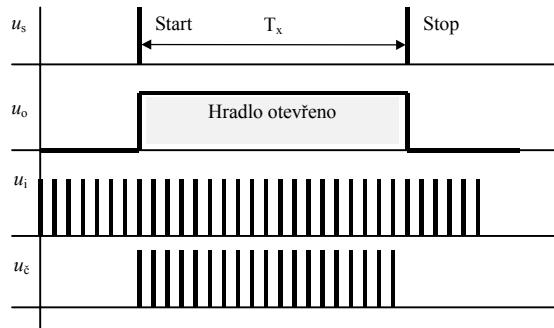
měření udává čítač počet impulsů a indikuje toto číslo na zobrazovači. Je-li celkový počet impulsů  $N$  a frekvence impulsů  $u_i$  je  $f$ , pak pro měřený časový interval platí

$$T_x = N/f$$

Maximální kvantovací chyba metody je  $T=1/f$ , tedy při měření musí být  $N \gg 1$ . Průběhy napětí jsou na **Obrázek 10.2**.

Čítač je sekvenční logický obvod, jehož stav závisí na počtu impulsů, které jsou přivedeny na jeho vstup. Jednotlivé stavy odpovídají používaným kódům, např. binárnímu či BCD. Doba přechodu mezi stavy čítače musí být podstatně kratší, než je nejkratší perioda impulsů  $u_i$ .

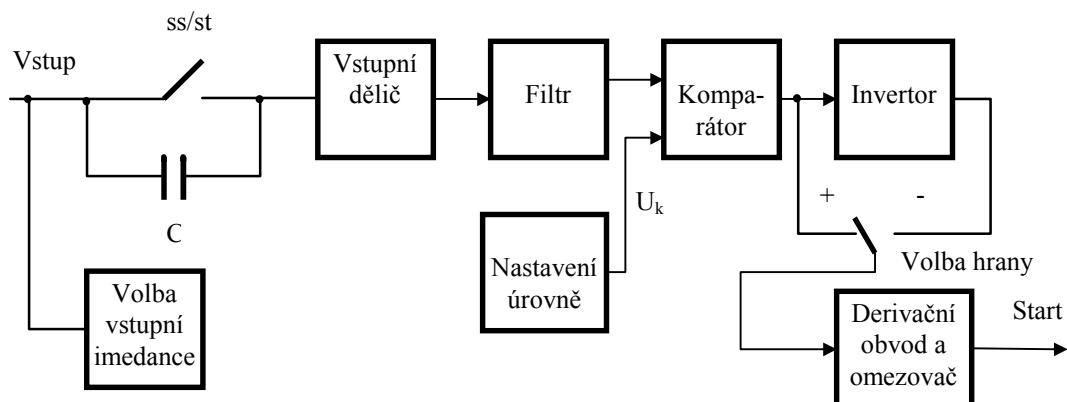
Zobrazovač je numerického typu. Bývá vybaven pamětí, takže i během dalšího čítání zachovává původní údaj. Někdy je mu předřazena malá výpočetní jednotka, takže lze zobrazovat i odchylky, maxima a minima, střední hodnotu nebo rozptyl. Jeho součástí je i dekadér pro převod do dekadické číselné soustavy. Operace dělení hodnotou  $f$  je často řešena posunem desetinné tečky. Ze zobrazovače může být k dispozici číslicový výstup pro připojení do měřicího systému.



**Obrázek 10.2:** Průběhy napětí v číslicovém měřiči časového intervalu

Generování impulsů  $u_i$  je řešeno dělením frekvence signálu ze zdroje impulsů, tvořeného stabilním krystalem řízeným oscilátorem. Přepínatelný dělič impulsů dovoluje dekadické dělení a změnu časového rozsahu.

Pro řízení cyklu měření je vestavěna řídicí a ovládací jednotka (na **Obrázek 10.1** neuvedeno).



**Obrázek 10.3:** Vstupní obvody měřiče časových intervalů

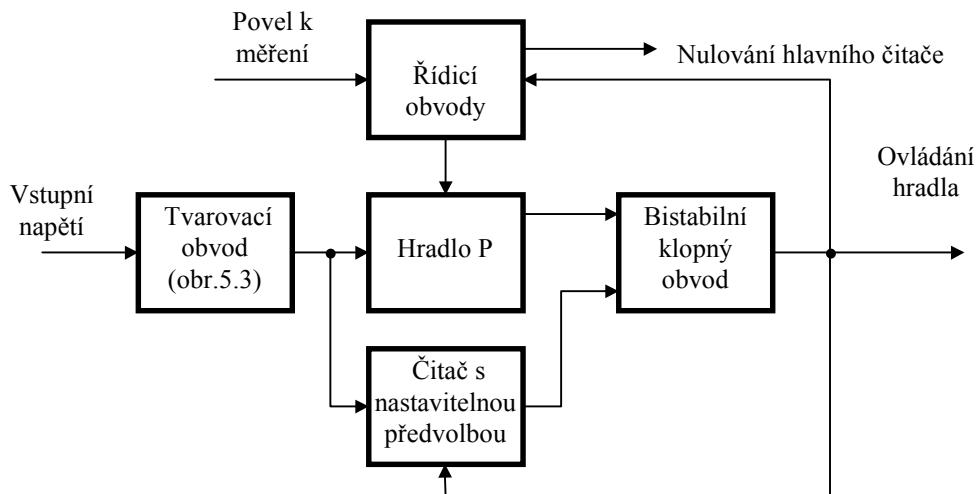
Vstupní obvody, znázorněné na **Obrázek 10.1**, mají za úkol vytvořit signály *Start* a *Stop* z obecného průběhu přiváděného na vstup přístroje. Pokud měříme časový interval mezi

dvěma signály, může být blokové schéma vstupních obvodů pro tvorbu signálu *Start* dle **Obrázek 10.2**.

Vstupní signál může být zbaven stejnosměrné složky kapacitou C (vypínač vypnut) a zmenšen v nastavitelném vstupním děliči (10x, 100x). Dále bývá možnost zařadit filtr typu dolní propust, který odfiltruje případné rušivé signály (mezní kmitočet např. 100 kHz). Komparátor s nastavitelnou úrovní přemění obecný vstupní signál na obdélníkový porovnáním s napětím  $U_k$ , vytvořeném v bloku *Nastavení úrovně*. Toto napětí je nastavitelné buď ručně, nebo se nastavuje automaticky na zvolenou velikost (např. 50% mezivrcholové hodnoty vstupního napětí). Velikost napětí  $U_k$  u kvalitnějších přístrojů je možno zjistit (odečíst, změřit externím voltmetrem aj.). Komparátor mívá zavedenu určitou hysterezi, jejíž velikost může být možno měnit. Tím se omezí vliv např. šumu, který by mohl generovat nahodilé impulsy. Obdélníkové napětí je možno invertovat a tím volit, zda se bude časový interval měřit od náběžné či sestupné hrany. Derivační obvod s omezovačem vytvoří požadovaný impuls *Start*. Vstupní obvody pro kanál *Stop* jsou shodné.

Pokud má přístroj měřit **periodu** vstupního napětí, jsou nutné pouze jedny vstupní obvody, např. dle **Obrázek 10.3**. Za nimi je třeba zařadit klopný obvod (nebo čítač), který generuje signál pro ovládání hlavního hradla, jak znázorněno na **Obrázek 10.4**.

Vstupní signál se tvaruje v obvodech, znázorněných na **Obrázek 10.3**, při čemž se velikost napětí  $U_k$  se volí nulová (napětí však nesmí vícekrát protínat nulovou úroveň během periody). Po povelu k měření (tlačítkem nebo periodicky multivibrátorem s nastavitelnou frekvencí) řídicí obvody vynulují hlavní čítač (**Obrázek 10.1**). Pak je otevřeno hradlo P. Při průchodu nulou a zvolené hraně vstupního napětí se vygeneruje impuls, který překlopí bistabilní klopný obvod a otevře hradlo (**Obrázek 10.1**). Hradlo P se uzavře a čítač s předvolbou přestane být nulován. Při dalších průchodech nulou a zvolené hraně čítá čítač s předvolbou (tj. po každé periodě vstupního napětí). Po dosažení zvolené předvolby se překlopí bistabilní klopný obvod zpět a uzavře hradlo (**Obrázek 10.1**). Hlavní čítač odměřil dobu trvání zvoleného počtu period. Dobu jedné periody získáme dělením.



**Obrázek 10.4:** Princip převodu zvoleného počtu period na časový interval

Měřením většího počtu period dosáhneme větší přesnosti, avšak je třeba si uvědomit, že měření trvá déle a změřená hodnota je *průměrem* ze zvoleného počtu. Pokud nás zajímá kolísání délky periody, musíme měřit skutečně jen jednu periodu.

Přesnost měření časového intervalu ovlivňuje sice kvantovací chyba  $T=I/f$ , ale je nutno vzít v úvahu i přesnost a stabilitu generátoru impulsů a časová zpozdění ve tvarovacích

obvodech. Z hlediska obsluhy je nutno dobře uvážit nastavení napětí  $U_k$  ve vstupních obvodech, protože hrany reálných signálů nemají nekonečnou strmost. Při měření délek impulsů je třeba měřit v 50% úrovni, jak předepisuje norma. Při měření velmi krátkých intervalů je třeba brát v úvahu i zpoždění signálů v připojovacích kabelech a jejich přizpůsobení.

## 10.2 Přístroje na měření kmitočtu

Kmitočet je jedna z nejpřesněji měřitelných veličin. Klasické metody k tomu neposkytují dostatečné možnosti, je nutno využít elektronických principů. Pro neharmonické signály požadujeme zjistit hodnotu kmitočtu základní harmonické složky.

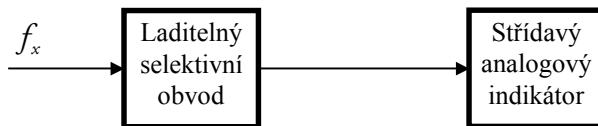
### 10.2.1 Analogové metody měření kmitočtu

Analogové metody měření kmitočtu lze rozdělit do následujících skupin:

- využívající selektivní LC nebo RC obvody
- porovnávací metody
- metody s přímým údajem

#### 10.2.1.1 Měření kmitočtu pomocí selektivních obvodů

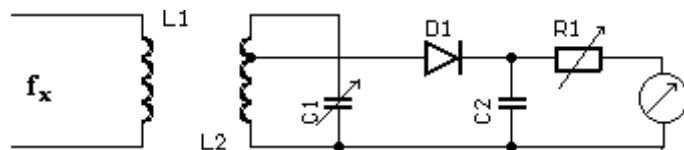
Princip těchto přístrojů je znázorněn na **Obrázek 10.5**. Vstupní napětí o měřené frekvenci  $f_x$  je po případném zesílení (nezakresleno) přivedeno na selektivní obvod.



**Obrázek 10.5:** Měření frekvence pomocí selektivních obvodů

Výstup z tohoto obvodu přichází na střídavý analogový indikátor, což je střídavý voltmetr s potřebnou citlivostí, avšak necejchovaný. Citlivost indikátoru lze i měnit.

Selektivní obvod má buď charakter frekvenční zádrže - používá se např. Wienův most (v tom případě mluvíme o **mostové metodě**), ale také dvojité T-články nebo přemostěné T-články. Zadržovaná frekvence je nastavitelná. Obsluha ji musí nastavit tak, aby údaj na indikátoru byl minimální. Hodnota kmitočtu je určena parametry (RC členy) zádrže. Nevýhodou je, že obvod je vyvážen jen pro jeden kmitočet a tedy signály, obsahující vyšší harmonické, znemožňuje přesné vyvážení. Tyto obvody se používají jen zřídka.



**Obrázek 10.6:** Schéma zapojení rezonančního měřiče kmitočtu s kmitavým obvodem se soustředěnými parametry

Selektivní obvod může být tvořen i paralelním LC obvodem, jehož rezonanční frekvenci lze nastavovat. LC obvod ladíme tak, aby údaj indikátoru byl maximální. Kmitočet se zjistí z parametrů L a C obvodu. Takový přístroj se nazývá **rezonanční měřič kmitočtu**.

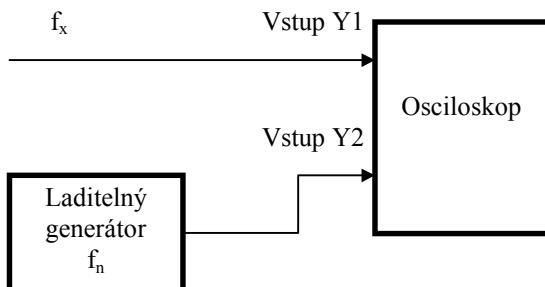
Celkové provedení přístroje je závislé na použitém LC obvodu. Pro nižší kmitočty (do 100 MHz) je tvořen obvody se soustředěnými parametry, pro kmitočty do 1 GHz kmitavým obvodem smíšeného typu (laděním se mění L i C současně, motylkové obvody aj.). Pro vyšší kmitočty se používají rezonančních vlastností souosého vedení zakončeného zkratem. Délku vedení (polohu zkratu) lze měnit, tak že převádíme měření kmitočtu na měření vlnové délky („vlnoměr“). Na nejvyšších kmitočtech se rezonanční obvod vytváří jako dutinový rezonátor (válcový, méně hranolový), který se ladí pístem nebo kolíkem.

Přívod signálu na rezonanční obvod se děje vazbou různého typu (přímou, induktivní, kapacitní). Vazba bývá měnitelná a udržujeme ji na co nejmenší velikosti, aby měřený obvod byl co nejméně ovlivněn.

Rezonanční metoda je použitelná v oblasti od nižších kmitočtů (od desítek kHz) až do nejvyšších používaných (desítky GHz). Přesnost závisí na selektivitě laděného obvodu a stálosti jeho parametrů. U měřiců s dutinovým rezonátorem může být chyba jen 0,01%, na nízkých kmitočtech však i jednotky procent. Citlivost těchto přístrojů, udávaná jako příkon ze strany měřeného signálu, se pohybuje kolem 1 mW. Někdy se tyto přístroje nazývají absorbční měřiče kmitočtu. Schéma zapojení se soustředěnými parametry je na **Obrázek 10.6**.

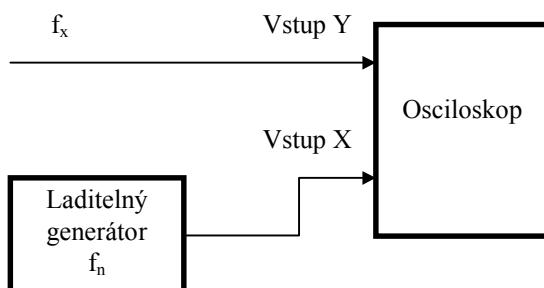
#### 10.2.1.2 Měření kmitočtu porovnávacími metodami

Tyto metody pro svou činnost vyžadují, aby byl k dispozici zdroj signálu harmonického tvaru o známém a staviteLNém kmitočtu  $f_n$ . Porovnávají pak měřený signál o kmitočtu  $f_x$  s  $f_n$ . Porovnání se děje buď směšováním obou signálů (záZNějová metoda) nebo pomocí osciloskopu. Přesnost metody je značná, daná prakticky přesnosti kmitočtu  $f_n$ . Je použitelná od nízkých kmitočtů do nejvyšších. ZáZNějová metoda byla použita v **záZNějových měřicích kmitočtu**. I když se jednalo o analogové přístroje, bylo s nimi dosahováno značné přesnosti a citlivosti (přesnost řádově  $10^{-4}$ ). Dnes se již tato metoda používá vyjímečně.



**Obrázek 10.7:** Porovnávací metoda měření kmitočtu pomocí dvoukanálového osciloskopu

**Osciloskopické metody** provádějí porovnání pomocí osciloskopu. K porovnání můžeme využít dvoukanálový osciloskop, při čem na jeden vstup Y1 připojíme měřený signál ( $f_x$ ), na

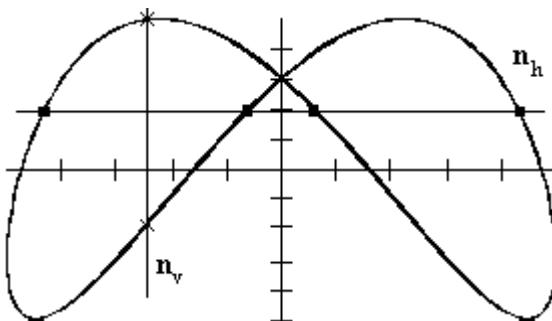


**Obrázek 10.8:** Lissajousova metoda měření kmitočtu

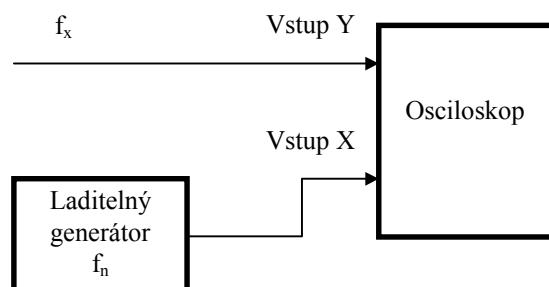
druhý Y2 signál o známém kmitočtu  $f_n$ . Synchronizaci volíme z kanálu Y1. Kmitočet  $f_n$  měníme, až délky period obou signálů jsou stejné. Nestačí pouhé zastavení obrazu z Y2, protože to pouze signalizuje, že frekvence obou signálů jsou v poměru celých čísel. Hodnotu kmitočtu odečteme na generátoru  $f_n$ . Lze takto měřit i neharmonické signály, dokonce i generátor  $f_n$  nemusí být harmonický. Navíc lze sledovat i tvar měřeného napětí. Princip metody je na **Obrázek 10.7**.

Pokud máme k dispozici jednokanálový osciloskop, avšak s možností modulace jasu, lze generátorem  $f_n$  modulovat jas. Je vhodné, aby generátor  $f_n$  měl obdélníkový průběh napětí. Interval mezi dvěma přísvětlenými úseky pak definuje periodu  $f_n$ . Kmitočet  $f_n$  pak nastavujeme tak, až jsou obě periody stejně dlouhé (lze využít i násobky).

Pokud jsou obě napětí, jejichž kmitočty porovnáváme harmonická nebo se od harmonických liší jen málo, lze použít **Lissajousovy metody**.



**Obrázek 10.9:** Stanovení poměru dvou kmitočtů pomocí Lissajousových obrazců



Princip je na

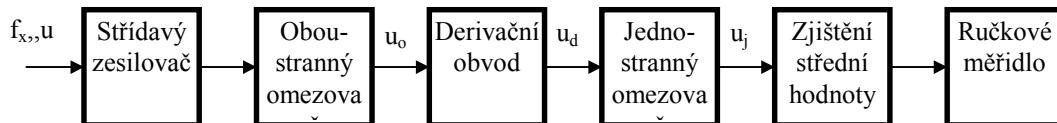
**Obrázek 10.8.** Změnou kmitočtu  $f_n$  nastavíme stojící Lissajousův obrazec, jehož tvar závisí na poměru kmitočtů a jejich fázi. Poměr kmitočtů stanovíme tak, že přes obrazec vedeme myšlenou vodorovnou a svislou přímku, která neprochází vlastními průsečíky obrazce. Protíná-li vodorovná přímka obrazec v  $n_h$  bodech a svislá v  $n_v$  bodech (**Obrázek 10.9**), je poměr kmitočtů

$$\frac{f_x}{f_n} = \frac{n_h}{n_v}$$

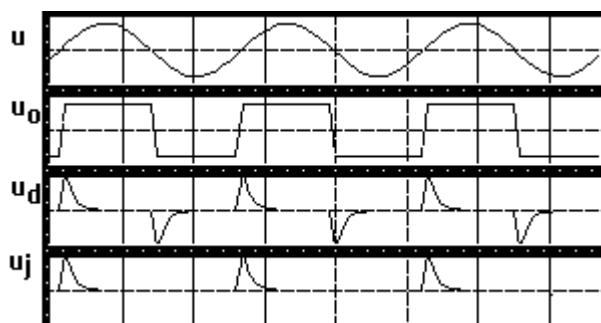
Vždy se snažíme, abychom dosáhli co nejjednoduššího obrazce, tj. elipsy, kružnice nebo úsečky, tj. poměru obou kmitočtů 1:1. U složitějších obrazců bývá někdy vhodnější stanovit místo počtu průsečíků vodorovná a svislá přímky s obrazcem počet dotykových bodů obrazce s vodorovnou a svislou tečnou; přitom je-li styčný bod současně koncovým bodem křivky tvořící obrazec (tj. když křivka není sama do sebe uzavřena), počítáme tento bod pouze jako poloviční.

### 10.2.1.3 Metody měření kmitočtu s přímým údajem

Předchozí metody neumožňovaly přímý odečet kmitočtu. Vždy byla potřebná určitá manipulace, nastavení maxima aj. Taková měření jsou zdlouhavější a obtížně se vyhodnocují změny kmitočtu. Přístroj, který dovoluje odečítat přímo např. na stupnici ručkového měřidla, se nazývá **přímo ukazující měřič kmitočtu** nebo **měřič kmitočtu s přímým údajem**.

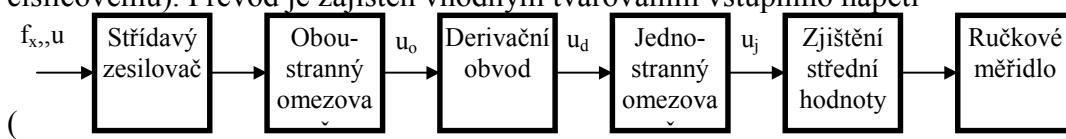


Obrázek 10.10: Blokové schéma přímo ukazujícího měřiče kmitočtu



Obrázek 10.11: Průběhy napětí v přímo ukazujícím měřiči kmitočtu

Jedná se vlastně o lineární převodník kmitočtu na stejnosměrné napětí nebo proud. Vyskytuje se též ve formě sondy, jejíž výstup připojíme k univerzálnímu multimeteru (i číslicovému). Převod je zajištěn vhodným tvarováním vstupního napětí



**Obrázek 10.10, Obrázek 10.11.** Kromě uvedeného způsobu lze generovat  $u_j$  i pomocí monostabilního klopného obvodu - tedy jako obdélníkové impulsy s konstantní velikostí a šírkou. Výstupem nemusí být údaj jen na ručkovém měřidle, které řeší i zjištění střední hodnoty, ale i údaj na číslicovém voltmetru. Tak je řešeno měření kmitočtu u některých univerzálních multimetrů. Přístroje na tomto principu jsou vhodné pro měření kmitočtů v rozsahu 10 Hz - 1 MHz, rozsahy se přepínají změnou časové konstanty derivačního obvodu. Pro vyšší kmitočty (např. 1 GHz) je nutno předřadit dělič frekvence (do cesty signálu  $u_o$ ). Údaje přístroje nejsou závislé na velikosti vstupního signálu, maximálně mají možnost volby dvou citlivostí (20mV-500 mV, 0,1V-50V). Nejsou závislé na tvaru vstupního signálu, pokud vstupní napětí protíná nulovou linii jen 2x za periodu.. Dosahovaná přesnost jsou jednotky %.

### 10.2.2 Číslicové metody měření kmitočtu

S číslicovými metodami měření kmitočtu se setkáváme velmi často. Je to z důvodů pohodlného měření, vysoké přesnosti a stále nižší ceně těchto přístrojů. Tyto přístroje dovolují i určité zpracování naměřených výsledků a mají možnost připojení do měřicího systému. Tyto přístroje jsou stále zdokonalovány, při čemž cílem je dosáhnout co nejširšího kmitočtového rozsahu, vysoké přesnosti při malé době měření a snadné obsluhy. I když může

jít o číslicový přístroj, v některých případech je možné i „analogové“ zobrazení naměřených hodnot, protože je to např. pro seřizování výhodnější (HP 53131A).

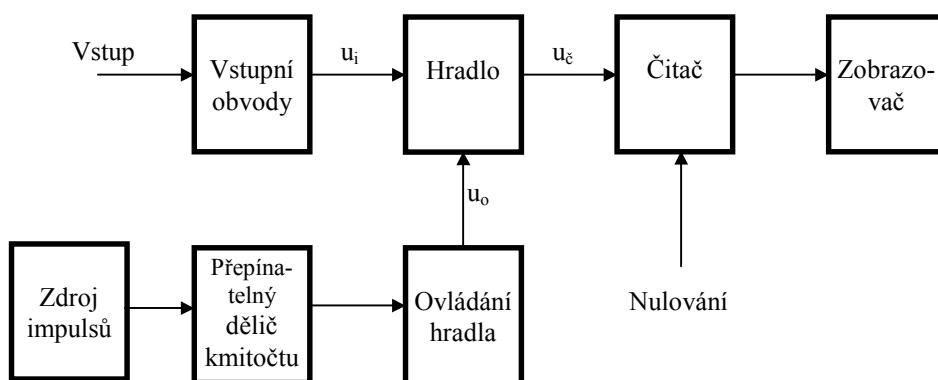
I když má číslicové měření řadu výhod, může někdy vést, zvláště u zkreslených nebo zarušených signálů, ke zcela chybným výsledkům. Je proto vhodné se např. osciloskopem přesvědčit, co vlastně měříme a zda údaj alespoň přibližně odpovídá skutečnosti.

#### 10.2.2.1 Přímé číslicové měření kmitočtu

Přímé číslicové měření kmitočtu vychází z toho, že kmitočet je převrácená hodnota periody. Metoda je duální k měření periody. Čítáním se určuje počet period měřeného signálu

$N$ , které spadají do měřicího intervalu známé délky  $T$ . Pro  $N \gg 1$  pak platí

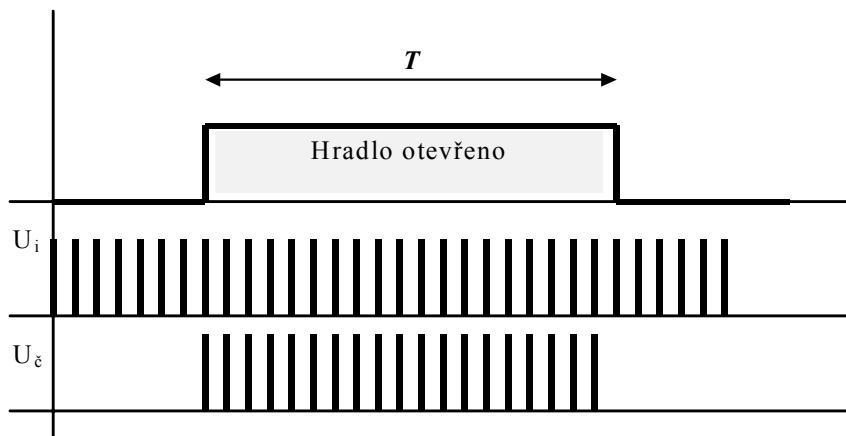
$$f_x = \frac{N}{T}$$



**Obrázek 10.12:** Blokové schéma číslicového měřiče kmitočtu

U jednodušších přístrojů je hodnota  $T$  celistvý násobek (podíl) 1s a dělení se řeší jen posunem desetinné tečky na zobrazovači, u přístrojů složitějších lze interval  $T$  spojitě měnit a přístroj realizuje dělení. Blokové schéma přístroje (**Obrázek 10.12**) je blízké zapojení na **Obrázek 10.1**.

Vstupní obvody jsou uvedeny na **Obrázek 10.3**, avšak u číslicových měřičů frekvence je úroveň (napětí  $U_k$ ) trvale nastavena na nulu. Někdy se vstupní citlivost reguluje automaticky (funkce ARC) podle špičkové hodnoty vstupního napětí. Volba hrany u měření kmitočtu je bezpředmětná. Na rozdíl od měřiče časového intervalu však každý impuls ze vstupních obvodů odpovídá 1 periodě vstupního signálu ( $u_i$ ) a přichází na vstup hradla.



**Obrázek 10.13:** Průběhy napětí v číslicovém měřiči kmitočtu

Hradlo je řízeno obvody ovládání hradla a je otevíráno po dobu  $T$ , která je vymezena zdrojem impulsů a následným děličem kmitočtu. Zdroj impulsů je řešen jako krystalem řízený oscilátor. Dělič kmitočtu je přepínatelný v dekadických násobcích, vymezuje intervaly např. 10s-1s-0,1s-10ms-1ms... a určuje rozsah měření. Současně se změnou rozsahu se posouvá i desetinná tečka na numerickém zobrazovači, případně se mění řád jednotky.

Zobrazovač má podobné vlastnosti jak uvedeno v 6.2.4. Celý cyklus měření je řízen řídicí jednotkou (nezakresleno) a to buď jednorázově nebo periodicky.

Průběhy napětí v číslicovém měřiči kmitočtu jsou uvedeny na **Obrázek 10.13**. Pokud je doba  $T$  proměnná (volitelná spojite obsluhou), musí se nezávisle tento interval číslicově měřit aby ho bylo možno použít při výpočtu frekvence.

Při měření vzniká kvantovací chyba, protože signály ze zdroje impulsů a vstupní signál jsou navzájem asynchronní. Je rovna  $1/T$ . Další zdroj chyb je v chybě (nestabilitě) intervalu  $T$ .

Naznačeným způsobem se nedají měřit kmitočty vyšší, než je mezní kmitočet čítače (obvykle nejslabší místo přístroje). Při jeho překročení již čítač některé pulsy už nezaregistrouje a přístroj udává falešně menší hodnoty, případně nulu. Rovněž měření nízkých kmitočtů je omezeno. Abychom dosáhli přijatelné kvantovací chyby, je nutno volit  $T$  značně dlouhé. Např. měření kmitočtu 10 Hz s chybou 0,01% by trvalo 1000s. Dále je nutno si uvědomit, že tento přístroj udává *průměrnou* frekvenci vstupního signálu za dobu  $T$ .

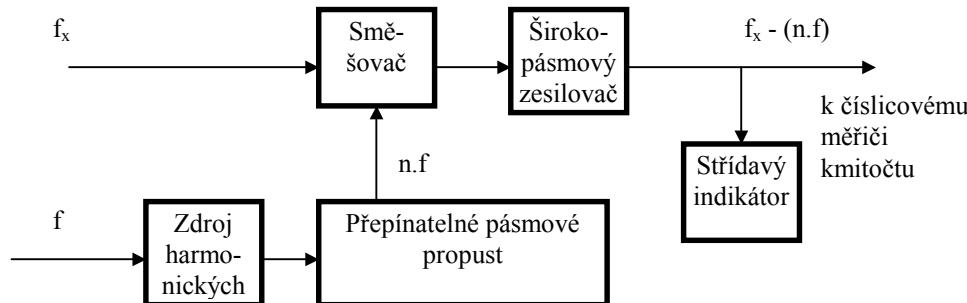
### 10.2.2.2 Nepřímé číslicové měření kmitočtu

Tyto metody mají za cíl odstranit nevýhody přímého číslicového měření kmitočtu. Při měření **nízkých kmitočtů** je výhodné místo měření frekvence číslicově měřit periodu signálu a výpočtem převést na frekvenci. Pak trvá měření jen dobu periody (u signálu 10Hz jen 0,1s, může se však měřit i více period). Některé přístroje automaticky při měření nízkých frekvencí volí tuto metodu.

Jiná možnost spočívá v použití násobiče kmitočtu (na principu fázového závěsu), kterým se vstupní signál vynásobí. Např. při signálu 10 Hz a vynásobení 1000x by měření trvalo 1s a mělo by chybu 0,01%.

Měření **kmitočtů vyšších**, než je mezní kmitočet čítače se dá též provádět nepřímo. Jednou z možností je předřazení rychlého děliče kmitočtu na principu čítače. Ten samozřejmě má i potřebně rychlé vstupní obvody. Takový předdělič je v některých přístrojích vestavěn a má i samostatný vstup (čítač HP 53131A s doplňkem Opt.050 měří do 5 GHz, bez něj do 225MHz). Tímto způsobem není změněna relativní přesnost měření.

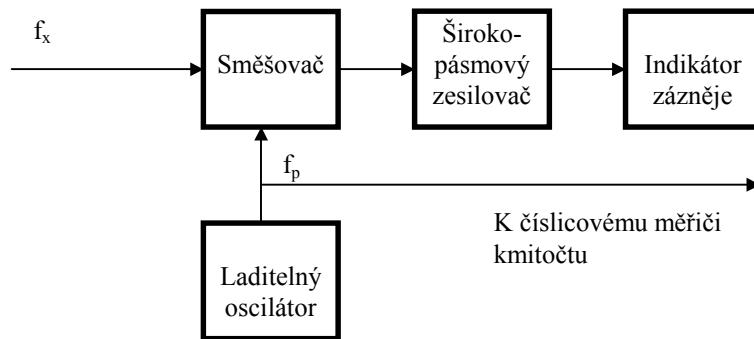
Jiná možnost spočívá v použití směšování k přeměně kmitočtu. Jde o doplněk označovaný jako **kmitočtový měnič**, její princip je na **Obrázek 10.14**.



**Obrázek 10.14:** Kmitočtový měnič

Měřený signál o kmitočtu  $f_x$  je po případném zesílení přiveden do směšovače, kde vznikne rozdíl  $f_x - (n.f)$ , který se měří číslicovým měřičem kmitočtu. Signál o kmitočtu  $n.f$  se získá filtrací ze zdroje vyšších harmonických, na jehož vstupu je signál o kmitočtu  $f$  (použije se normálový oscilátor). Volba  $n$  se děje přepínáním pásmové propusti za současného sledování velikosti střídavého napětí na výstupu měniče pomocí střídavého indikátoru. Ten má frekvenční rozsah přibližně takový, jako následující číslicový měřič kmitočtu. Například máme číslicový měřič kmitočtu s mezním kmitočtem 100 MHz,  $f=100$  MHz a měříme signál o kmitočtu 510 MHz. Musíme naladit pátou harmonickou ( $n=5$ ) a číslicový měřič kmitočtu nám změří rozdíl ( $510-5 \cdot 100 = 10$  MHz). Cifru 5 prostě doplníme před změřenou hodnotou a dostaneme 510 MHz. Indikátor musí mít též kmitočtový rozsah 100 MHz. Nastavování  $n$  sice může být ruční, ale též i automatické.

Jiný způsob měření dovoluje tzv. **převodní oscilátory**, jejichž princip je na **Obrázek 10.15**.



Obrázek 10.15: Převodní oscilátor

Vstupní signál přichází na směšovač, kam je ještě přiváděn signál  $f_p$  z laditelného oscilátoru. Na výstupu směšovače získáme signál o kmitočtu  $n \cdot f_p - f_x$  (zázněj). Ten nastavujeme změnou  $f_p$  tak, aby byl nulový. Pokud změříme číslicovým měřičem kmitočtu  $f_p$  a známe-li  $n$ , určíme  $f_x$ . Výstupní signál nemusí být nulový, můžeme nastavovat rozdíl např. na 1 MHz. Indikátor musí pak být selektivní. Kromě ručního vyhledávání zázněje, který klade vysoké nároky na stabilitu  $f_p$ , se používá ladění automatické. Při měření je nutno brát ohled na to, zda  $n \cdot f_p < f_x$  nebo  $n \cdot f_p > f_x$ .

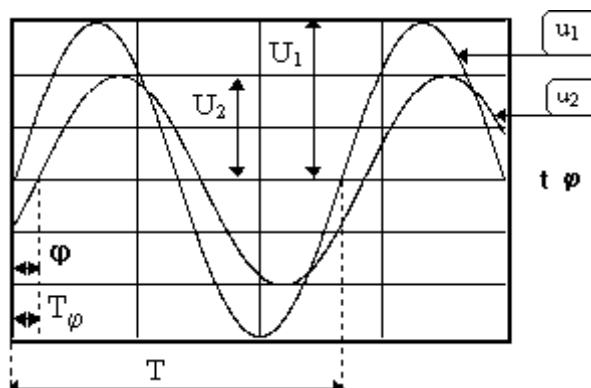
Oba tyto doplňky bývají řešeny jako zásuvný modul do jednotky číslicového měřiče kmitočtu a při jejich použití se na displeji přístroje odečítá skutečný vstupní kmitočet  $f_x$ . Tímto způsobem lze měřit kmitočet i přes 20 GHz.

### 10.3 Přístroje na měření fázového rozdílu

Dvě harmonická napětí nebo proudy téhož kmitočtu i amplitudy se mohou v daném okamžiku lišit - mohou být totiž v různé fázi, tj. existuje mezi nimi nenulový fázový rozdíl. Tento fázový rozdíl  $\varphi$  bývá předmětem měření. Příslušné měřicí přístroje nazýváme měřiče fázového rozdílu nebo měřiče fáze (fázoměry). Obě napětí lze popsat takto (Obrázek 10.16):

$$u_1 = U_1 \sin \omega t$$

$$u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi)$$



Obrázek 10.16: Fázový posun dvou napětí

Fázový posuv, vyjádřený ve  $^\circ$ , je možno zjistit měřením časového posunu  $T_\varphi$  a periody  $T$  (čítačem, osciloskopem). Pak lze fázový posuv vyjádřit takto:

$$\varphi = \frac{T_\varphi}{T} \cdot 360 [^\circ].$$

Některé osciloskopy dovolují takový výpočet realizovat poloautomaticky (HC 5804) pomocí spojité proměnné rychlosti časové základny v režimu analogového osciloskopu.

- K měření fáze lze užít následující metody:
- měření tří napětí
- fázový detektor
- kompenzační metodu
- přímo ukazující fázoměr impulsového typu
- osciloskopické metody
- číslicovou metodu pro měření okamžité hodnoty fázového rozdílu
- číslicovou metodu pro měření střední hodnoty fázového rozdílu

Některé z těchto metod mají značná omezení nebo složitou manipulaci. V poslední době se velmi často setkáváme s metodami číslicovými. Měřiče fáze bývají součástí složitějších měřicích přístrojů.

Měření na vysokých a velmi vysokých kmitočtech se většinou neřeší přímo, ale po konverzi kmitočtu na nižší směšováním. Oscilátor musí být pro oba směšovače společný.

### 10.3.1 Měření fázového rozdílu měřením napětí

Pokud měřená napětí jsou harmonická a mají jednu svorku společnou, můžeme změřit jejich velikost  $U_1, U_2$  a jejich rozdíl  $U_3$ . Pak zjistíme fázový rozdíl na základě kosinové vztahy jako

$$\varphi = \arccos \frac{U_1^2 + U_2^2 - U_3^2}{2U_1U_2} \quad (10.1)$$

Pokud platí, že  $U_1 = U_2$ , dosáhneme nejlepší přesnosti a platí jednodušší vztah:

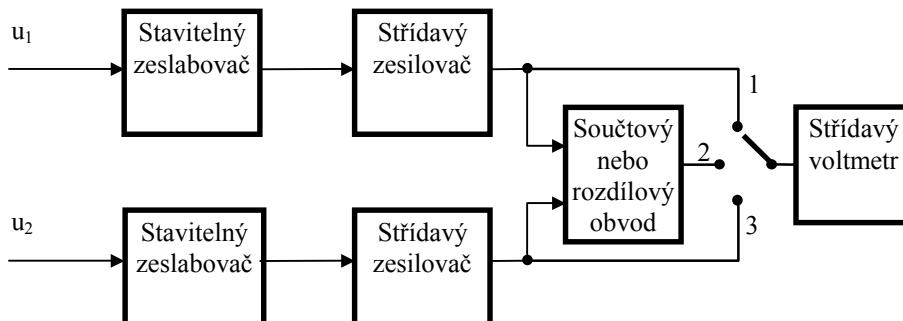
$$\varphi = 2 \arcsin \frac{U_3}{2U_1}.$$

Pokud je měřen součet obou napětí  $U_4$ , použijeme tyto vztahy:

$$\varphi = \arccos \frac{U_4^2 - U_1^2 - U_2^2}{2U_1U_2}$$

a platí-li, že  $U_1 = U_2$ , dosáhneme nejlepší přesnosti a pak

$$\varphi = 2 \arccos \frac{U_4}{2U_1}.$$



**Obrázek 10.17:** Stanovení fázového rozdílu měřením součtového nebo rozdílového napětí

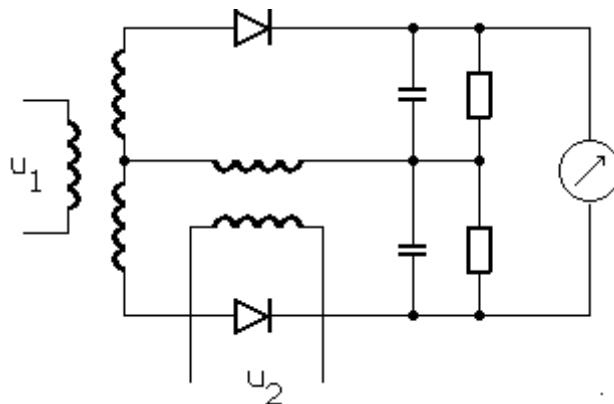
Z těchto vztahů vychází princip analogového měřiče fázového rozdílu, uvedeného na **Obrázek 10.17**. Měření tímto měřičem vyžaduje nejprve nastavit v polohách přepínače 1 a 3 stejná napětí regulací zeslabovačů. V poloze 2 přímo odečteme fázový rozdíl. Pro fázový

rozdíl v rozmezí 0 - 90° je vhodné využít rozdílu napětí  $U_3$ , v rozmezí 90-180° součtu napětí  $U_4$ .

Kmitočtový rozsah těchto fázoměrů může být řádově MHz, avšak nerozliší znaménko měřeného fázového rozdílu. Přesnost je řádově %.

## 10.4 Použití fázového detektoru

Měření fázového rozdílu je možné též pomocí fázového detektoru (fázově citlivého usměrňovače). Příkladem může být zapojení na **Obrázek 10.18**.

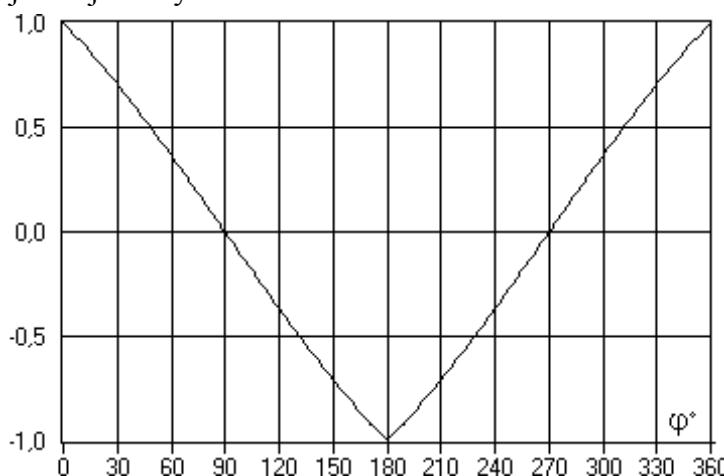


**Obrázek 10.18:** Fázový detektor

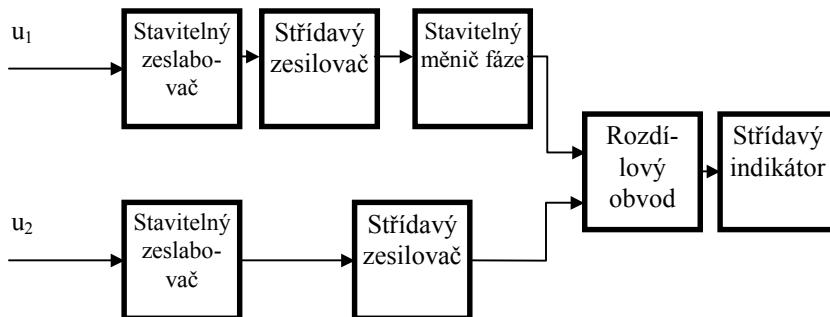
Měřicí přístroj je stejnosměrný voltmetr. Obě napětí  $u_1$  a  $u_2$  musí být stálé velikosti a takové, jaké byly použity při cejchování. Proto se musí do cesty těchto signálů zařadit zesilovače s nastavitelným ziskem. Výchylka ručky měřidla  $\alpha$  je závislá na fázovém rozdílu obou napětí  $\phi$  podle vztahu:

$$\alpha = K \left( \left| \cos \frac{\phi}{2} \right| - \left| \sin \frac{\phi}{2} \right| \right)$$

kde  $K$  je konstanta úměrnosti. Graficky je tato závislost vyznačena na **Obrázek 10.19**. Je z něj patrné, že údaj je dvojznačný.



**Obrázek 10.19:** Charakteristika fázového detektoru



**Obrázek 10.20:** Kompenzační metoda měření fázového rozdílu

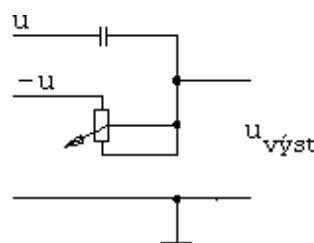
## 10.5 Kompenzační metoda

Poměrně dobré přesnosti se dá dosáhnout kompenzačními metodami. Předpokladem použití této metody při měření fáze je staviteľný menič fáze a tvar obou napětí, která musí být harmonická. Vychází z toho, že rozdíl dvou harmonických napětí se stejnou fází, amplitudou a frekvencí je nulový. Blokové schéma takového přístroje je na **Obrázek 10.20**. Manipulací se zeslabovači a měničem fáze nastavujeme na indikátoru nulové napětí. Dle údaje na kalibrovaném měniči fáze určíme fázový rozdíl.

Klíčovým prvkem je ovšem měnič fáze. Zapojení s RC prvky jsou kmitočtově závislé a vyžadují zařazení zesilovače na výstup. Zapojení takového měniče je na **Obrázek 10.21**. Jiný způsob je využít dvou napětí s fázovým posunem  $90^\circ$ , která jsou pevně fázově navázána na vstupní napětí měniče. Tohoto principu využívají měniče se speciálními potenciometry nebo kondenzátory.

Princip jejich činnosti je založen na vztahu

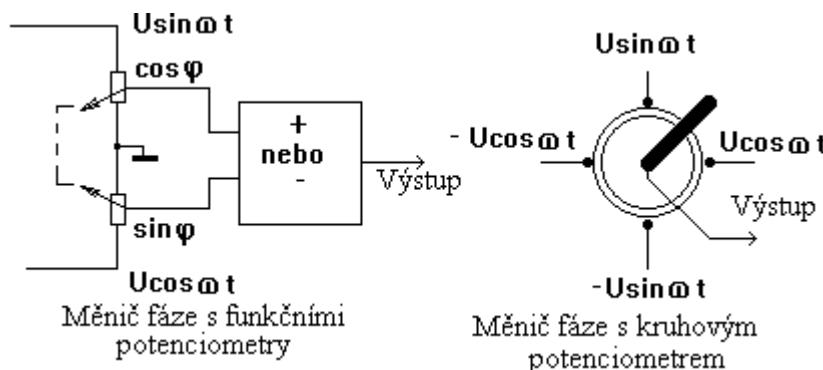
$$U \sin(\omega t + \varphi) = U \sin \omega t \cos \varphi \pm U \cos \omega t \sin \varphi$$



**Obrázek 10.21:** Měnič fáze RC

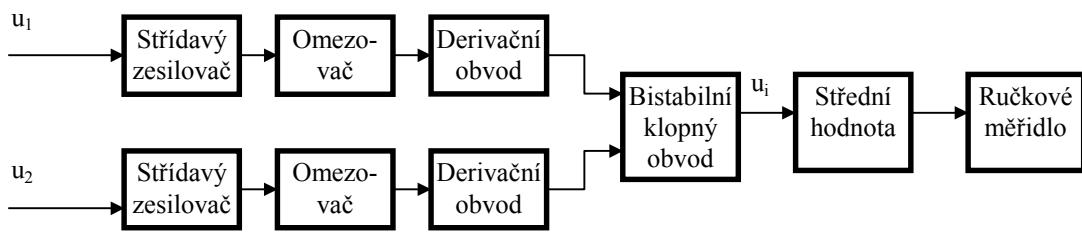
Zapojení takových měničů jsou na **Obrázek 10.22**. Obdobně jako s kruhovým potenciometrem lze řešit měnič fáze i kapacitně (speciálním otočným kondenzátorem). Výhodou je široký frekvenční rozsah a stabilita.

Společnou nevýhodou těchto řešení je obtížné získání dvou napětí fázově posunutých o  $90^\circ$  v širokém frekvenčním rozsahu.



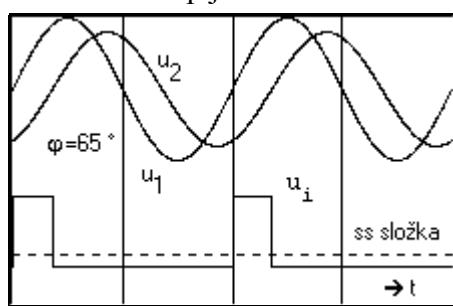
Obrázek 10.22: Odporové měniče fáze

## 10.6 Analogové přímo ukazující fázoměry impulsového typu



Obrázek 10.23: Blokové schéma přímo ukazujícího fázoměru impulsového typu

U dříve popisovaných fázoměrů byla nutná před zjištěním fázového rozdílu určitá manipulace, což je z uživatelského hlediska nevýhoda. Nepříjemné je i to, že nelze zjistit rychlé změny fáze. Proto vznikly přístroje, které poskytují údaj přímo, např. na ručkovém měřidle. Jsou založeny na úpravě vstupních napětí tak, aby střední hodnota napětí nebo proudu odpovídala fázovému rozdílu. Princip je na **Obrázek 10.23**, **Obrázek 10.24**.

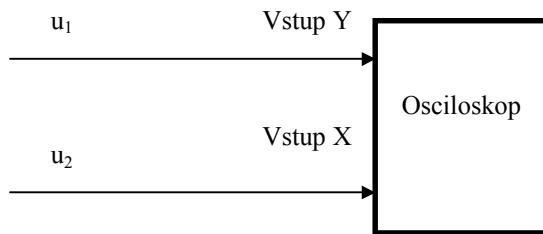


Obrázek 10.24: Průběhy signálů v impulsovém fázoměru s přímým údajem

Vstupní napětí přichází na zesilovače a omezovače, které vytvarují z obecného průběhu průběh obdélníkový. Hranou těchto průběhů je střídavě překlápen bistabilní klopný obvod, na jehož výstupu vznikne obdélníkový průběh ( $u_i$  na **Obrázek 10.24**), jehož perioda je stejná jako u měřených signálů. Šířka pulsu  $T_\phi$  pak odpovídá velikosti časového posuvu obou signálů (viz **Obrázek 10.16**). Měřením střední hodnoty průběhu  $u_i$  pak zjistíme hodnotu, která je lineárně závislá na fázi.

Tento přístroj je na obsluhu velmi jednoduchý. Výstupní měřidlo může být i číslicové (integračního typu), čímž že získáme fázoměr s číslicovým údajem, avšak hybridního typu. Zapojení má ovšem i nevýhody. Protože vychází z měření střední hodnoty, může dávat zcela falešný údaj, pokud se např. fáze mění jen málo kolem nuly (např. mezi  $359^\circ$  a  $1^\circ$ ). Pak udává hodnotu kolem  $180^\circ$ , což je zcela chybné. Dále musí poměrně přesně odvodit okamžik, kdy vstupní napětí prochází nulou a to nezávisle na špičkové hodnotě vstupního signálu a pokud možno s vyloučením šumu. Proto takto koncipované přístroje mívají dvojí volbu citlivosti. Přístroj není závislý na tvaru vstupních signálů, podmínkou jsou však pouze dva průchody nulou za periodu. Kmitočtový rozsah je od 10 Hz do jednotek MHz. Chyba bývá do 5%.

## 10.7 Osciloskopické metody



**Obrázek 10.25:** Lissajousova metoda měření fázového rozdílu

Osciloskopické metody byly hojně používány a byla vypracována řada variant (např. pro měření na kruhové stopě). V dnešní době se můžeme setkat se základní metodou Lissajousových obrazců, případně s přímým měřením fáze dle **Obrázek 10.16**. Některé číslicové osciloskopy též měří fázi přímo, obdobnou metodou jak uvedeno v **Obrázek 10.24**, vychází však z navzorkovaných průběhů.

**Lissajousova metoda** má výhodu v jednoduché realizaci, hodí se však jen pro harmonické signály. Pokud se nepoužije pomocné modulační napětí, není jednoznačná. V oblasti fázových posuvů kolem  $0^\circ$  a  $180^\circ$  je poměrně přesná ( $\pm 1^\circ$ ), v oblasti  $90^\circ$  a  $270^\circ$  přesnost klesá. Uspořádání měření je na **Obrázek 10.25**.

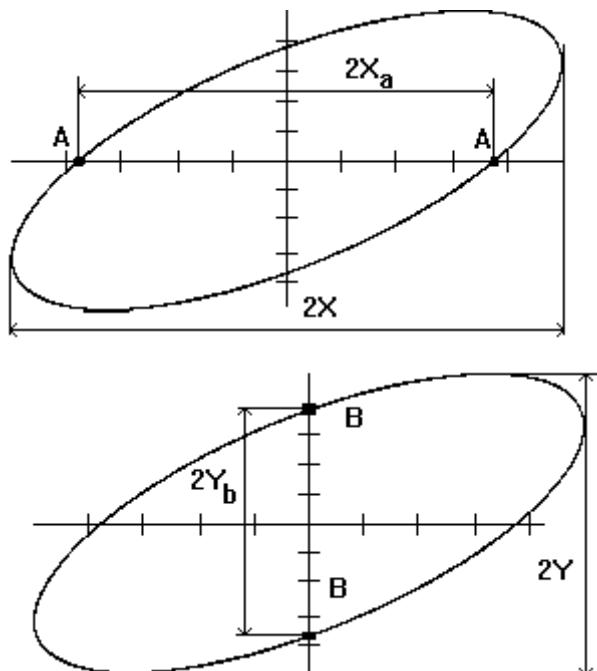
Po připojení harmonických napětí vznikne obecně elipsa, z jejichž rozměrů lze vypočítat fázový rozdíl  $\varphi$  mezi oběma napětími. Protíná-li elipsa souřadnou osu x v bodech A a osu y v bodech B (**Obrázek 10.26**), pak fázový rozdíl vypočteme ze vztahu

$$\varphi = \arcsin \frac{X_a}{X} = \arcsin \frac{Y_b}{Y}.$$

kde X je maximální výchylka v horizontálním směru, Y je maximální výchylka ve vertikálním směru,  $X_a$  je vzdálenost bodu A od počátku,  $Y_b$  je vzdálenost bodu B od počátku. Pro měření je výhodnější pracovat s dvojnásobky, tj.  $2X$ ,  $2Y$ ,  $2X_a$ ,  $2X_b$ .

Při měření je nutno se přesvědčit, zda fázové posuvy v obou kanálech osciloskopu jsou stejné (na daném kmitočtu), nejlépe propojením kanálu X a Y dohromady. Na obrazovce musí být zobrazena úsečka. Obecně totiž jsou frekvenční vlastnosti kanálů rozdílné, zvláště u analogových osciloskopů.

Metoda nevyžaduje znalost citlivostí v obou kanálech; proto je nastavujeme tak, aby obraz byl co největší a odečet bodů A (B) byl co možno přesný.



**Obrázek 10.26:** Stanovení fázového rozdílu Lissajousovou metodou

Mezi osciloskopické metody patří též měření na **kruhové stopě**. Tato dříve oblíbená metoda má výhodu v přímé grafické reprezentaci fázového natočení bez nejednoznačnosti. Jejím principem bylo vytvoření kruhové stopy z jednoho napětí např.  $u_1$ , zatímco druhým napětím  $u_2$ , je po vytvarování modulován jas (někdy i vychylovací citlivost). K vytvoření kruhové stopy je nutno generovat dvě harmonická napětí stejné frekvence a posunutá navzájem o  $90^\circ$ , s pevným fázovým vztahem k  $u_1$ . Na stínítku se zobrazí např. půlkružnice. Natočení jejich koncových bodů je právě o hledaný úhel  $\phi$ . Dnes se tato metoda používá málo.

### 10.7.1 Číslicové měření okamžité hodnoty fázového rozdílu

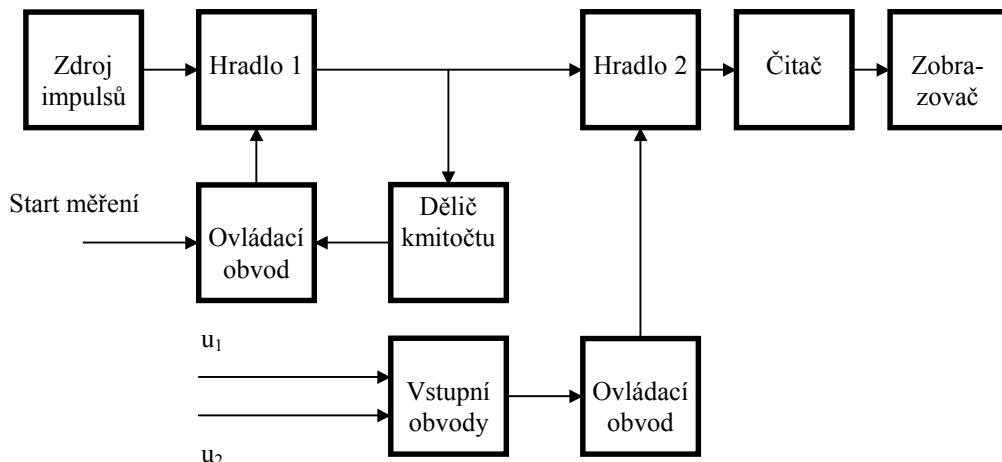
Tato metoda vychází z číslicového měření časových intervalů  $T_\phi$  a  $T$ , jak uvedeno na **Obrázek 10.16** a výpočtu vztahu  $\phi = \frac{T_\phi}{T} 360^\circ$ . K měření časových intervalů se používá principů popsaných v kapitole 10.1. Aby nebylo potřeba provádět dělení, modifikuje se měření tak, že se kmitočet zdroje impulsů (**Obrázek 10.1**) volí proměnný a to takový, aby byl např. 360x vyšší než kmitočet měřeného signálu. Pak čítač udává přímo fázový posuv ve  $^\circ$ . To však nelze použít na vyšších kmitočtech, protože kmitočet zdroje impulsů by byl příliš velký.

Výhodou metody je, že jsou zachyceny fázové rozdíly za každou periodu. Podobně, jako u metody popsané v **Obrázek 10.23**, je pro vyhovující přesnost nutno kvalitně odvodit u měřených signálů průchody nulou (nastavení vstupních obvodů **Obrázek 10.3**).

### 10.7.2 Číslicové měření střední hodnoty fázového rozdílu

Tato metoda odstraňuje nevýhodu uvedenou v kap. 10.7.1 za cenu, že přístroj měří střední hodnotu fázového rozdílu. Blokové schéma takového přístroje je na **Obrázek 10.27**. Čítač čítá impulsy ze zdroje impulsů, které prochází dvěma hradly. Hradlo 2 se otevírá na dobu, vymezenou průchody nulou měřených signálů  $u_1$  a  $u_2$  (po dobu  $T_\phi$ , obr.7.1). Doba

měření je vymezena děličem kmitočtu o dělícím poměru  $N$  a trvá tedy  $t_m = N \frac{1}{f_o}$ , kde  $f_o$  je kmitočet zdroje impulsů. Doba čítání v čítači závisí na otevření obou hradel a je  $t_e = t_m \frac{T_\varphi}{T} = t_m \frac{\varphi}{360}$ . Za tu dobu se napočítá  $n$  impulsů, jejich opakovací kmitočet je  $f_o$ , tedy  $n = t_e f_o = N \frac{\varphi}{360}$ .

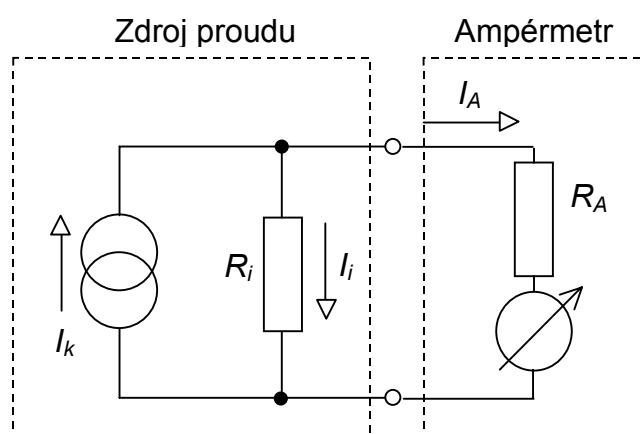


**Obrázek 10.27:** Blokové schéma číslicového měřiče střední hodnoty fázového rozdílu

Aby byl počet  $n$  roven fázovému rozdílu ve  $^\circ$ , musí být  $N$  rovno 360, případně dekadickým násobkům 360. Tak lze měřit velmi přesně, avšak doba měření se prodlužuje. Že takové přesné měření klade nároky na vstupní obvody přístroje, je zřejmé.

## 11 Přístroje pro měření proudu a výkonu

### 11.1 Měření stejnosměrných proudů



**Obrázek 11.1:** Chyba metody vzniklá zatížením měřeného zdroje ampérmetrem

K přímému měření stejnosměrných proudů můžeme použít elektromechanické i číslicové ampérmetry zapojené do série s měřeným obvodem. Ampérmetr by měl mít co nejmenší vstupní odpor  $R_A$  (v ideálním případě nulový). Ve skutečnosti tomu tak není a zařazením ampérmetru do obvodu se změní velikost proudu procházejícího obvodem. Vzniká tedy chyba metody, která je dána rozdílem proudu indikovaného ampérmetrem a proudem, který by protékal měřeným obvodem bez zařazeného ampérmetru. Náhradní schéma obvodu zatíženého ampérmetrem je na obr. 11.1.

Proud  $I_k$  dodávaný zdrojem se rozdělí v nepřímém poměru velikostí odporek zdroje  $R_i$  a ampérmetru  $R_A$ :

$$\frac{I_A}{I_i} = \frac{R_i}{R_A}, \quad (-) \quad (11.1)$$

proud zdroje je:

$$I_k = I_i + I_A, \quad (A) \quad (11.2)$$

z toho pak proud tekoucí ampérmetrem:

$$I_A = I_k \cdot \frac{R_i}{R_i + R_A}, \quad (A) \quad (11.3)$$

kde je  $I_A$  ..... proud tekoucí ampérmetrem, (A)

$I_k$  ..... proud zdroje, (A)

$R_i$  ..... vnitřní odpor měřeného obvodu, ( $\Omega$ )

$R_A$  ..... vstupní odpor ampérmetru. ( $\Omega$ )

Absolutní chyba metody je:

$$\Delta_M = I_A - I_k = -I_k \cdot \frac{R_A}{R_A + R_i}, \quad (A) \quad (11.4)$$

pokud je  $R_A \ll R_i$ , potom se vztah (11.4) zjednoduší:

$$\Delta_M \approx -I_k \cdot \frac{R_A}{R_i}. \quad (A) \quad (11.5)$$

Relativní chyba metody je:

$$\delta_M = \frac{\Delta_M}{I_k} = -\frac{R_A}{R_A + R_i} \approx -\frac{R_A}{R_i}, \quad (-) \quad (11.6)$$

Výkon spotřebovaný ampérmetrem je:

$$P_A = R_A \cdot I_A^2. \quad (W) \quad (11.7)$$

K převodu měřených proudů různých velikostí na hodnoty vhodné k měření se obvykle používají bočníky.

Z elektromechanických ústrojí se pro měření stejnosměrných proudů téměř výhradně používá ústrojí magnetoelektrické. *Magnetoelektrickými ampérmetry* bez bočníků lze měřit proudy v rozmezí  $10^{-5}$  až  $10^{-2}$  A, s pomocí bočníků  $10^{-2}$  až  $10^4$  A.

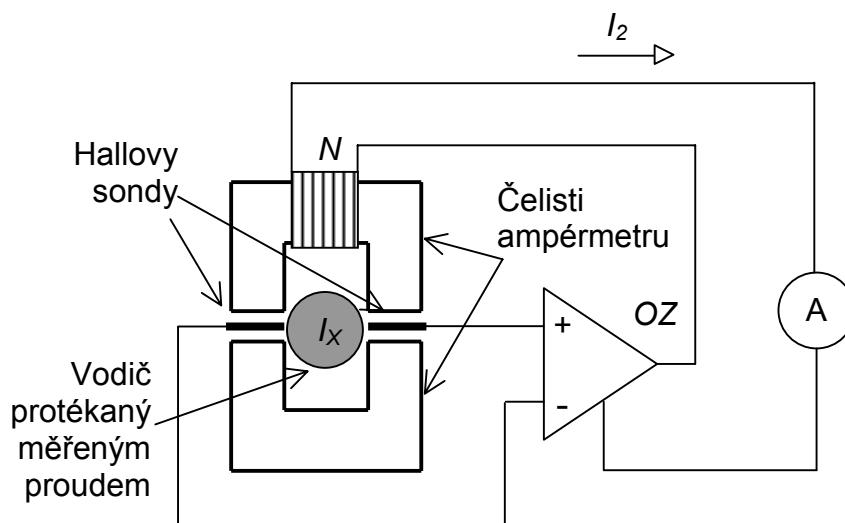
Pro měření proudů menších než  $10^{-5}$  A je třeba použít různé typy měřicích zesilovačů. Jednou z možností je použít *převodník proudu na napětí*, který umožnuje měření malých proudů bez úbytku napětí; vstupní odpor ampérmetru s takovým převodníkem  $R_A \rightarrow 0$ . Převodníky bývají součástí číslicových ampérmetrů. Při měření velmi malých proudů (řádově pA) se měřený proud pomocí velkého odporu převede na napětí, které je pak měřeno mikrovoltmetrem s modulačním zesilovačem [lit. 18].

Velké proudy jsou obvykle měřeny nepřímou metodou klešťovým ampérmetrem. Princip klešťového ampérmetru je na **Obrázek 11.2**. Vodič protékaný měřeným proudem  $I_x$  je obklopen rozevíratelnými čelistmi přístroje, na kterých jsou umístěny dvě Hallové sondy. Na jedné z čelistí je navinuta kompenzační cívka s  $N$  závitů. Použitím dvojice sond se eliminuje vliv vnějšího magnetického pole. Převodník je linearizován zápornou zpětnou vazbou. Za předpokladu velkého zesílení zesilovače  $OZ$  platí pro měřený proud vztah:

$$I_x = N \cdot I_2, \quad (A) \quad (11.8)$$

kde je  $N$  počet závitů cívky ve zpětné vazbě.

Klešťový ampérmetr může být s analogovou nebo číslicovou indikací.

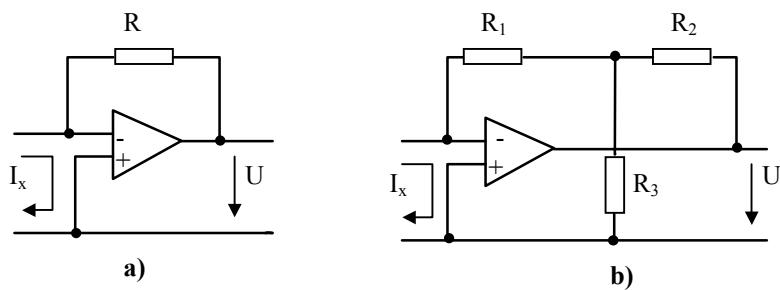


**Obrázek 11.2:** Princip klešťového ampérmetru pro měření stejnosměrných proudů

Podle [lit. 6] jsou rozsahy a úbytky napětí na svorkách ampérmetrů následující:

**Tabulka 11.1:** Rozsahy a úbytky napětí pro různé způsoby měření stejnosměrných proudů

Měřicí systém	Rozsah	Úbytek napětí na svorkách přístroje
magnetoelektrický ampérmetr s bočníkem	$10 \mu\text{A}$ až $100 \text{ A}$	$10 \text{ mV}$ až $1 \text{ V}$
magnetoelektrický ampérmetr s bočníkem a zesilovačem	$1 \mu\text{A}$ až $10 \text{ A}$	$1 \text{ mV}$ až $100 \text{ mV}$
ampérmetr s převodníkem I/I	$1 \text{ nA}$ až $10 \text{ mA}$	$< 100 \mu\text{V}$
převodníky s Hallovými sondami	$10 \text{ A}$ až $1000 \text{ A}$	$< 1 \text{ mV}$



**Obrázek 11.3:** Odporové převodníky proudu na napětí s operačním zesilovačem

Odpor bočníku je vstupním odporem uvažovaného druhu ampérmetru. Přístroj na měření malých proudů zmíněnou metodou, v němž se musí použít bočník s poměrně vysokým odporem, má tedy poměrně vysoký vstupní odpor a může proto sloužit jen k měření proudu poskytovaného zdrojem s řádově vyšším vnitřním odporem. Tento nedostatek postrádají **převodníky proudu na napětí s operačním zesilovačem (Obrázek 11.3)**, jejichž vstupní odpor je nízký; rezistor s velkým odporem  $R$  (a) lze nahradit rezistory  $R_1$  až  $R_3$  se středním odporem (b).

## 11.2 Měření střídavých proudů

Střídavé ampérmetry určené k měření efektivní hodnoty střídavého proudu jsou většinou konstruovány s *feromagnetickým měřicím ústrojím* a jsou vhodné pro měření proudů s kmitočtem do 100 Hz. Kmitočtový rozsah je limitujícím faktorem pro použití feromagnetických ampérmetrů k měření efektivní hodnoty neharmonických proudů. Speciálně konstruované ampérmetry mohou být použity do kmitočtu 1 kHz, což většinou není dostačující.

Feromagnetické ampérmetry jsou vyráběny zejména jako jednorozsahové pro měření proudů v rozsahu 1 ÷ 100 mA (ústrojí na napjatých vláknech) 100 mA až 200 A s hrotovým uložením otočné části. Provedení menších rozsahů brání velký úbytek napětí na ampérmetru (velký vstupní odpor) a tedy značná chyba metody.

Elektrodynamické ampérmetry také měří efektivní hodnotu střídavého proudu, jsou použitelné v kmitočtovém rozsahu do 1 kHz. Jejich výroba je složitější a tedy i finančně náročnější, proto jsou vyráběny jen jako přesné laboratorní přístroje ve třídách přesnosti 0,1 a 0,2.

Magnetoelektrické ampérmetry s usměrňovačem měří střední hodnotu střídavého proudu, cejchovány jsou pro harmonické proudy v hodnotách efektivních. K měření efektivní hodnoty proudu neharmonického průběhu lze použít magnetoelektrický ampérmetr s termočlánkem, přístroj měří až do kmitočtu 1 MHz.

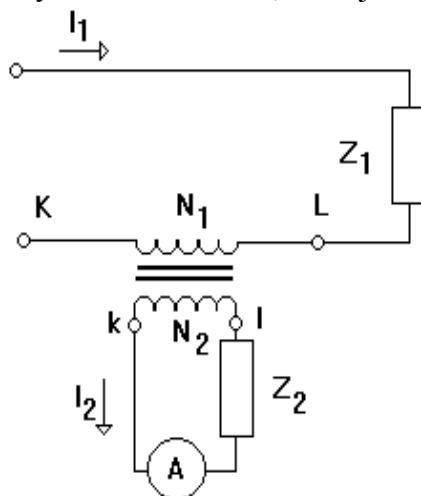
K měření proudů 10 A a větších se používají měřicí transformátory proudu, které současně slouží ke galvanickému oddělení měřicího a měřeného obvodu. MTP jsou vyráběny jako samostatné, případně vestavěné, nebo ve formě klešťových ampérmetrů s analogovou i číslicovou indikací.

### 11.2.1 Měřicí transformátory proudu

Výhody měřicích transformátorů:

lze transformovat nejen z větší hodnoty na menší, ale i obráceně, což bočníky ani předřadné odpory neumožňují,

spotřeba měřicích obvodů s měřicími transformátory se nemění se změnou rozsahu, zvětší se jen o ztráty v transformátoru, které jsou většinou malé.



**Obrázek 11.4:** Připojení měřicího transformátoru proudu

Nevýhoda měřicích transformátorů:

- nelze transformovat střídavé průběhy se stejnosměrnou složkou.

Primární obvod měřicího transformátoru proudu (MTP) je zapojen do série se zdrojem, sekundární vinutí se uzavírá přes měřicí přístroj – obr. 11.4.

Transformační poměr (převod) ideálního měřicího transformátoru proudu:

$$p_I = \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}, \quad (-) \quad (11.9)$$

kde je  $I_1$  ..... primární proud, (A)  
 $I_2$  ..... sekundární proud, (A)  
 $N_1$  ..... počet primárních závitů, (-)  
 $N_2$  ..... počet sekundárních závitů. (-)

Reálný MTP uskutečňuje převod proudů s určitou chybou (amplitudovou a fázovou), danou rozptylovou indukčností primárního a sekundárního vinutí transformátoru, magnetizací feromagnetického obvodu transformátoru a jeho ztrátami.

Přesnost proudového transformátoru je specifikována třídou přesnosti, která udává povolenou poměrnou amplitudovou chybu proudu v %:

$$\delta_I = \frac{p_I \cdot I_2 - I_1}{I_1} \cdot 100, \quad (\%) \quad (11.10)$$

kde je  $p_I I_2$  ..... hodnota skutečného sekundárního proudu přepočítaná na primární proud.

Přesnost převodu MTP závisí:

- na velikosti měřeného proudu,
- na kmitočtu měřeného proudu,
- na tvaru a vlastnostech jádra a vinutí,
- na velikosti a charakteru sekundární impedance.

Impedance obvodu připojeného k sekundárnímu vinutí MTP nesmí přesáhnout hodnotu:

$$Z_2 = \frac{P_2}{I_{2n}^2}, \quad (\Omega) \quad (11.11)$$

kde je  $P_2$  ..... povolené výkonové zatížení sekundárního obvodu, (VA)

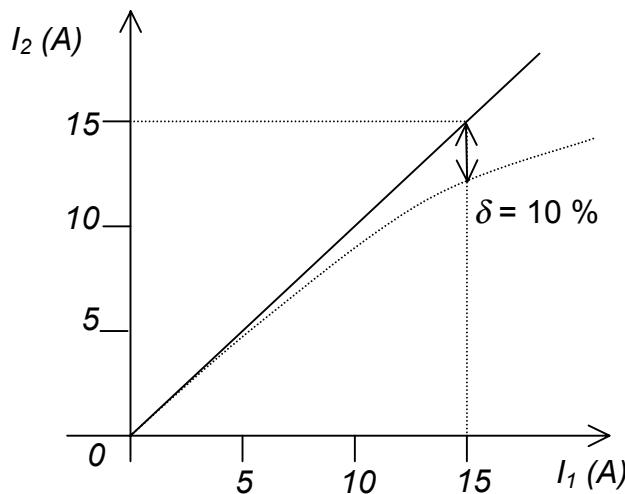
$I_{2n}$  ..... jmenovitá hodnota sekundárního proudu. (A)

Výkonové zatížení a jmenovitý proud sekundární strany MTP jsou uvedeny na štítku přístroje.

*Měřicí transformátor proudu musí vždy pracovat v blízkosti stavu nakrátko – před odpojením měřicích přístrojů je nutné sekundární vinutí zkratovat. Protéká-li primárním vinutím proud, nesmí být sekundární vinutí rozpojeno. Rozpojením sekundárního vinutí výrazně vzroste impedance transformátoru a tím i napětí na jeho svorkách (vzniká nebezpečí průrazu vinutí a nebezpečí úrazu vysokým napětím).*

K důležitým charakteristickým údajům MTP patří kromě převodního poměru, jmenovité hodnoty sekundárního proudu a povolené sekundární zátěže dále:

- a) DYNAMICKÝ PROUD MĚŘICÍHO TRANSFORMÁTORU PROUDU je dán vrcholovou hodnotou největší amplitudy zkratového proudu, kterou MTP vydrží při sekundárním vinutí spojeném nakrátko, aniž se poškodí kterákoli jeho část mechanicky nebo elektricky dynamickým účinkem zkratového proudu nebo přepětím. Velikost dynamického proudu závisí na konstrukci a mechanickém provedení transformátoru.
- b) TEPELNÝ PROUD MĚŘICÍHO TRANSFORMÁTORU PROUDU je efektivní hodnota primárního proudu, který MTP vydrží po dobu 1 s při sekundárním vinutí spojeném nakrátko, aniž se vzniklým teplem poškodí kterákoli část transformátoru. Velikost tepelného proudu závisí na průřezu primárního vinutí, neboť vzniklé teplo nelze v tak krátké době odvádět chlazením, ale je celé spotřebováno na oteplení vinutí. Sekundární vinutí měřicího transformátoru proudu je při zkratu namáháno méně, protože při přesycení magnetického obvodu už sekundární proud neroste úměrně proudu primárnímu.



Obrázek 11.5: Převodní charakteristika MTP s  $p_1 = 1$  s nadproudovým číslem 15

- c) NADPROUDOVÉ ČÍSLO udává násobek jmenovitého proudu, při němž chyba převodu dosáhne 10 %, je-li MTP zatížen jmenovitou zátěží při jmenovitém účiníku. Se vzrůstajícím vstupním proudem neroste výstupní proud přímo úměrně, růst se zpomaluje (Obrázek 11.5). Nadproudové číslo charakterizuje chování MTP při přetížení. Měřicí transformátory proudu, na něž připojujeme jen měřicí přístroje (A-metry, W-metry,

d) registrační přístroje), volíme s malým nadproudovým číslem, čímž chráníme měřicí přístroje před možným přetížením. U MTP pro připojení ochranného zařízení proti zkratům (nadproudové, distanční ochrany apod.) se naopak volí měřicí transformátor proudu s velkým nadproudovým číslem.

Podle ČSN mají měřicí transformátory proudu:

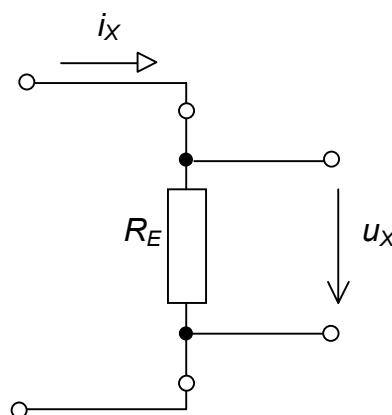
třídu přesnosti z řady 0,1; 0,2; 0,5; 1; 3,

primární jmenovité proudy: 0,5; 1; 2; 5; 10; ..... 100; ..... 7500 A,

sekundární jmenovitý proud 1 nebo 5 A,

jmenovité sekundární zátěže: 5; 10; 15; 30; 45; 60; 90 nebo 120 VA.

Sekundární vinutí MTP představuje zdroj proudu, takže se nemohou uplatnit nelineární



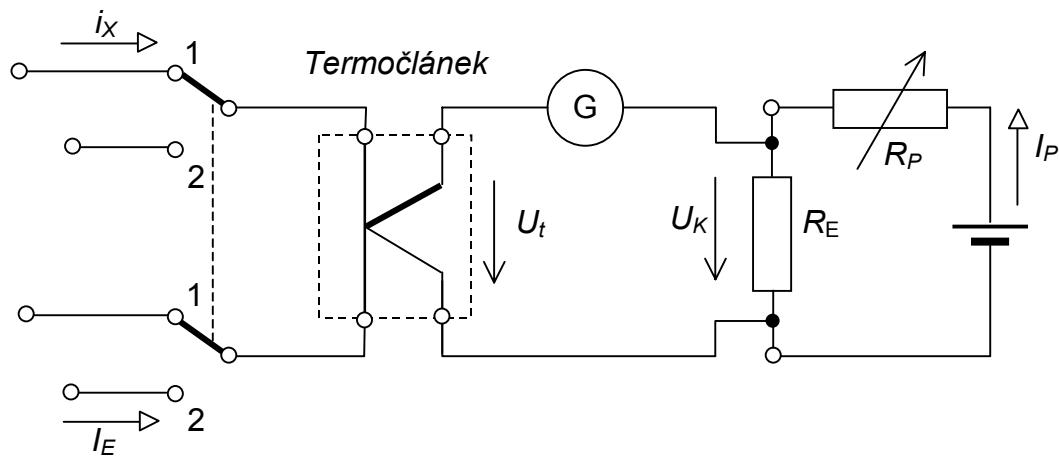
Obrázek 11.6: Převodník I/U

vlastnosti usměrňovacích diod a stupnice ampérmetru s magnetoelektrickým ústrojím s usměrňovačem a s předřazeným MTP je prakticky lineární. Některé takové ampérmetry mají proudové transformátory vestavěné, lze s nimi měřit proudy od  $10^{-3} \div 10$  A.

**Číslicové měřiče proudu** pro měření proudů do 1 A měří úbytek napětí na bezindukčním bočníku, pro větší rozsahy jsou používány externí převodníky I/U.

K přesnému měření stejnosměrných proudů používáme s výhodou napěťové kompenzátory, proud měříme jako úbytek napětí na přesném odporu  $R_E$ . Schéma převodníku I/U je na obr. 11.6. Platí:

$$u_X = R_E \cdot i_X \Rightarrow i_X = \frac{u_X}{R_E}.$$



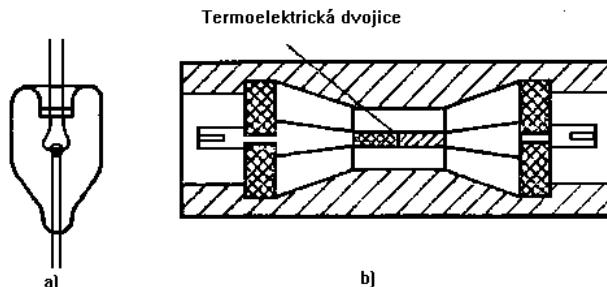
Obrázek 11.7: Proudový komparátor

Pokud požadujeme vysokou přesnost měření střídavých proudů, musíme použít *proudový komparátor* (obr. 11.7) pracující na principu srovnávání tepelných účinků stejnosměrného  $I_E$  a střídavého  $i_X$  proudu na vhodný objekt. Srovnávacím objektem je obvykle termočlánek, v poslední době nahrazovaný termoelektrickým měničem se speciální polovodičovou strukturou.

Měření probíhá ve dvou krocích. V prvním kroku (přepínač v poloze 1) prochází topným drátem měniče měřený střídavý proud  $i_X$ , napětí  $U_t$  na výstupu termoměniče kompenzujeme změnou napětí  $U_K$ . V druhém kroku přepneme přepínače do polohy 2, k topnému drátu měniče připojíme stejnosměrný proud  $I_E$  a změnou jeho velikosti obnovíme vyvážení obvodu. Za předpokladu, že pomocný proud  $I_P$  zůstane během měření konstantní, bude termoelektrické napětí vyvolané stejnosměrným proudem stejně jako napětí vyvolané proudem střídavým. Přesné komparátory dosahují chyby 0,001 % v kmitočtovém rozsahu 10 Hz až 1 MHz.

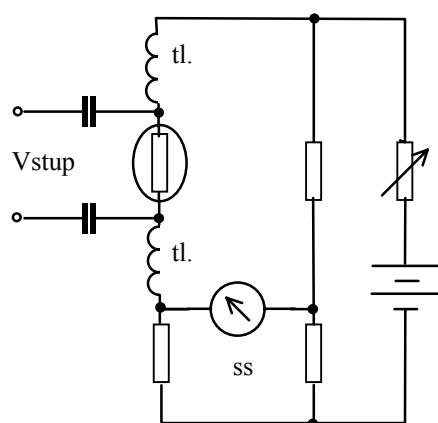
K převodu střídavého proudu na stejnosměrné napětí slouží také **termoelektrické měniče**. V nich se měřeným proudem termoelektrický měnič vyhřívá a vyvozuje termoelektrické napětí odpovídající velikosti. Termoelektrické měniče mají různé provedení. V nejjednodušším případě (tzv. bočníkové provedení) je jím samotná termoelektrická dvojice, kterou protéká měřený střídavý proud. Častěji však je v termoelektrickém měniči termoelektrická dvojice tepelně navázána na topný vodič protékaný měřeným střídavým proudem, takže střídavý a stejnosměrný obvod jsou od sebe odděleny. Takový termoelektrický měnič bývá umístěn do skleněné baněčky (Obrázek 11.8a) vyčerpané nebo naplněné inertním plynem o nízkém tlaku. Termoelektrická dvojice je vytvořena spojením dvou drátků z různých kovů jako měď, konstantan, manganan, nikl, chromnikl aj. Topný vodič se dělá z odporového materiálu (z konstantanu, chromniklu aj.). V termoelektrických měničích pro malé proudy má topný vodič malý průřez, pro větší proudy průřez větší. Nejcitlivější termoelektrické měniče umožňují měření střídavého proudu od 1 mA, na druhé straně existují termoelektrické měniče pro měření střídavého proudu do 10 A. Stejnosměrné napětí poskytované na výstupu termoelektrického měniče je úměrné efektivní hodnotě vstupního střídavého proudu a bývá jednotky až desítky milivoltů. Vstupní odpor termoelektrických měničů je setiny až tisíce ohmů, výstupní odpor jednotky až desítky ohmů. Kmitočtový rozsah měření střídavého proudu pomocí termoelektrických měničů závisí na jejich konstrukčním provedení a způsobu zapojení. Horní mezní frekvence leží v oblasti nad jednotkami megahertzů, může však sahat až k 1 GHz (v koaxiálním provedení podle

**(Obrázek 11.8b).** Značnou nevýhodou termoelektrických měničů je jejich malá přetížitelnost; bez poškození snesou proud jen asi o 50 % větší než je jmenovitý proud, pro který jsou určeny.



**Obrázek 11.8:** Provedení termoelektrického měniče

a) nepřímo žhaveného ve skleněné baňce, b) bočníkového v koaxiálním provedení



**Obrázek 11.9:** Základní zapojení pro měření střídavého proudu pomocí termorezistoru

Střídavý proud se dá také měřit pomocí **termorezistorů**. Měřeným proudem se termorezistor vyhřívá, zvýšení jeho teploty vede ke změně jeho odporu, která se zjistí např. mostovou metodou (Obrázek 11.9). Před měřením proudu se most vyváží. Změna odporu termorezistoru vyvolaná měřeným proudem způsobí rozvážení mostu. Při tzv. výchylkové metodě měření se určí měřený proud z údaje indikátoru reagujícího na rozvážení mostu, při tzv. nulové metodě měření se most znova vyváží a měřený proud se určí ze zásahu potřebného k obnovení rovnovážného stavu. Jako termorezistory se pro měření proudu nejčastěji používají perličkové termistory. Tímto způsobem je měřitelný střídavý proud i hluboko pod 1 mA. Kmitočtový rozsah závisí na způsobu zapojení, realizovatelné je měření i něco nad 1 GHz.

Pro měření střídavého proudu přichází v úvahu také **fotolektrický princip**: měřeným proudem se žhaví vhodná žárovka a její svítivost se měří pomocí fotolektrického snímače generátorového typu. Takto se dá měřit proud od desetin do desítek ampérů (ovšem nikoli jednou žárovkou). Nevýhodou je poměrně úzký měřicí rozsah s žárovkou jednoho typu. Kmitočtový rozsah závisí na provedení samotné žárovky a na způsobu zapojení; vyjímečně je možné měření až na 1 GHz.

### 11.3 Měření výkonu

Výkon stejnosměrného proudu je definován součinem napětí na spotřebiči a proudu tekoucího spotřebičem:

$$P = U \cdot I \quad (\text{W}) \quad (11.12)$$

Okamžitá hodnota výkonu střídavého proudu je:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t). \quad (\text{W}) \quad (11.13)$$

Střední hodnota výkonu střídavého proudu za periodu je definována:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt, \quad (\text{W}) \quad (11.14)$$

kde je  $u(t)$  ..... okamžitá hodnota napětí,  $(\text{V})$   
 $i(t)$  ..... okamžitá hodnota proudu.  $(\text{A})$

Jsou-li průběhy proudu a napětí harmonické s fázovým posuvem  $\varphi$ , definujeme střední hodnotu okamžitého výkonu jako *činný výkon*:

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi, \quad (\text{W}) \quad (11.15)$$

kde je  $U$  ..... efektivní hodnota napětí,  $(\text{V})$   
 $I$  ..... efektivní hodnota proudu,  $(\text{A})$   
 $\cos \varphi$  ..... účiník.  $(\text{-})$

*Jalový výkon* je pro harmonické signály definován:

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi. \quad (\text{Var}) \quad (11.16)$$

*Zdánlivý výkon* je definován součinem efektivních hodnot proudu a napětí:

$$S = U \cdot I. \quad (\text{VA}) \quad (11.17)$$

Pro harmonické průběhy proudu a napětí platí:

$$S^2 = P^2 + Q^2. \quad (\text{VA}) \quad (11.18)$$

Jsou-li napětí a proud neharmonické, platí nerovnost:

$$S^2 > P^2 + Q^2. \quad (\text{VA}) \quad (11.19)$$

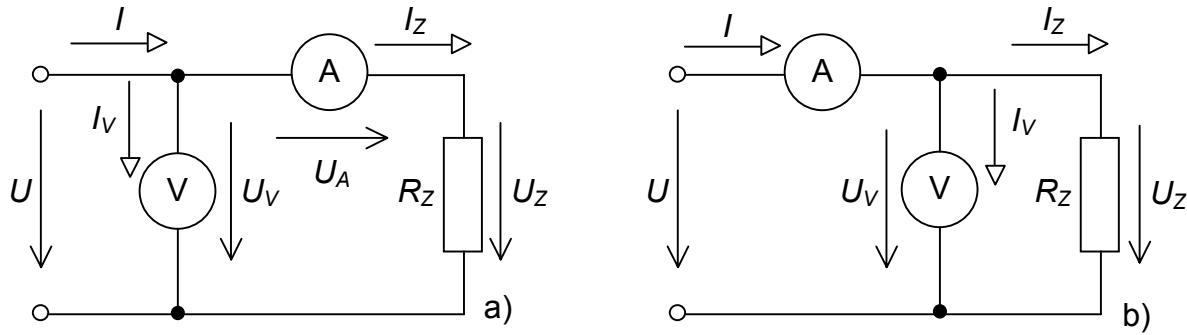
Levá strana vztahu (11.19) je zvětšena o hodnotu označovanou jako *deformační výkon*.

Činný výkon neharmonických signálů je definován jako součet výkonů jednotlivých harmonických složek:

$$P = U_0 \cdot I_0 + \sum_{k=1}^{k=n} U_k \cdot I_k \cdot \cos \varphi_k. \quad (\text{W}) \quad (11.20)$$

### 11.3.1 Měření výkonu stejnosměrného proudu

Výkon stejnosměrného proudu lze snadno měřit nepřímou metodou - měřením proudu ampérmetrem a napětí voltmetrem s následným výpočtem. Pro experimentální stanovení proudu a napětí jsou používána dvě zapojení, v obou případech je výkon určený z údajů přístrojů zatížen chybou metody.



**Obrázek 11.10:** Měření výkonu stejnosměrného proudu nepřímou metodou

V prvním zapojení dle obr. 11.10a měří voltmetr součet úbytků napětí na ampérmetru a zátěži, ampérmetr měří proud protékající zátěži. Výkon vypočítaný z údajů přístrojů je součtem výkonu zátěže a výkonu spotřebovaného ampérmetrem:

$$P_1 = U_V \cdot I_A = U_V \cdot I_Z = (U_A + U_Z) \cdot I_Z = P_A + P_Z, \quad (\text{W}) \quad (11.21)$$

kde je	$U_V$	napětí udávané voltmetrem,	(V)
	$U_A$	úbytek napětí na ampérmetru,	(V)
	$U_Z$	napětí na zátěži,	(V)
	$I_Z$	proud procházející zátěži,	(A)
	$I_A$	proud udaný ampérmetrem,	(A)
	$P_A$	výkon spotřebovaný ampérmetrem,	(W)
	$P_Z$	výkon zátěže.	(W)

*Absolutní chyba metody*  $\Delta_{IM}$  je určena rozdílem výkonu vypočteného z údajů měřicích přístrojů a skutečného výkonu zátěže:

$$\Delta_{IM} = P_1 - P_Z = P_A. \quad (\text{W}) \quad (11.22)$$

Výkon spotřebovaný ampérmetrem lze určit:

$$P_A = R_A \cdot I_A^2, \quad (\text{W}) \quad (11.23)$$

kde je  $R_A$  odpor ampérmetru.  $(\Omega)$

*Relativní chyba metody*  $\delta_{IM}$  je:

$$\delta_{IM} = \frac{P_1 - P_Z}{P_Z} \cdot 100 = \frac{P_A}{P_Z} \cdot 100. \quad (\%) \quad (11.24)$$

V druhém zapojení dle obr. 11.10b měří ampérmetr součet proudů tekoucích voltmetrem a zátěží. Výkon určený z údajů přístrojů je součtem výkonu zátěže a výkonu spotřebovaného voltmetrem:

$$P_2 = U_V \cdot I_A = U_Z \cdot (I_Z + I_V) = P_V + P_Z. \quad (\text{W}) \quad (11.25)$$

Absolutní chyba metody  $\Delta_{2M}$  je:

$$\Delta_{2M} = P_2 - P_Z = P_V. \quad (\text{W}) \quad (11.26)$$

Výkon spotřebovaný voltmetrem určíme ze vztahu:

$$P_V = \frac{U_V^2}{R_V}, \quad (\text{W}) \quad (11.27)$$

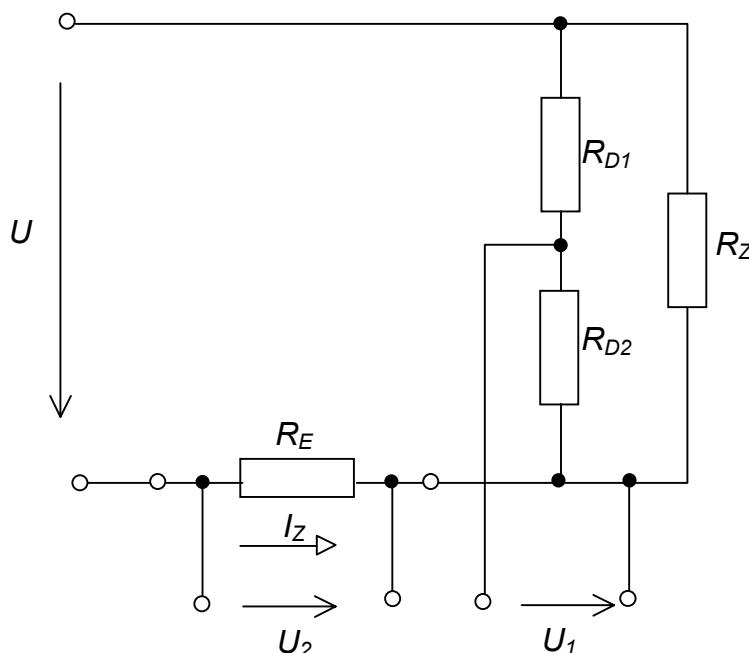
kde je  $R_V$  ..... odpor voltmetu.  $(\Omega)$

Relativní chyba metody  $\delta_{2M}$  je:

$$\delta_{2M} = \frac{P_2 - P_Z}{P_Z} \cdot 100 = \frac{P_V}{P_Z} \cdot 100 \quad (\%) \quad (11.28)$$

Po korekci chyb metod lze vyjádřit maximální možnou relativní chybu nepřímého měření jako součet chyb údajů voltmetu a ampérmetru.

Stejnosměrný výkon můžeme měřit přímou metodou *elektrodynamickými wattmetry*. Jsou možná dvě různá zapojení cívek přístroje uvedená v kapitole 11.3.2. V každém z nich je měření zatíženo chybou metody, výpočet těchto chyb je shodný s výpočtem chyb metod při měření střídavého výkonu wattmetry.

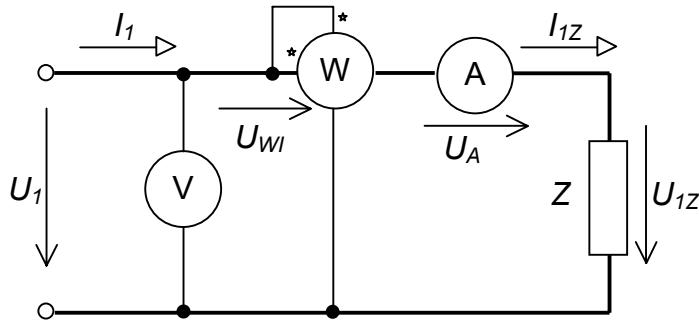


**Obrázek 11.11:** Měření výkonu stejnosměrného proudu vysokoohmovým kompenzátorem

Pro přesné měření výkonu lze použít stejnosměrný *vysokoohmový laboratorní kompenzátor*. Napětí zátěže  $U_Z$  měříme buď přímo nebo s pomocí napěťového děliče, proud zátěži  $I_Z$  měříme jako úbytek napětí  $U_2$  na přesném odporu  $R_E$  zapojeném do série se spotřebičem [lit. 4].

### 11.3.2 Měření výkonu střídavého proudu

Činný výkon střídavého proudu obvykle měříme wattmetry, většinou elektromechanickými s elektrodynamickým ústrojím, v poslední době i elektronickými. Z údaje wattmetru nepoznáme, jaký proud protéká proudovým obvodem, nebo jaké napětí je v napěťovém obvodu. Do série s proudovou cívkou wattmetru musíme proto vždy připojit ampérmetr a paralelně s napěťovou cívkou wattmetru musíme zapojit voltmetr. Wattmetry, elektrodynamické i elektronické, můžeme do měřeného obvodu zapojit dvěma způsoby, obě zapojení jsou zatížena chybami metod.



**Obrázek 11.12:** Měření výkonu střídavého proudu v jednofázové síti, první zapojení

V prvním zapojení (obr. 11.12) udává wattmetr činný výkon zátěže, výkon spotřebovaný proudovou cívkou wattmetru a výkon spotřebovaný ampérmetrem. Činný výkon určený z výchylky wattmetru je tedy:

$$P_1 = P_{1Z} + P_{WI} + P_A \quad (\text{W}) \quad (11.29)$$

kde je  $P_{1Z}$  ..... výkon zátěže, (W)

$P_{WI}$  ..... výkon spotřebovaný proudovou cívkou wattmetru, (W)

$P_A$  ..... výkon spotřebovaný ampérmetrem. (W)

Výkon spotřebovaný proudovou cívkou wattmetru:

$$P_{WI} = R_{WI} \cdot I_{1Z}^2, \quad (\text{W}) \quad (11.30)$$

kde je  $R_{WI}$  ..... odpor proudové cívky wattmetru, (Ω)

$I_{1Z}$  ..... proud procházející zátěží. (A)

Výkon spotřebovaný ampérmetrem:

$$P_A = R_A \cdot I_{1Z}^2, \quad (\text{W}) \quad (11.31)$$

kde je  $R_A$  ..... odpor ampérmetru. (Ω)

Činný výkon zátěže je:

$$P_{1Z} = P_1 - P_{WI} - P_A. \quad (\text{W}) \quad (11.32)$$

Z výše uvedených vztahů plyne, že *absolutní chyba metody* prvního zapojení je:

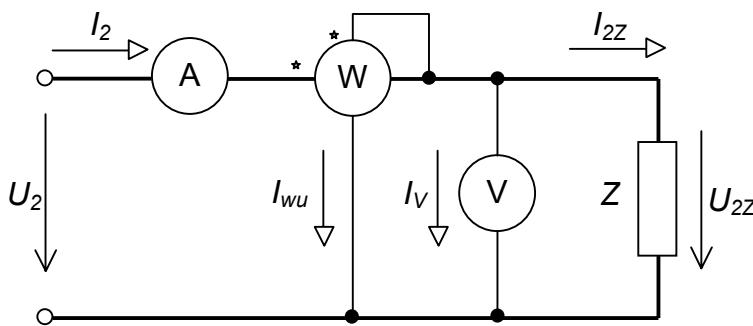
$$\Delta_{1M} = P_1 - P_{1Z} = P_{WI} + P_A. \quad (\text{W}) \quad (11.33)$$

Pro *relativní chybu* metody platí:

$$\delta_{1M} = \frac{\Delta_{1M}}{P_{1Z}} \cdot 100 = \frac{P_{WI} + P_A}{P_{1Z}} \cdot 100. \quad (\%) \quad (11.34)$$

Způsob zapojení uvedený na prvním obrázku je používán tehdy, je-li úbytek napětí  $U_{WI}$  na proudové cívce wattmetru mnohem menší než napětí  $U_{1Z}$  na zátěži.

V druhém zapojení (obr. 11.13) udává wattmetr nejen výkon spotřebovaný zátěží, ale i výkony spotřebované napěťovou cívkou wattmetru a voltmetrem.



**Obrázek 11.13:** Měření výkonu střídavého proudu v jednofázové síti, druhé zapojení

Wattmetr tedy udává hodnotu:

$$P_2 = P_{2Z} + P_{WU} + P_V, \quad (\text{W}) \quad (11.35)$$

kde je  $P_{2Z}$  ..... výkon zátěže,  $(\text{W})$

$P_{WU}$  ..... výkon spotřebovaný napěťovou cívkou wattmetru,  $(\text{W})$

$P_V$  ..... výkon spotřebovaný voltmetrem.  $(\text{W})$

Výkon spotřebovaný napěťovou cívkou wattmetru:

$$P_{WU} = \frac{U_{2Z}^2}{R_{WU}}, \quad (\text{W}) \quad (11.36)$$

kde je  $R_{WU}$  ..... odpor napěťové cívky wattmetru,  $(\Omega)$

$U_{2Z}$  ..... napětí na zátěži.  $(\text{V})$

Výkon spotřebovaný voltmetrem:

$$P_V = \frac{U_{2Z}^2}{R_V} \quad (\text{W}), \quad (11.37)$$

kde je  $R_V$  ..... odpor voltmetru.  $(\Omega)$

*Absolutní chyba metody druhého zapojení je rovna:*

$$\Delta_{2M} = P_2 - P_{2Z} = P_{WU} + P_V. \quad (\text{W}) \quad (11.38)$$

*Relativní chyba* druhé metody je rovna:

$$\delta_{2M} = \frac{\Delta_{2M}}{P_{2Z}} \cdot 100 = \frac{P_{WU} + P_V}{P_{2Z}} \cdot 100 \quad (\%) \quad (11.39)$$

Je-li proud  $I_{2Z}$  procházející zátěží mnohem větší než proud  $I_{WU}$  procházející napěťovou cívkou wattmetru, používáme druhé zapojení.

Z obou způsobů zapojení volíme takový, který vyhovuje našim požadavkům. Na otázku, zda je nebo není nutné provádět opravu na spotřebu proudové (napěťové) cívky wattmetru a ampérmetru (voltmetru) je jednoduchá odpověď. Vypočteme velikost spotřeby přístrojů v procentní míře a porovnáme ji s přesností použitého wattmetru; podle jejich poměru se rozhodneme.

Odpor napěťové cívky wattmetru a odpor voltmetru jsou vždy uvedeny na stupnicích přístrojů. Odpory proudové cívky wattmetru a ampérmetru se na stupnici přístrojů neuvádí, je nutno je změřit.

Připojený voltmetr a ampérmetr nám dovolí určit zdánlivý výkon  $S$ . Pomocí zdánlivého výkonu a činného výkonu lze s použitím (11.40) určit jalový výkon:

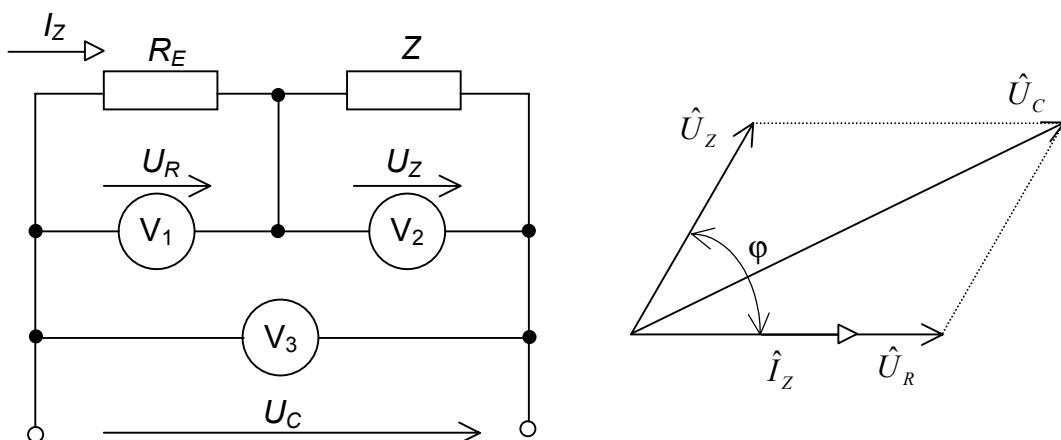
$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} . \quad (\text{Var}) \quad (11.40)$$

Můžeme určit také účiník:

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} . \quad (-) \quad (11.41)$$

### 11.3.3 Měření činného výkonu třemi voltmetry

Metoda měření výkonu třemi voltmetry je vhodná pro měření malých činných výkonů na malých impedancích. V současnosti metoda nabývá na významu, zapojení je vhodné k měření výkonů automatickými měřicími systémy. K měření jsou s výhodou používány číslicové voltmetry vyznačující se velkým vstupním odporem, které můžeme snadno zapojit do měřicího systému.



**Obrázek 11.14:** Zapojení pro měření činného výkonu třemi voltmetry a odpovídající fázorový diagram

Do série se zátěží je zapojen rezistor  $R_E$  známé hodnoty, řádově shodné velikosti se zátěží. Činný výkon zátěže lze určit z údajů voltmetrů a velikosti rezistoru,  $\cos \varphi$  je vyjádřen pomocí kosinové věty.

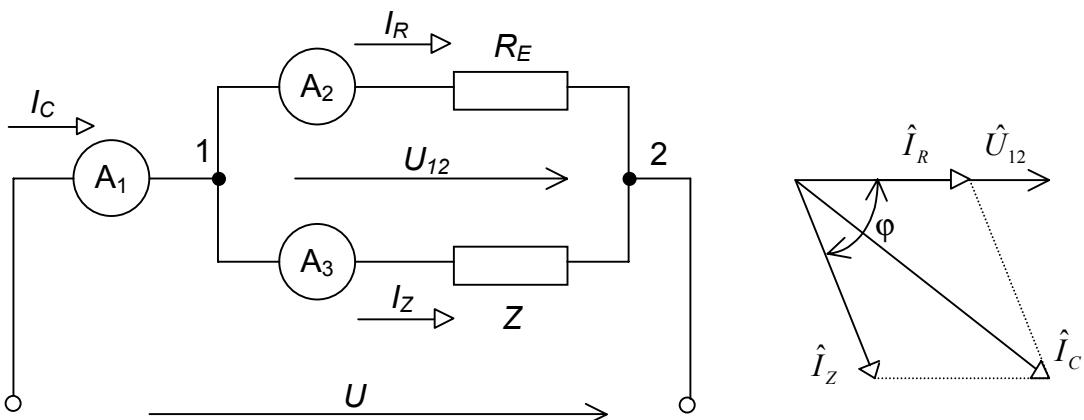
$$P_z = U_z \cdot I_z \cdot \cos \varphi = U_z \cdot \frac{U_R}{R_E} \cdot \frac{U_C^2 - U_R^2 - U_z^2}{2 \cdot U_R \cdot U_z} = \frac{U_C^2 - U_R^2 - U_z^2}{2 \cdot R_E}, \quad (\text{W}) \quad (11.42)$$

- kde je  $U_C$  ..... napětí na sériové kombinaci rezistoru a zátěže, (V)  
 $U_R$  ..... napětí na rezistoru, (V)  
 $U_z$  ..... napětí na zátěži, (V)  
 $R_E$  ..... snímací etalonový rezistor, ( $\Omega$ )  
 $I_z$  ..... proud protékající zátěží. (A)

Pokud jsou použité voltmetry dostatečně kmitočtově nezávislé, platí vztah (11.42) též pro výpočet výkonu neharmonických signálů. Z údajů voltmetrů můžeme rovněž určit zdánlivý a jalový výkon. Je vhodné použít voltmetry s velkým vstupním odporem; pokud tuto podmínku nemůžeme dodržet, musíme od vypočteného výkonu odečíst spotřebu voltmetru připojeného na zátěž. Metoda patří mezi nepřímé metody měření výkonu, při vyhodnocení přesnosti měření musíme vzít tento fakt v úvahu.

#### 11.3.4 Měření činného výkonu třemi ampérmetry

Metoda měření výkonu třemi ampérmetry je vhodná pro měření malých činných výkonů na velkých impedancích. Stejně jako metoda měření třemi voltmetry je při použití číslicových přístrojů snadno přizpůsobitelná pro automatizovaná měření. Paralelně k zátěži, jejíž výkon měříme, je zapojen rezistor  $R_E$  známé velikosti. Všechny tři proudy měříme rovnocennými ampérmetry, jejich vstupní odpory by měly být malé proti odporu  $R_E$  a impedanci zátěže.



**Obrázek 11.15:** Zapojení pro měření činného výkonu třemi ampérmetry a odpovídající fázorový diagram

Činný výkon je:

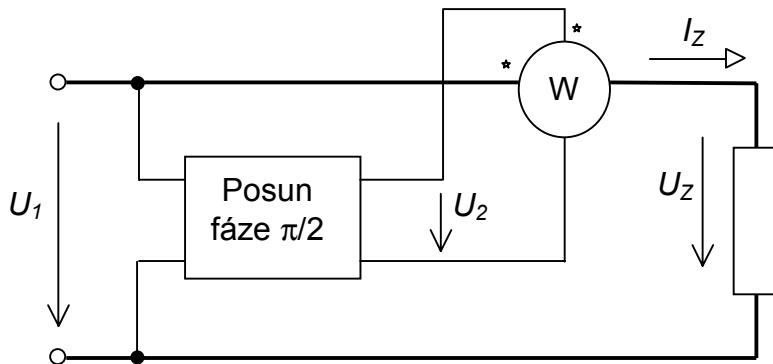
$$P_z = U_z \cdot I_z \cdot \cos \varphi = I_R \cdot R_E \cdot I_z \cdot \frac{I_C^2 - I_z^2 - I_R^2}{2 \cdot I_R \cdot I_z} = \frac{R_E}{2} (I_C^2 - I_z^2 - I_R^2), \quad (\text{W}) \quad (11.43)$$

- kde je  $I_z$  ..... proud protékající zátěží, (A)  
 $I_R$  ..... proud procházející rezistorem, (A)  
 $I_C$  ..... proud zdroje, (A)  
 $R_E$  ..... etalonový rezistor, ( $\Omega$ )  
 $U_z$  ..... napětí na zátěži. (V).

Vztah platí za předpokladu malých úbytků napětí na ampérmetrech (malé vstupní odpory). Při vyjádření přesnosti měření je třeba vzít na zřetel, že metoda patří mezi metody nepřímé.

### 11.3.5 Měření jalového výkonu

Jalový výkon je pro harmonické průběhy definován:



**Obrázek 11.16:** Zapojení wattmetru pro měření jalového výkonu

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi = U \cdot I \cdot \cos (90^\circ - \varphi) \quad (\text{VAr}) \quad (11.44)$$

Posuneme-li fázi napětí přiváděného na napěťovou cívku vůči napětí na spotřebiči o  $90^\circ$ , můžeme k měření jalového výkonu použít elektrodynamický nebo ferodynamický wattmetr – obr. 11.16.

Na spotřebiči induktivního charakteru je jalový výkon kladný. Na spotřebiči kapacitního charakteru bude výchylka wattmetru záporná, je nutno změnit polaritu proudové cívky wattmetru a výkon zapsat se záporným znaménkem. Posun fázoru napětí o  $90^\circ$  lze získat:

indukčním regulátorem,

z trojfázové soustavy napětí,

pomocí  $L$  a  $C$  zapojených v napěťovém obvodu wattmetru,

pomocí Goergesova můstku.

Některé firmy vyrábějí wattmetry s vestavěným zařízením pro otočení napětí, které lze zařadit do napěťového obvodu přepínačem. Takový wattmetr lze použít k měření činného i jalového výkonu.

### 11.3.6 Měření výkonu střídavého proudu v trojfázových soustavách

Volba vhodné metody pro měření celkového výkonu trojfázové souměrné soustavy závisí na tom, zda je měřená trojfázová zátěž souměrná či nesouměrná a jde-li o trojfázovou síť čtyřvodičovou nebo třívodičovou. Počet wattmetrů, který při měření činného výkonu ve vícevodičové síti musíme použít, udává *Blondelův teorém*. Ten stanoví, že v  $n$ -vodičové soustavě můžeme činný výkon zátěže správně měřit nejméně  $n-1$  wattmetry. Měření je správné při obecné zátěži i obecné soustavě napětí a je zatíženo pouze chybou způsobenou spotřebou měřicích ústrojí wattmetrů a spotřebou kontrolních měřicích přístrojů.

Všechna zapojení pro měření činného i jalového výkonu vyžadují spolehlivou znalost *sledu fází*. K určení sledu fází slouží indikátory sledu fází. Starší přístroje svým principem připomínají asynchronní motorek. Uprostřed tří elektromagnetů, umístěných do kruhu a vzájemně posunutých o  $120^\circ$ , se otáčí kotouček s nakreslenou šipkou. Správné pořadí připojených fází kotouček indikuje pohybem ve směru šipky. Novější přístroje nemají pohyblivou část. Správný sled fází indikuje doutnavka zapojená na obvody obsahující rezistory a kondenzátory, které způsobují fázový posun. Je-li sled fází správný, je napětí na doutnavce větší než její zapalovací napětí a doutnavka svítí.

*Symetrická soustava* – fázory napětí jednotlivých fází jsou stejně velké a mezi nimi fázový rozdíl  $120^\circ$ .

*Symetrická zátěž (spotřebič)* – fázory proudů tekoucích jednotlivými fázemi jsou stejně velké a mají stejný fázový rozdíl proti příslušným fázovým napětím.

Pro měření výkonu v trojfázových sítích používáme nejčastěji *elektrodynamické nebo ferodynamické wattmetry*, v poslední době i *wattmetry elektronické*. Zapojení jsou shodná pro všechny druhy přístrojů.

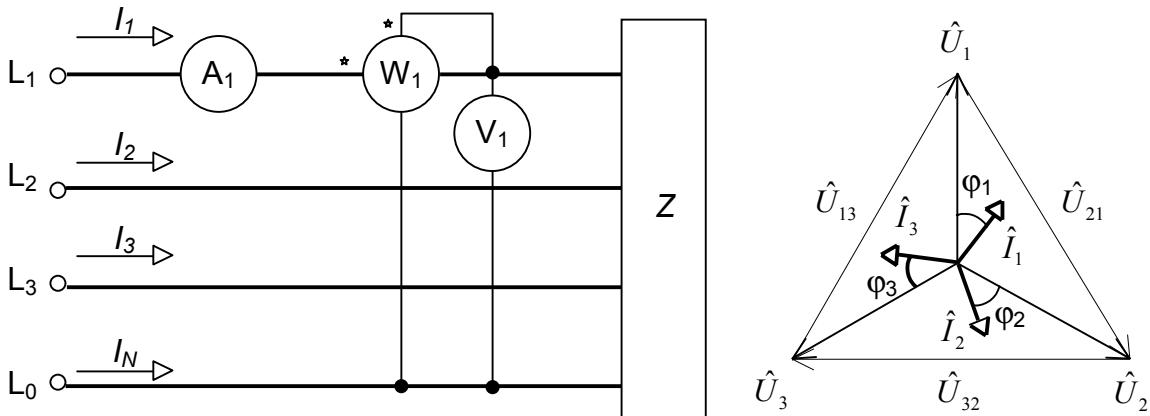
Ze vztahů pro výkony v jednofázové síti lze odvodit vztahy pro výkony v síti trojfázové, celkový výkon je dán součtem výkonů v jednotlivých fázích:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 + U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 + U_3 \cdot I_3 \cdot \cos \varphi_3, \text{ (W)} \quad (11.45)$$

$$Q = Q_1 + Q_2 + Q_3 = U_1 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 + U_2 \cdot I_2 \cdot \sin \varphi_2 + U_3 \cdot I_3 \cdot \sin \varphi_3, \text{ (VAr)} \quad (11.46)$$

kde jsou  $U_1, U_2, U_3$  ..... fázová napětí,  $(V)$   
 $I_1, I_2, I_3$  ..... fázové proudy,  $(A)$   
 $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$  ..... fázové posuvy mezi  $U$  a  $I$ .  $(rad)$

#### 11.3.6.1 Měření činného výkonu v souměrné soustavě se souměrnou zátěží



**Obrázek 11.17:** Měření činného výkonu souměrné zátěže ve čtyřvodičové souměrné soustavě

V symetrické soustavě napětí se souměrnou zátěží je činný výkon ve všech třech fázích stejný:

$$P_1 = P_2 = P_3, \quad (\text{W}), \quad (11.47)$$

$$U_1 = U_2 = U_3, \quad (\text{V})$$

$$I_1 = I_2 = I_3, \quad (\text{A})$$

$$\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3, \quad (\text{rad})$$

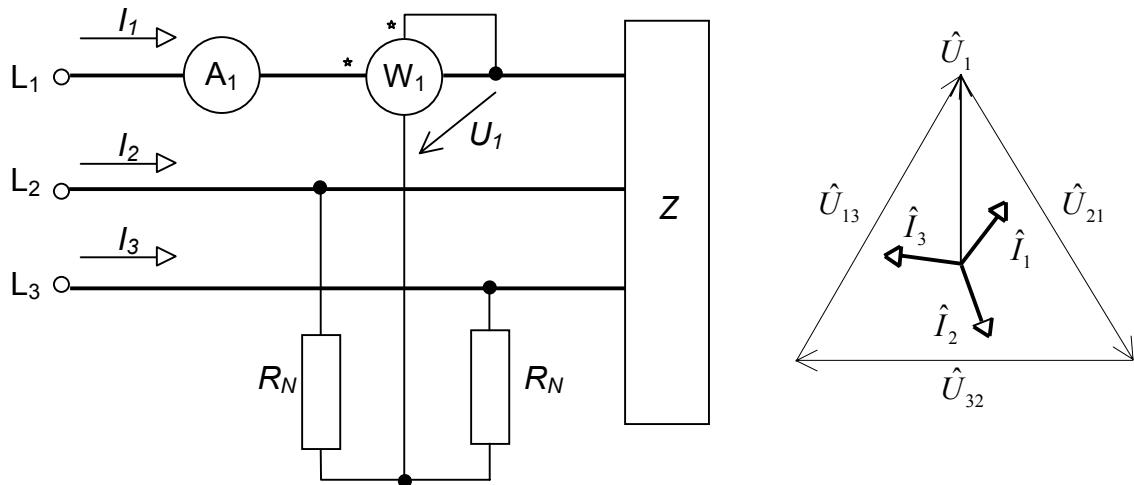
z toho důvodu můžeme měřit výkon jen v jedné fázi a celkový činný výkon určit jako jeho násobek:

$$P = 3P_1. \quad (\text{W}) \quad (11.48)$$

Měření činného výkonu v *souměrné čtyřvodičové soustavě* se souměrnou zátěží viz **Obrázek 11.18** soustavě a odpovídající fázorový diagram

Měření činného výkonu v *souměrné třívodičové soustavě* se souměrnou zátěží je uvedeno ve schématu obr. 11.19.

V síti bez středového vodiče musí být vytvořen nulový bod pomocí rezistorů, jejichž velikost je rovna odporu napěťové cívky wattmetru,  $R_N = R_{WU}$ .

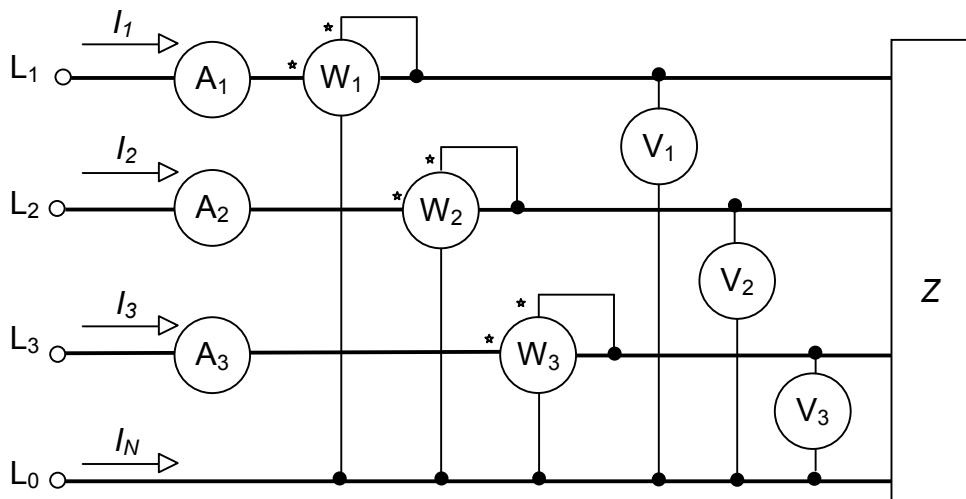


**Obrázek 11.18:** Měření činného výkonu souměrné zátěže ve třívodičové souměrné soustavě a odpovídající fázorový diagram

#### 11.3.6.2 Měření činného výkonu v souměrné soustavě s nesouměrnou zátěží

V zapojení s nesouměrnou zátěží neplatí (11.57) a musíme měřit výkony ve všech fázích.

Měření činného výkonu v *souměrné čtyřvodičové soustavě* s nesouměrnou zátěží je ukázáno na obr. 11.19.



**Obrázek 11.19:** Měření činného výkonu nesouměrné zátěže ve čtyřvodičové symetrické soustavě

Při odvozování vztahu pro celkový výkon uvedeného zapojení můžeme vycházet z okamžitých hodnot napětí a proudů. Okamžité hodnoty výkonů v jednotlivých fázích jsou:

$$p_1 = u_{10} \cdot i_1 = (u_1 - u_0) \cdot i_1, \quad (\text{W}) \quad (11.49)$$

$$p_2 = u_{20} \cdot i_2 = (u_2 - u_0) \cdot i_2, \quad (\text{W}) \quad (11.50)$$

$$p_3 = u_{30} \cdot i_3 = (u_3 - u_0) \cdot i_3. \quad (\text{W}) \quad (11.51)$$

Celkový okamžitý výkon je součtem výkonů v jednotlivých fázích:

$$p = p_1 + p_2 + p_3 = u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 + u_3 \cdot i_3 - u_0 (i_1 + i_2 + i_3). \quad (\text{W}) \quad (11.52)$$

Podle 1. Kirchhoffova zákona je součet proudů v uzlu roven nule:

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_0 = 0 \Rightarrow i_1 + i_2 + i_3 = -i_0, \quad (\text{A}) \quad (11.53)$$

potom bude okamžitá hodnota celkového výkonu rovna:

$$p = p_1 + p_2 + p_3 = u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 + u_3 \cdot i_3 + u_0 \cdot i_0. \quad (\text{W}) \quad (11.54)$$

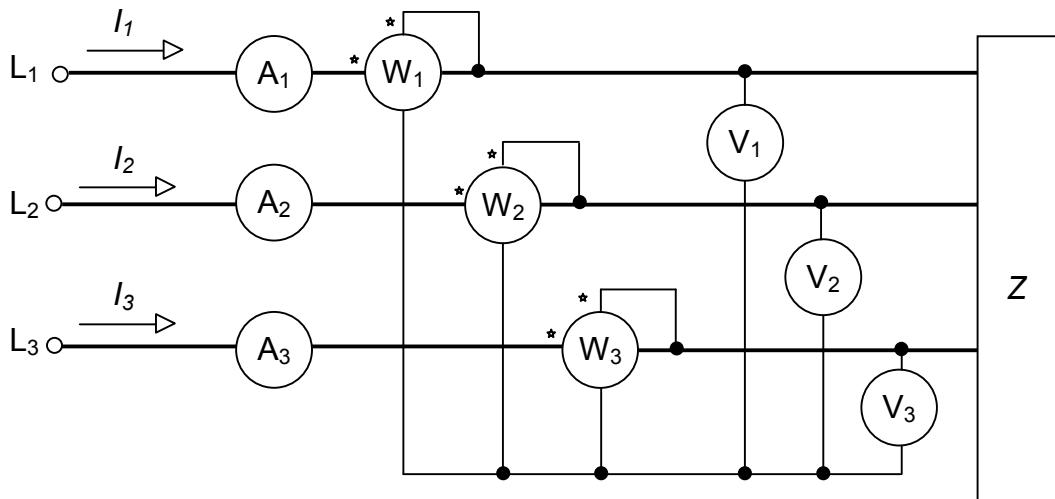
Pro celkový výkon záteže platí:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + P_0 = N_1 + N_2 + N_3, \quad (\text{W}) \quad (11.55)$$

kde jsou  $N_1, N_2, N_3, \dots$  údaje wattmetrů.  $(\text{W})$

Chceme-li zjistit správnou hodnotu výkonu záteže, musíme od výkonu vypočítaného jako součet údajů wattmetrů odečíst výkony spotřebované napěťovými cívkami wattmetrů a měřicími ústrojími kontrolních voltmetrů, podobně jako při měření výkonu v jednofázových obvodech.

Měření činného výkonu v *souměrné třívodičové soustavě* s nesouměrnou záteží je na obr. 11.20.



**Obrázek 11.20:** Měření činného výkonu nesouměrné zátěže v třívodičové symetrické soustavě

Spojením výstupních konců napěťových cívek wattmetrů a kontrolních voltmetrů vytvoříme volný uzel, který představuje *umělou nulu*. Chceme-li správně stanovit výkony v jednotlivých fázích, musí mít napěťové cívky všech tří wattmetrů odpory stejné velikosti, to stejně platí pro odpory voltmetrů.

Okamžitý výkon v jednotlivých fázích soustavy:

$$p_1 = u_{10} \cdot i_1 = (u_1 - u_0) \cdot i_1, \quad (\text{W}) \quad (11.56)$$

$$p_2 = u_{20} \cdot i_2 = (u_2 - u_0) \cdot i_2, \quad (\text{W}) \quad (11.57)$$

$$p_3 = u_{30} \cdot i_3 = (u_3 - u_0) \cdot i_3. \quad (\text{W}) \quad (11.58)$$

Celkový okamžitý výkon soustavy je:

$$p = p_1 + p_2 + p_3 = u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 + u_3 \cdot i_3 - u_0 (i_1 + i_2 + i_3). \quad (\text{W}) \quad (11.59)$$

Podle 1. Kirchhoffova zákona je součet proudů v uzlu roven nule:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0, \quad (\text{A}) \quad (11.60)$$

potom:

$$p = p_1 + p_2 + p_3 = u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 + u_3 \cdot i_3. \quad (\text{W}) \quad (11.61)$$

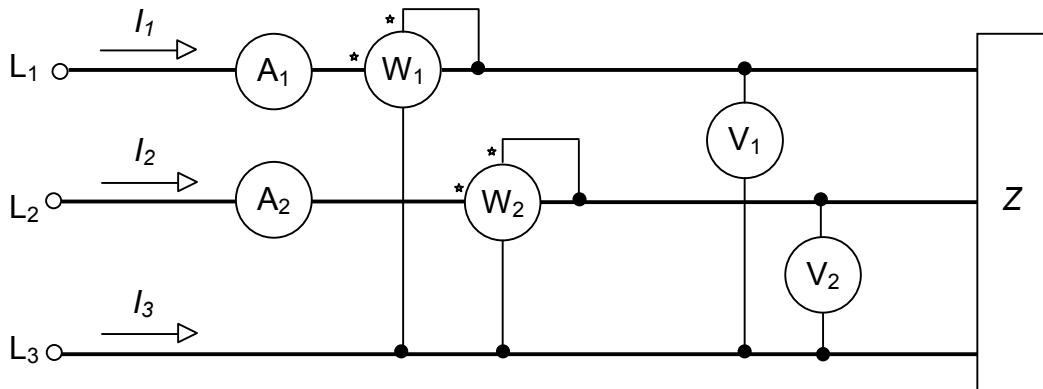
Celkový činný výkon zátěže změřený wattmetry je dán vztahem:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 = N_1 + N_2 + N_3, \quad (\text{W}) \quad (11.62)$$

kde jsou  $N_1, N_2, N_3, \dots$  údaje wattmetrů.  $(\text{W})$

### 11.3.6.3 Měření činného výkonu v třívodičové soustavě v Aronově zapojení

K měření výkonu v trojfázové síti bez středového vodiče se všeobecně používá Aronovo zapojení se dvěma wattmetry, které splňuje Blondelův teorém. Napěťové obvody wattmetrů jsou připojeny na sdružená napětí.



**Obrázek 11.21:** Měření činného výkonu v třívodičové symetrické soustavě dvěma wattmetry –Aronovo zapojení

Okamžité hodnoty výkonů měřených wattmetry v zapojení podle obr. 11.21 jsou:

$$p_1 = u_{13} \cdot i_1 = u_1 \cdot i_1 - u_3 \cdot i_1 , \quad (\text{W}) \quad (11.63)$$

$$p_2 = u_{23} \cdot i_2 = u_2 \cdot i_2 - u_3 \cdot i_2 . \quad (\text{W}) \quad (11.64)$$

Součet těchto hodnot je:

$$p = p_1 + p_2 = u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 + u_3 (-i_1 - i_2) , \quad (\text{W}) \quad (11.65)$$

protože se jedná o třívodičovou síť, platí podle 1. K.Z.:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \Rightarrow i_3 = -i_1 - i_2 . \quad (\text{A}) \quad (11.66)$$

Dosazením do vztahu (11.65) dostaneme:

$$p = p_1 + p_2 = u_1 \cdot i_1 + u_2 \cdot i_2 + u_3 \cdot i_3 . \quad (\text{W}) \quad (11.67)$$

Celkový činný výkon třífázové třívodičové soustavy změřený dvěma wattmetry je:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 = N_1 + N_2 . \quad (\text{W}) \quad (11.68)$$

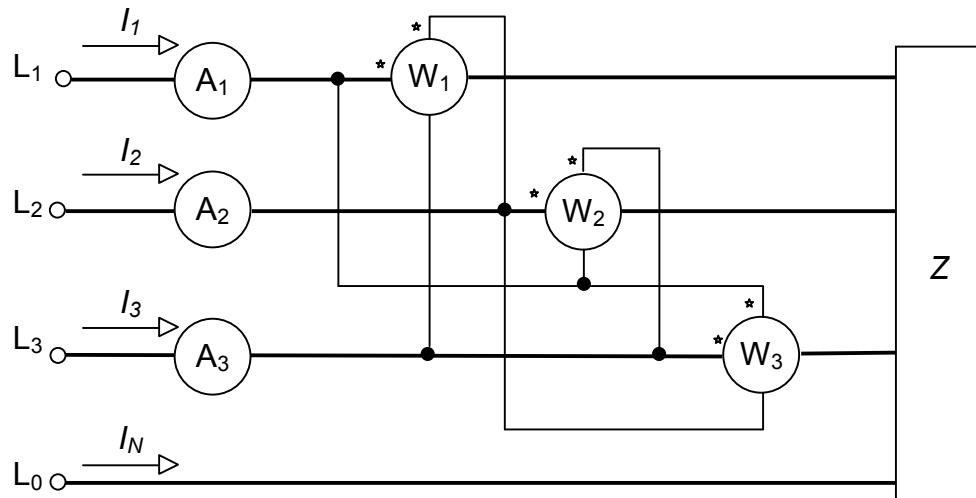
kde jsou  $N_1, N_2$ ..... údaje wattmetrů

Vztah (11.68) platí rovněž pro další dvě možná zapojení wattmetrů (v 1. a 3. fázi nebo ve 2. a 3. fázi).

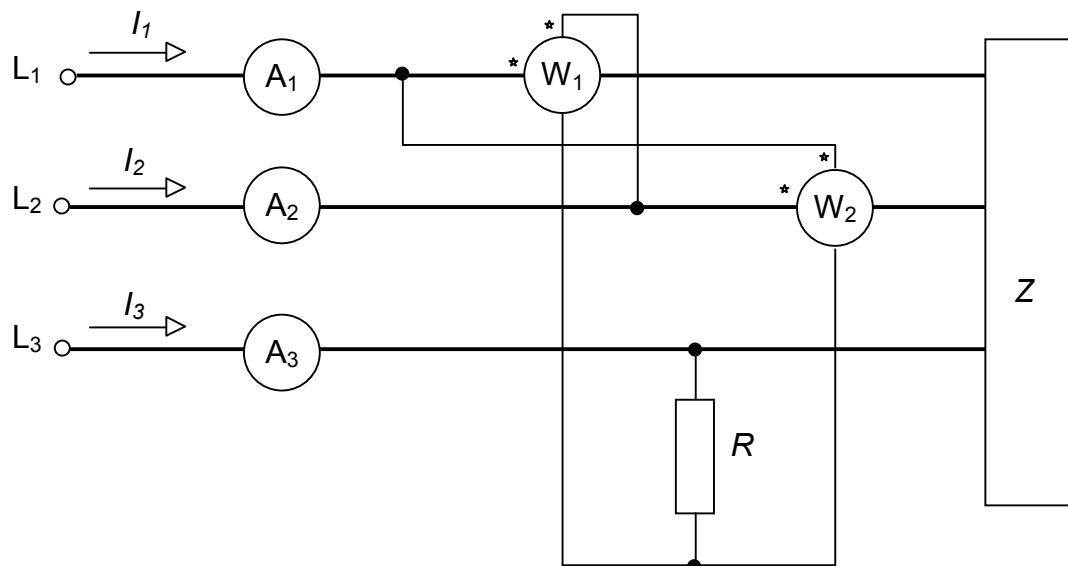
#### 11.3.6.4 Měření jalového výkonu

Zpoždění fázoru napětí na napěťové cívce každého wattmetru o  $90^\circ$  oproti fázoru napětí při měření činného výkonu zajistíme tak, že napěťové cívky wattmetrů připojíme na sdružená napětí. Musí však být splněn požadavek *symetrické soustavy napětí*, u které lze najít dvojice napětí se vzájemným fázovým posuvem  $90^\circ$  (např.  $U_1$  a  $U_{32}$ ).

Měření jalového výkonu ve čtyřvodičové soustavě třemi wattmetry je na obr.11.22.Zapojení lze použít ve čtyřvodičové i třívodičové soustavě.



**Obrázek 11.22:** Měření jalového výkonu ve čtyřvodičové nebo třívodičové soustavě s obecnou zátěží



**Obrázek 11.23:** Měření jalového výkonu dvěma wattmetry ve třívodičové soustavě s obecnou zátěží

V souměrné trojfázové soustavě napětí platí mezi sdruženými a fázovými napětími vztahy:

$$U_{12} = \sqrt{3} \cdot U_3, \quad U_{23} = \sqrt{3} \cdot U_1, \quad U_{31} = \sqrt{3} \cdot U_2, \quad (V) \quad (11.69)$$

přitom vzájemný fázový posun příslušných napětí je  $90^\circ$ .

Wattmetry proto měří fázové jalové výkony:

$$N_1 = \sqrt{3} \cdot Q_1, \quad N_2 = \sqrt{3} \cdot Q_2 \quad N_3 = \sqrt{3} \cdot Q_3. \quad (\text{VAr}) \quad (11.70)$$

Jalové výkony v jednotlivých fázích jsou:

$$Q_1 = \frac{N_1}{\sqrt{3}}, \quad Q_2 = \frac{N_2}{\sqrt{3}}, \quad Q_3 = \frac{N_3}{\sqrt{3}}. \quad (\text{VAr}) \quad (11.71)$$

Celkový jalový výkon zátěže je dán součty jalových výkonů v jednotlivých fázích:

$$Q = Q_1 + Q_2 + Q_3 = \frac{N_1}{\sqrt{3}} + \frac{N_2}{\sqrt{3}} + \frac{N_3}{\sqrt{3}} = \frac{N_1 + N_2 + N_3}{\sqrt{3}}. \quad (\text{VAr}) \quad (11.72)$$

kde jsou  $N_1, N_2, N_3$  ..... údaje wattmetrů.  $(\text{VAr})$

#### 11.3.6.5 Měření jalového výkonu v třívodičové soustavě dvěma wattmetry

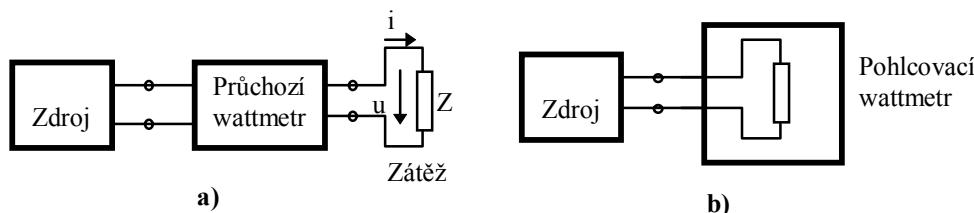
Zapojení se dvěma wattmetry lze použít pouze v třívodičové symetrické soustavě napětí, vychází z Aronova zapojení pro měření činného výkonu. Podobně jako při měření činného výkonu v třívodičové soustavě vytvoříme pomocí odporu  $R = R_{WU}$  umělou nulu sítě.

V Aronově zapojení (obr. 11.21) byla na wattmetry W1 a W2 přivedena sdružená napětí  $U_{13}$  a  $U_{23}$ . Zapojení na obr. 11.23 se liší tím, že na wattmetry jsou připojena fázová napětí  $U_2$  a  $U_1$ , která jsou proti původním napětím fázově pootočená o  $-90^\circ$  resp.  $+90^\circ$ . Wattmetry tedy měří jalový výkon, přitom pro celkový jalový výkon zátěže platí:

$$Q = \sqrt{3} (N_1 - N_2), \quad (\text{VAr}) \quad (11.73)$$

kde jsou  $N_1, N_2$  ..... údaje wattmetrů zapojených podle obr. 11.23  $(\text{VAr})$

Výkon je důležitým ukazatelem u elektrických zdrojů i spotřebičů. K jeho měření slouží přístroje stručně zvané wattmetry (wattmetry v širším smyslu slova, tj. bez ohledu na citlivost). Z funkčního hlediska se rozlišují wattmetry průchozí a wattmetry pohlcovací (**Obrázek 11.24**): průchozí wattmetr se zapojuje mezi zdroj a zátěž a měří výkon předávaný zdrojem do dané zátěže (měřený výkon wattmetrem prochází), pohlcovací wattmetr měří výkon předávaný zdrojem do odporové zátěže obsažené ve wattmetru připojeného ke zdroji (wattmetr měřený výkon pohlcuje). Podle způsobu měření a charakteru údaje se rozlišují wattmetry analogové a wattmetry číslícové.



**Obrázek 11.24:** Podstata zapojení pro měření výkonu a) průchozím wattmetrem, b) pohlcovacím wattmetrem

## 11.4 Elektronické přístroje na měření výkonu

Pro výkon  $P$  (tzv. činný) dodávaný zdrojem do libovolné zátěže během časového intervalu  $T$  platí známý vztah

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt$$

kde  $u(t)$  je časový průběh napětí na zátěži a  $i(t)$  je časový průběh proudu tekoucího zátěží. Energie  $A$  dodaná zdrojem do zátěže během časového intervalu  $T$  je

$$A = PT$$

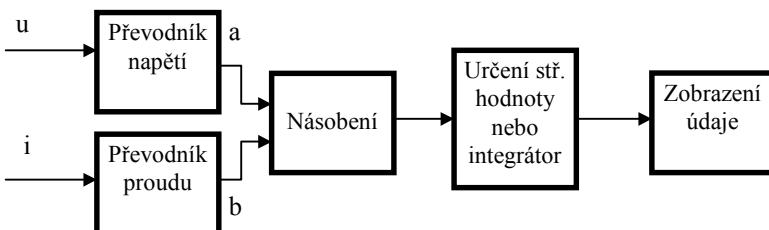
Je zřejmé, že měření výkonu a energie spolu úzce souvisí: při měření výkonu se určuje střední hodnota okamžitého výkonu, při měření energie se okamžitý výkon integruje. Z toho vyplývá struktura přístroje na průchozí měření výkonu nebo energie (**Obrázek 11.24**). Napětí  $u(t)$  na zátěži se převádí na signál

$$a(t) = k_u u(t) \quad (11.74)$$

proud  $i(t)$  tekoucí zátěží se převádí na signál

$$b(t) = k_i i(t) \quad (11.75)$$

Koeficientem  $k_u$  lze upravit napěťovou citlivost přístroje, koeficientem  $k_i$  lze upravit proudovou citlivost přístroje. Druh signálů  $a(t)$  a  $b(t)$  závisí na způsobu jejich násobení, v elektronických wattmetrech jsou témto signály zpravidla napětí. Po vynásobení následuje při měření výkonu určení střední hodnoty, při měření energie následuje integrace. K převodu napětí  $u$  na napětí  $a$  se používá napěťový transformátor, rezistorový dělič napětí nebo zesilovač napětí. K převodu proudu  $i$  na napětí  $b$  se používá proudový transformátor zatížený na sekundární straně rezistorem o malé odporu, bočník nebo převodník proudu na napětí s operačním zesilovačem. Při jiném druhu signálu  $a$ ,  $b$  se použije jiný odpovídající druh převodníku. Násobení a určení střední hodnoty popř. integrace se realizuje analogově nebo číslicově.



**Obrázek 11.24:** Princip uspořádání přístroje na průchozí měření výkonu nebo energie

### 11.4.1 Analogové průchozí přístroje na měření výkonu

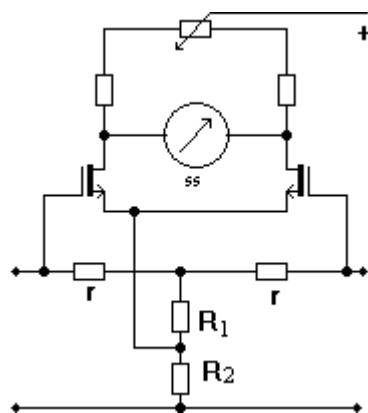
Analogové přístroje mají na svém signálovém konci stejnosměrný ručkový přístroj (ukazovací přístroj s magnetoelektrickým ústrojím), který reaguje na střední hodnotu přivedeného napětí, takže není zapotřebí zajišťovat střední hodnotu zvlášť. Jednotlivé druhy analogových průchozích wattmetrů se v podstatě liší jen druhem v nich obsažené analogové násobičky nebo se v nich převádí průchozí měření na měření pohlcovací.

Diskrétní polovodičovou součástkou schopnou bezprostředního analogového násobení je Hallův generátor. Průchozí wattmetry s takto realizovaným násobením se však uplatnily málo, a to buď jen na technických kmitočtech nebo ve vlnovodovém provedení. Daleko

častěji se analogové násobení v průchozích wattmetrech realizuje nepřímo. Tak násobení dvou veličin se dá obejít podle vztahu

$$ab = \frac{(a+b)^2 - (a-b)^2}{4} \quad (11.76)$$

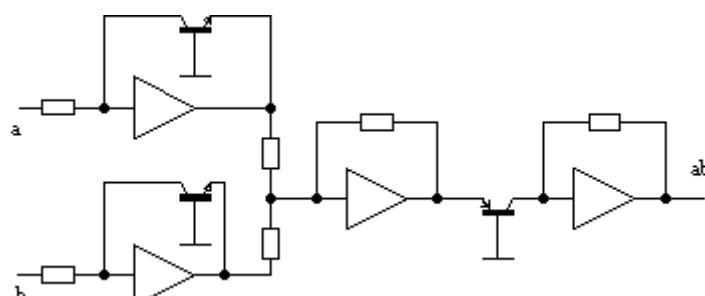
Obvodové řešení této tzv. **kvadrátorové násobičky** sestává z jednoho sčítacího obvodu, dvou odečítacích obvodů a dvou kvadrátorů (nelineárních členů či obvodů s kvadratickou převodní charakteristikou). **Obrázek 11.25** ukazuje zapojení analogového průchozího wattmetru s takovým principem, kde funkci kvadrátorů vykonávají tranzistory řízené polem. Jeho správná činnost je podmíněna platností nerovnosti  $r \ll |Z| \ll R_1 + R_2$ , kde  $Z$  je impedance zátěže. Proudový rozsah lze upravit volbou odporu  $r$  bočníků, napěťový rozsah volbou dělicího poměru děliče napětí sestaveného z rezistorů o odporech  $R_1$  a  $R_2$ . Kvadrátory mohou být i jiného druhu, např. diodové aj.



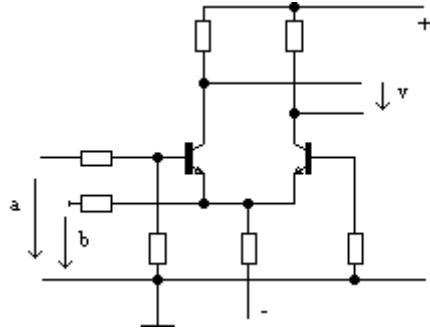
**Obrázek 11.25:** Schéma zapojení průchozího wattmetru s MOSFETy ve funkci kvadrátorů

Další možnost, jak realizovat násobení, vychází ze vztahu

$$ab = \exp(\ln a + \ln b) \quad (11.77)$$



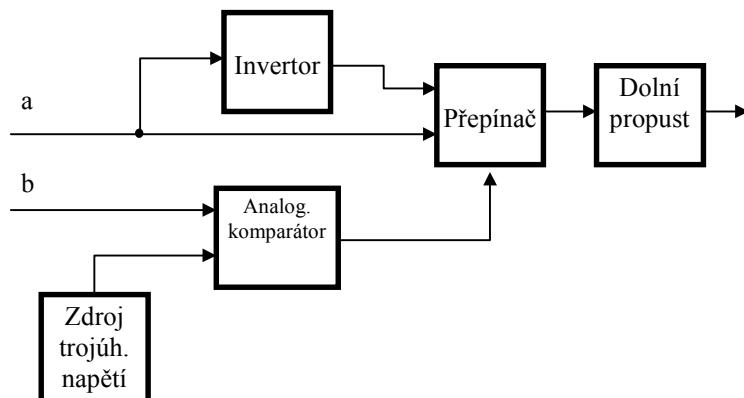
**Obrázek 11.26:** Principiální schéma zapojení logaritmicko-exponenciální násobičky



Obrázek 11.27: Zjednodušené schéma zapojení Gilbertovy násobičky

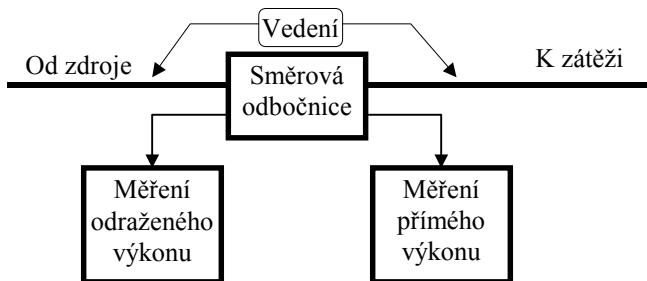
Obvodové řešení této tzv. **logaritmicko-exponenciální násobičky** (Obrázek 11.26) tedy vyžaduje dva logaritmické měniče, jeden sčítací obvod (sumátor) a jeden exponenciální měnič. Tyto dílčí obvody obsahují operační zesilovače a celá násobička se dělá v integrovaném provedení. Násobička pracuje se vstupními napětími řádově ve voltech a její chyba bývá několik desetin procenta, frekvenční rozsah bývá do desítek kilohertzů.

K analogovému násobení slouží také tzv. **Gilbertovo zapojení**, založené na exponenciální závislosti proudu na napětí v bipolárních tranzistorech. Jádrem je emitorově vázaná dvojice párovaných tranzistorů o stejně teplotě (Obrázek 11.27). Tímto zesilovacím stupněm se zesiluje napětí  $a$ , zatímco zesílení je řízeno napětím  $b$ , takže výstupní napětí  $v$  je přímo úměrné součinu  $ab$ . Tyto násobičky jsou k dispozici v integrovaném provedení. Jejich chyba bývá do 1 %, frekvenční rozsah do stovek kilohertzů.



Obrázek 11.28: Blokové schéma impulsové násobičky

V analogových průchozích wattmetrech se uplatňují rovněž **modulační násobičky**. Zpravidla pracují s modulací šířky a velikosti impulsů obdélníkového průběhu (**impulsové násobičky, TDM**). Jedno z možných zapojení naznačuje Obrázek 11.28. Jedním z násobených napětí se provádí šířková modulace, druhým modulace velikosti impulsů obdélníkového průběhu. Střední hodnota modulovaných impulsů odpovídá součinu obou modulačních napětí. Impulsové násobičky dosahují velmi dobré přesnosti (chyba 0,1 %), jejich použití je však omezeno na oblast nízkých frekvencí (do 10 kHz). Průchozí wattmetry s impulsovou násobičkou našly uplatnění mj. v elektroenergetice.

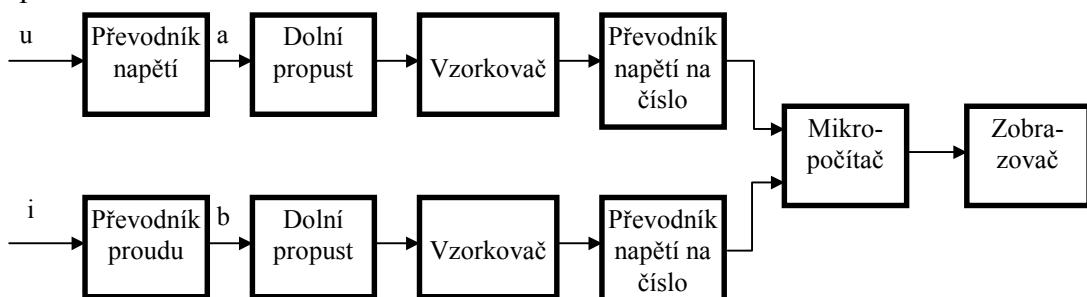


Obrázek 11.29: Blokové schéma průchozího wattmetru se směrovou odbočnicí

Existují ještě i jiné druhy násobiček, v analogových průchozích wattmetrech se však neprosadily. Průchozí wattmetry pro oblast vysokých a velmi vysokých kmitočtů nemají zpravidla strukturu podle obr.8.2, a proto násobičky neobsahují. Jsou řešeny odlišným způsobem (Obrázek 11.29) sestávají ze **směrové odbočnice**, která se zapojí do vedení mezi zdroj a zátěž, a z **pohlcovacích wattmetrů** připojených k měřicím výstupům směrové odbočnice. Ve vedení existuje obecně přímá vlna šířící se od zdroje k zátěži a při nepřizpůsobení navíc odražená vlna šířící se od zátěže ke zdroji. Výkon odevzdáný do zátěže je rozdílem výkonu přímé vlny a výkonu odražené vlny a tyto výkony se určí pomocí uvedeného uspořádání. Provedení směrové odbočnice odpovídá druhu vedení zprostředkovávajícího přenos výkonu od zdroje k zátěži: koaxiální provedení se používá na kmitočtech do gigahertzů, vlnovodové na kmitočtech od gigahertzů. Příkladem průchozích wattmetrů se směrovou odbočnicí mohou být přístroje Rohde & Schwarz. Typ NAN má měřicí rozsahy 36,120,360 a 1200 W, kmitočtový rozsah 1,5 až 30 MHz a chybu až 5 %. Typy NAUS (několik variant) mají měřicí rozsahy 300 mW, 1, 3, 10 a 30 W nebo 1, 3, 10, 30 a 100 W, kmitočtový rozsah 25 až 1000 MHz a chybu až 5 % .

#### 11.4.2 Číslicové průchozí přístroje na měření výkonu

V nejjednodušším případě by bylo možné k průchozímu wattmetru s číslicovým údajem dospět tak, že by se ručkový ukazovací přístroj v analogovém průchozím wattmetru nahradil číslicovým přístrojem. Zpravidla se však číslicové průchozí wattmetry liší od analogových principiálně.



Obrázek 11.30: Blokové schéma číslicového wattmetru

Číslicový výsledek součinu dvou analogových veličin lze snadno získat při čítací metodě, když jednou vstupní veličinou je časový interval  $T$  vymezený trváním obdélníkového impulsu a druhou vstupní veličinou je kmitočet  $f$  úzkých impulsů. Jestliže se tyto dva signály přivedou na vstup hradla (obvodu logického součinu), na jeho výstupu se objeví sled impulsů o počtu  $N = Tf$ , který se určí čítačem a tím se získá číselná hodnota součinu  $Tf$ . Při využití tohoto principu v průchozím wattmetru se nejprve musí napětí  $a, b$  odpovídající veličinám  $u, i$  převést na signály  $T, f$ . Tento princip se nyní v číslicových průchozích wattmetrech využívá již málo.

Převládající druh soudobých číslicových průchozích wattmetrů je založen na diskretizaci a digitalizaci napětí  $a,b$  odpovídajících veličinám  $u,i$  a na výpočtu výkonu z takto získaných dat (**Obrázek 11.30**). Namísto vztahu (11.14) se k výpočtu výkonu používá vztah

$$P = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k)i(k) \quad (11.78)$$

kde  $u(k)$  a  $i(k)$  jsou hodnoty napětí a proudu v okamžicích  $t = k T_v$  pro  $k = 0,1,2,\dots,N-1$  se vzorkovací periodou  $T_v$ ,  $N$  je počet dat připadající na dobu  $T = N T_v$ , pro kterou se určuje střední hodnota. Samozřejmým předpokladem správnosti výsledku je hodnota vzorkovací periody vyhovující požadavku správného vzorkování, která také rozhoduje o kmitočtovém rozsahu wattmetru. Dosahované vlastnosti lze ukázat u wattmetru NORMA D5235; tento přístroj má měřicí rozsahy 1 mW až 1 MW, čtyřmístný údaj, chybu do 0,7 % v kmitočtovém rozsahu 0 až 20 kHz a do 1,2 % v kmitočtovém rozsahu 20 až 100 kHz, dobu výpočtu střední hodnoty volitelnou po dvojnásobcích v rozmezí od 0,12 do 15,4 s.

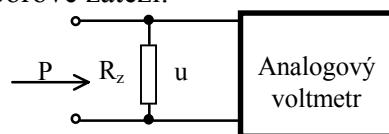
## 11.5 Pohlcovací přístroje na měření výkonu

Pohlcovací wattmetry (zvané také absorpční nebo koncové) jsou určeny k měření výkonu dodávaného zdrojem do odporové zátěže představované samotným wattmetrem. Údaj pohlcovacího wattmetru může být analogový nebo číslicový. Výkon se určuje buď z napětí na zátěži nebo z tepelného účinku.

Pohlcovací wattmetry pro nižší kmitočty využívají **měření napětí na odporové zátěži**. Má-li zátěž odpor  $R_z$  a je na ní napětí  $U$  (efektivní hodnota), pak výkon odevzdávaný do zátěže je

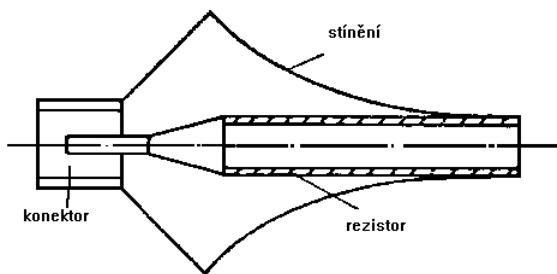
$$P = \frac{U^2}{R_z} \quad (11.79)$$

Analogový wattmetr tohoto typu (**Obrázek 11.31**) obsahuje analogový voltmetr měřící efektivní hodnotu napětí na odporové zátěži.



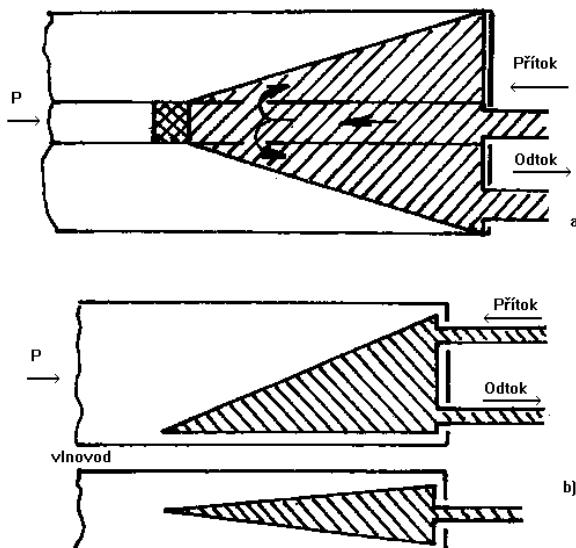
**Obrázek 11.31:** Pohlcovací wattmetr s analogovým voltmetrem

Má-li voltmetr závislost výchylky ručky na napětí lineární, jeho stupnice pro čtení výkonu má nelineární průběh - výchylka ručky závisí na druhé odmocnině výkonu. Místo přímého údaje výkonu je možný relativní údaj v decibelech vztažený k určité referenční hodnotě výkonu (výkonu 1 mW odpovídá 0 dBm). Pokud by se k měření napětí použil logaritmický voltmetr, byla by stupnice v decibelech lineární. V číslicovém wattmetru se hodnota výkonu vypočítá z naměřeného napětí mikroprocesorem. Realizace odporové zátěže rezistorem uvnitř přístroje vyhoví na nižších frekvencích; dá se použít sada přepínatelných rezistorů s různým odporem. Rozsah měření výkonu závisí na měřicím rozsahu voltmetu, na odporu a zatížitelnosti zatěžovacího rezistoru a bývá od 1 μW až přes 1 kW.



Obrázek 11.32: Pohlcovací rezistor v koaxiálním provedení

Pohlcovací wattmetry uvažovaného druhu pro vyšší frekvence sestávají ze zatěžovacího rezistoru zakončujícího koaxiální vedení (Obrázek 11.32) a vysokofrekvenčního voltmetu připojeného k této zátěži kabelem. Odpor zátěže se musí rovnat charakteristické impedanci vedení, což bývá 50, 60 nebo 75  $\Omega$ . Horní mezní frekvence je nejvýše 2 GHz, chyba měření bývá i větší než 5 %. Připadné nedokonalé přizpůsobení zátěže k charakterické impedanci vedení způsobí, že výkon měřený wattmetrem je menší než výkon vydávaný zdrojem.

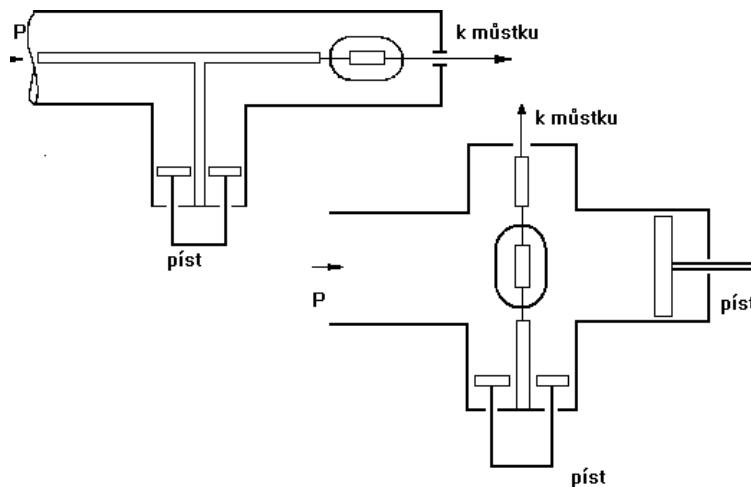


Obrázek 11.33: Vodní zátěž v provedení a) koaxiálním, b) vlnovodovém

Pohlcovací měření výkonu na vysokých a velmi vysokých kmitočtech bývá založeno hlavně na **tepelném účinku měřeného elektrického výkonu** rozptylovaného v odporové zátěži. Tato **kalorimetrická metoda** má několik variant, měřící a kmitočtový rozsah je dán způsobem provedení. Pohlcovací wattmetry pro měření středních výkonů (desítky až stovky wattů) a větších výkonů (kilowatty) používají vodní zátěž instalovanou na konec vedení (Obrázek 11.33). Přivedený měřený výkon protékající vodou vyhřívá a určí se z naměřeného průtoku  $v$  a oteplení  $\Delta\Theta$  vody podle vztahu

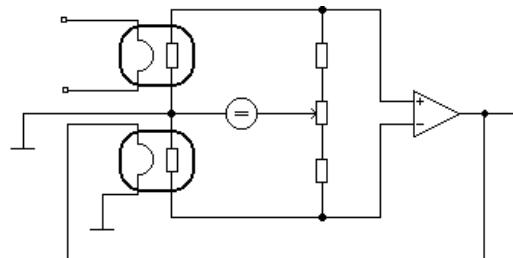
$$P = kv\Delta\Theta \quad (11.80)$$

Při údaji průtoku v l/min konstanta  $k \approx 70$ . Vodní zátěž v koaxiálním provedení se používá na kmitočtech přibližně do 3 GHz, ve vlnovodovém provedení přibližně nad 2 GHz.



**Obrázek 11.34:** Náčrt umístění termistoru na konci vedení a) koaxiálního, b) vlnovodového

Při měření menších výkonů (od 100 pW do desítek wattů) se používá "suchá" zátěž ve formě bezodrazového zakončení koaxiálního vedení (do 20 GHz) nebo vlnovodového vedení. Teplota zátěže, která závisí na rozptylovaném výkonu, se měří pomocí termočlánkového, diodového nebo termistorového snímače. Chyba měření výkonu je nejméně v procentech. Příkladem mohou být přístroje Hewlett-Packard HP436A, HP437B a HP438A se senzory výkonu HP8480, které pokrývají měřicí rozsah od 100 pW do 25 W a kmitočtový rozsah 100 kHz až 50 GHz.



**Obrázek 11.35:** Princip zapojení jednoduchého termistorového mostu s automatickým dovažováním

Zátěž může být totožná se snímačem teploty. Obě tyto funkce většinou plní termistor zamontovaný na konec vedení, přičemž se musí zajistit, aby nedocházelo k odrazu (**Obrázek 11.34**). Oteplení termistoru vyvolá změnu jeho odporu, což se zpravidla indikuje pomocí odporového mostu připojeného k termistoru kabelem. Pamatováno je na teplotní kompenzaci a most se automaticky dovažuje, aby se měření usnadnilo a dosáhlo se dobré přesnosti. Chyba může být pod 1 %. Jednoduchý způsob zapojení ukazuje **Obrázek 11.35**. Používají se i složitější zapojení se dvěma mosty. Dosahované vlastnosti lze ukázat na přístroji Hewlett-Packard HP 432 s nejcitlivějším měřicím rozsahem do  $10 \mu\text{W}$ , s chybou  $0,2 \% + 0,5 \mu\text{W}$  a s kmitočtovým rozsahem 10 MHz až 18 GHz pro koaxiální provedení a 8,2 až 40 GHz pro různá vlnovodová provedení.

Pohlcovací wattmetr může být založen také na fotoelektrickém principu. Zátěží je žárovka, jejíž svítivost se měří pomocí fotoelektrického snímače. Tímto způsobem je měřitelný výkon od zlomků wattu do stovek wattů (ovšem nikoli s jednou žárovkou), a to při vhodné konstrukci na kmitočtech až do gigahertzů. Tato metoda se však používá málo.

## 12 Přístroje pro měření pasivních elektrických veličin

Pasivní elektrické veličiny popisují elektrické vlastnosti pasivních součástek používaných v elektrotechnice a elektronice. Pasivní elektrické veličiny jsou definovány prostřednictvím aktivních elektrických veličin a dají se měřit jedině prostřednictvím těchto veličin: na měřené součástce je přítomno napětí, součástkou teče proud a měřená pasivní elektrická veličina plyne ze vztahu těchto aktivních elektrických veličin. Součástí každého přístroje na měření pasivní elektrické veličiny proto je zdroj aktivní elektrické veličiny a přístroj měřící velikost popř. jinou vlastnost aktivní elektrické veličiny. Pasivní elektrické veličiny se měří především u lineárních součástek popř. obvodů, u nichž nezávisí na velikosti aktivní elektrické veličiny. U nelineárních a elektricky řízených součástek, jakož i u obvodů s nimi, měřené pasivní elektrické veličiny závisejí na aktivních elektrických veličinách, což je nutné při měření respektovat.

### 12.1 Měření odporů

Z hlediska měřicích metod dělíme odpory na:

- malé       $< 10^{-1} \Omega$ ,
- střední     $10 \div 10^6 \Omega$ ,
- velké       $> 10^6 \Omega$ .

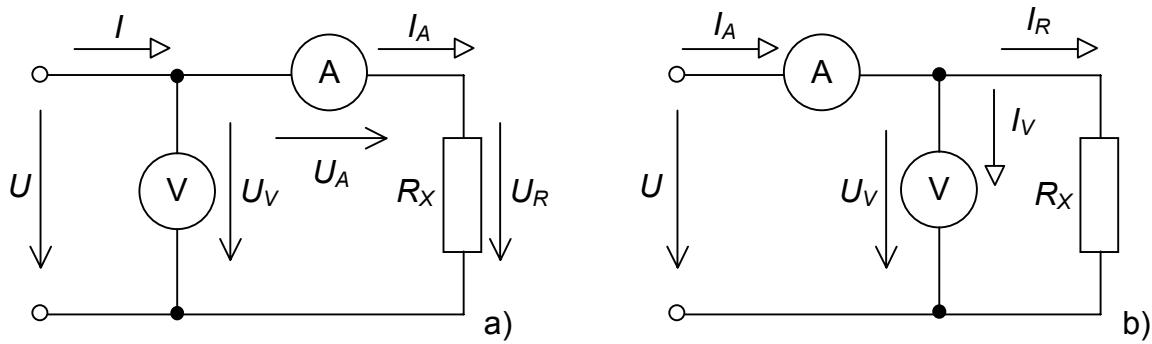
Z hlediska měřicích postupů rozeznáváme obdobně jako při měření aktivních veličin metody *výchylkové* a *nulové*. Výchylkové metody měření odporů patří mezi metody v praxi nejčastěji používané. Měření je rychlé, ale méně přesné. Pro měření hodnoty odporu se často vystačí s klasickými metodami.

#### 12.1.1 Ohmova metoda

Ohmova metoda je jediná metoda, která je vhodná pro měření lineárních i nelineárních odporů. Hodnotu měřeného odporu  $R_X$  stanovíme nepřímo - výpočtem ze změřených hodnot proudu  $I_X$  a napětí  $U_X$  podle Ohmova zákona:

$$R_X = \frac{U_X}{I_X}, \quad (\Omega) \quad (12.1)$$

Jsou používána dvě možná zapojení Ohmovy metody. Obě jsou zatížena chybami metody.

**Obrázek 12.1:** Možná zapojení pro měření odporu Ohmovou metodou

V zapojení podle obrázku 12.1a voltmetr měří nejen napětí na měřeném odporu, ale i úbytek napětí na ampérmetru:

$$U_V = U_R + U_A \Rightarrow U_R = U_V - U_A, \quad (V) \quad (12.2)$$

$$I_R = I_A. \quad (A) \quad (12.3)$$

Odpor vypočítaný z údajů přístrojů je:

$$R'_X = \frac{U_V}{I_A} = \frac{U_R + U_A}{I_A}, \quad (\Omega) \quad (12.4)$$

skutečná hodnota měřeného odporu je:

$$R_X = \frac{U_V - U_A}{I_A} = \frac{U_V}{I_A} - R_A. \quad (\Omega) \quad (12.5)$$

*Absolutní chyba metody:*

$$\Delta_M = R'_X - R_X = \frac{U_V}{I_A} - \frac{U_V}{I_A} + R_A = R_A, \quad (\Omega) \quad (12.6)$$

*relativní chyba metody:*

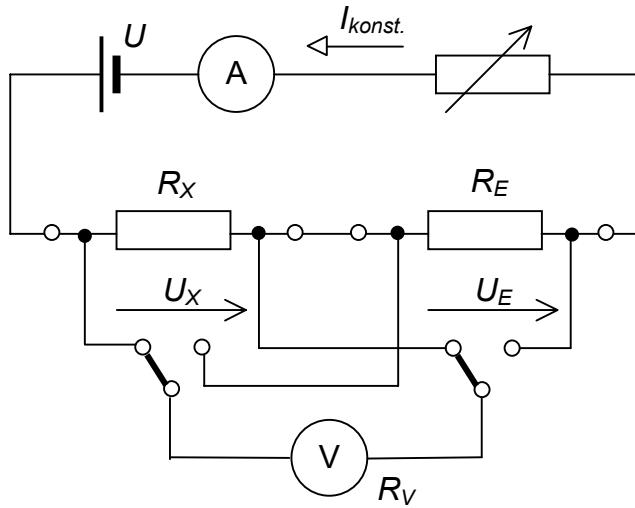
$$\delta_M = \frac{\Delta_M}{R_X} \cdot 100 = \frac{R_A}{R_X} \cdot 100, \quad (\%) \quad (12.7)$$

kde je	$U_V$ .....	údaj voltmetu,	(V)
	$U_A$ .....	úbytek napětí na ampérmetru,	(V)
	$U_R$ .....	napětí na měřeném odporu,	(V)
	$I_A$ .....	proud tekoucí ampérmetrem,	(A)
	$I_R$ .....	proud tekoucí měřeným odporem,	(A)
	$R_X$ .....	měřený odpor,	(Ω)

$$\begin{aligned} R'_X &\dots \text{odpor vypočítaný z údajů měřicích přístrojů,} & (\Omega) \\ R_A &\dots \text{odpor ampérmetru.} & (\Omega) \end{aligned}$$

Ze vztahů (12.6) a (12.7) je patrné, že zapojení podle obr. 12.1a je vhodné pro měření odporů  $R_X \gg R_A$ . Pokud je  $R_X \geq 10^3 R_A$ , je chyba metody menší než 0,1%.

V zapojení podle obrázku 12.1b měří ampérmetr součet proudů procházejících měřeným



**Obrázek 12.2:** Sériová srovnávací metoda měření odporů

odporem a voltmetrem:

$$I_A = I_V + I_R \Rightarrow I_R = I_A - I_V, \quad (\text{A}) \quad (12.8)$$

$$U_R = U_V. \quad (\text{V}) \quad (12.9)$$

Odpor vypočítaný z údajů přístrojů je:

$$R'_X = \frac{U_V}{I_A} = \frac{U_V}{I_V + I_R} = \frac{U_V}{\frac{U_V}{R_V} + \frac{U_V}{R_X}} = \frac{R_V \cdot R_X}{R_V + R_X}. \quad (\Omega) \quad (12.10)$$

Absolutní chyba metody je:

$$\Delta_M = R'_X - R_X = \frac{R_V \cdot R_X}{R_V + R_X} - R_X = -\frac{R_X^2}{R_X + R_V}, \quad (\Omega) \quad (12.11)$$

relativní chyba metody je:

$$\delta_M = \frac{\Delta_M}{R_X} \cdot 100 = -\frac{R_X}{R_X + R_V} \cdot 100, \quad (\%) \quad (12.12)$$

pokud je  $R_V \gg R_X$  potom:

$$\delta_M = -\frac{R_X}{R_V} \cdot 100, \quad (\%) \quad (12.13)$$

kde je  $R_V$  ..... odpor voltmetu.  $(\Omega)$

Ze vztahů (12.6) a (12.7) patrné, že zapojení podle obr. 12.1b je vhodné pro měření odporů  $R_X \ll R_V$ . Pro celkové posouzení přesnosti měření je nutno vzít v úvahu nejen chyby metody, ale i chyby údajů měřicích přístrojů.

### 12.1.2 Srovnávací metoda

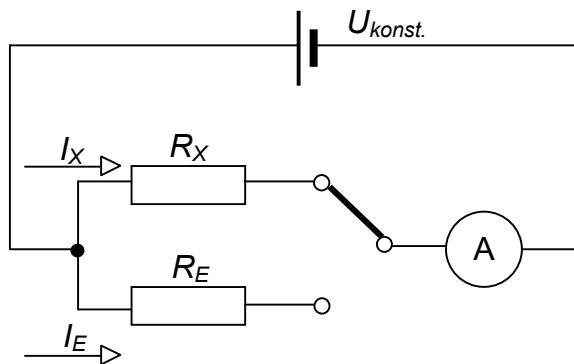
Pro speciální požadavky, například měření velkého počtu rezistorů, lze použít jednoduchou srovnávací metodu dosahující přesnosti 0,1 %. S nástupem moderních měřicích přístrojů nabyla srovnávací metoda na důležitosti. Její výhodnou je snadná realizace automatického měřicího pracoviště využívajícího jednoho číslicového přístroje střídavě přepínaného mezi měřeným a přesným rezistorem.

SÉRIOVÁ SROVNÁVACÍ METODA je založena na porovnávání úbytků napětí na měřeném odporu a na přesném odporu známé velikosti, které jsou zapojeny do série.

Ze zapojení na obr. 12.2 snadno odvodíme:

$$I_X = I_N = I_{konst.}, \quad (A) \quad (12.14)$$

$$R_X = R_E \cdot \frac{U_X}{U_E}. \quad (\Omega) \quad (12.15)$$



**Obrázek 12.3:** Paralelní srovnávací metoda měření odporů

Sériová srovnávací metoda je vhodná také pro měření *malých odporů*, které lze zapojit čtyřsvorkově. Přesnost měření závisí na přesnosti etalonového odporu, přesnosti voltmetu a stabilitě proudu. Vliv termoelektrických napětí lze vyloučit měřením při různých polaritách napájecího napětí a výpočtem průměrných hodnot. Metoda je vhodná pro měření číslicovými přístroji, které mají velký vstupní odpor a při měření rezistorů malé a střední velikosti lze jejich spotřebu zanedbat.

PARALELNÍ SROVNÁVACÍ METODA je založena na porovnávání proudů tekoucích dvěma odpory, měřeným a etalonovým, zapojenými paralelně. Zapojení je na obr. 12.3 a platí:

$$R_X = R_E \cdot \frac{I_E}{I_X} . \quad (\Omega) \quad (12.16)$$

Paralelní srovnávací metoda je vhodná pro měření velkých odporů.

Speciálním případem srovnávacích metod jsou metody substituční, kdy odporový etalon nahradíme odporovou dekádou a na měřicím přístroji nastavujeme vždy stejné výchylky:

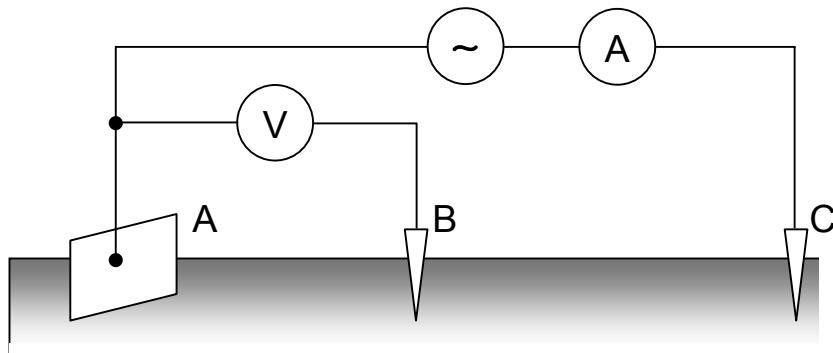
$$\alpha_X = \alpha_E, \text{ z toho} \quad (d) \quad (12.17)$$

$$R_X = R_E . \quad (\Omega) \quad (12.18)$$

Pro měření malých odporů používáme sériovou substituční metodu. Pro měření velkých odporů používáme paralelní substituční metodu. Přesnost měření je ovlivněna pouze přesností odporové dekády a reprodukční výchylky měřicího přístroje.

### 12.1.3 Měření odporu uzemnění

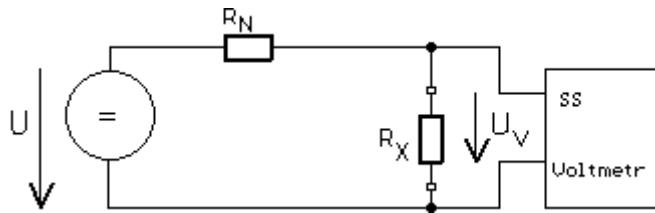
Dobré uzemnění je důležitou podmínkou provozu elektrických zařízení. Na malém odporu uzemnění závisí zejména bezpečnost práce s elektrickým zařízením. Odporem uzemnění rozumíme přechodový odpor mezi zemnicím vodičem a zemí, k jeho měření nejčastěji používáme *Ohmovu metodu* provedení (obr. 12.4). Úbytek napětí mezi měřenou zemnicí elektrodou A a zemí musíme zjišťovat prostřednictvím pomocné elektrody B v dostatečné vzdálenosti (nejméně 20 m), protože v blízkosti uzemnění není úbytek napětí konstantní. Proudovou pomocnou elektrodu C umístějeme do vzdálenosti nejméně 40 m. Z údajů voltmetu a ampérmetru určíme odpor uzemnění podle Ohmova zákona. V mokré půdě může zemnicí vodič působit jako galvanický článek a proto se k měření používá střídavý napájecí proud.



Obrázek 12.4: Měření odporu uzemnění

### 12.1.4 Analogové elektronické přímo ukazující měřiče odporu

Pro měření hodnoty odporů se často vystačí s klasickými metodami. Elektronická technika poskytuje některé výhody. Jedná se většinou o převodníky odpor-napětí, přičemž velikost napětí se měří některou z metod dříve popsou. I mostové metody, známé z klasické měřicí techniky, se dají vylepšit použitím elektronických prvků.

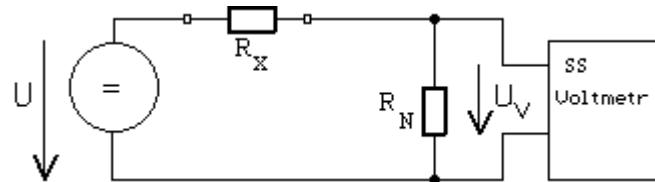


**Obrázek 12.5:** Princip zapojení voltohmmetru

Běžný elektronický voltmetr lze doplnit jednoduchým obvodem a tak poslouží i pro měření odporu. Pro testování zapojených součástek je vhodné, aby měřící napětí neotvíralo přechody PN. Proto se u těchto přístrojů volí napětí do 0,2V, maximální měřicí proud (i s ohledem na napájecí zdroje) do 10mA. Zapojení je na **Obrázek 12.5**. Je zřejmé, že výstupní napětí  $U_v$  závisí na velikosti  $R_x$  podle vztahu:

$$U_v = U \frac{R_x}{R_N + R_x}$$

Tato závislost je nelineární, z toho plyne že i stupnice voltmetru pro funkci měření odporů je nelineární. Snad jedinou výhodou je poměrně značný měřicí rozsah a konstantní relativní chyba. Pokud má měřený odpor  $R_x$  spojenou jednu svorku se zemí a voltmetr též, nečiní měření problém. Maximální proud procházející odporem je  $\frac{U}{R_N}$ , maximální napětí na odporu je  $U$ . Pokud je voltmetr číslicový, byl by nutný přepočet, což je pro jednoduché multimetry komplikované. Rozsah měření je od  $10\Omega$  do  $10 M\Omega$ . Změna rozsahu se děje změnou  $R_N$ .

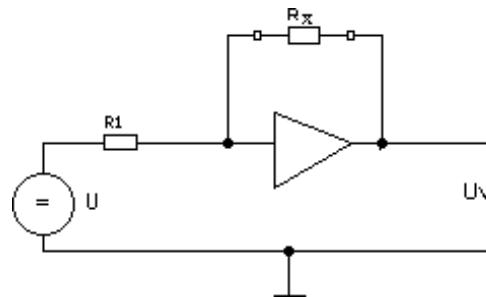


**Obrázek 12.6:** Zapojení pro měření velkých odporů

Nahradíme-li zdroj napětí a  $R_N$  zdrojem konstantního proudu  $I$ , je napětí  $U_v$  lineárně závislé na odporu  $R_x$ . Změna rozsahu je možná změnou velikosti proudu  $I$ . Maximální napětí na měřeném odporu závisí na zapojení zdroje konstantního proudu.

Pro měření velkých odporů se používá zapojení dle **Obrázek 12.6**. Výstupní napětí  $U_v$  je závislé na velikosti  $R_x$  dle vztahu:

$$U_v = U \frac{R_N}{R_N + R_x}$$



**Obrázek 12.7:** Převodník odporu na napětí s operačním zesilovačem

Vstupní odpor voltmetu je paralelně k  $R_N$ . Rozsah měření lze zvýšit zvětšením  $U$  a  $R_N$ . Průběh stupnice je přibližně hyperbolický. Vzhledem k velkému vstupnímu odporu elektronického voltmetu lze měřit i velké hodnoty  $R_X$ . Specializované přístroje této koncepce se nazývají teraohmmetry. Při jejich použití je třeba zjistit, jak velké napětí  $U$  používají, aby nedošlo k poškození měřeného prvku velkým napětím či k úrazu při chybné obsluze. Pokud je měřený odpor spojen se zemí, je nutno prověřit, zda konkrétním přístrojem lze měření provést a která svorka  $R_X$  se zemí může být spojena.

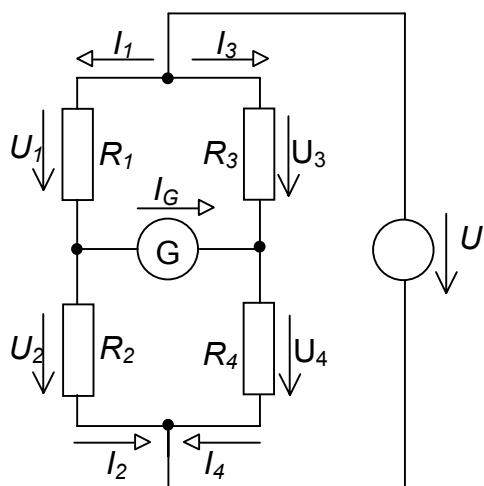
Jiné řešení převodu odpor-napětí je možné pomocí operačního zesilovače (**Obrázek 12.7**).

Výstupní napětí je dán vztahem

$$U_v = U \frac{R_x}{R_1}$$

Toto zapojení dovoluje i čtyřsvorkové připojení měřeného odporu a tím eliminaci odporu přívodu a přechodových odporů svorek. Tato úprava spočívá v připojení operačního zesilovače (vstup a výstup) samostatnou dvojicí svorek k měřenému odporu, odvod výstupního napětí též samostatnou svorkou (předpokládá se vysoký vstupní odpor následujícího voltmetu) a nahrazení zdroje napětí  $U$  rezistoru  $R_1$  zdrojem konstantního proudu, který je k odporu  $R_x$  přiváděn též samostatnou svorkou. Takové převodníky jsou součástí některých číslicových stolních multimetrů. Dosahuje se přesnosti pod 0,1%. Žádná svorka měřené součástky nesmí být přímo spojena se zemí.

### 12.1.5 Mostová měření



**Obrázek 12.8:** Wheatstoneův můstek

Výsledek měření je u výchylkových metod ovlivněn přesností jednotlivých členů zapojení a přesností použitých měřicích přístrojů. U *nulových (můstkových) metod* je měřicí přístroj používán pouze k indikaci určitého stavu můstku, jeho chyby neovlivňují přesnost měření.

Nulové metody jsou používány k *přesnému měření odporů*. Zapojení je složitější než u výchylkových metod, proto jsou hlavní oblastí jejich použití školní a přesná laboratorní měření.

### 12.1.5.1 Wheatstoneův můstek

Nejznámější můstek k měření odporů je Wheatstoneův můstek, který je vhodný pro měření odporů střední velikosti. Je tvořen čtyřmi rezistory a citlivým nulovým indikátorem, nejčastěji galvanometrem.

Napájen může být ze zdroje napětí nebo proudu.

Pokud je můstek vyvážen, jsou úbytky napětí v sousedních dvojcích větví můstku shodné velikosti, současně galvanometrem neteče proud.

$$I_G = 0 \quad U_G = 0$$

$$U_1 = U_3 \quad U_2 = U_4$$

$$I_1 = I_2 \quad I_3 = I_4$$

S pomocí Ohmova zákona můžeme vyjádřit:

$$R_1 \cdot I_1 = R_3 \cdot I_3, \quad (\text{V}) \quad (12.19)$$

$$I_1 = \frac{U}{R_1 + R_2}, \quad I_3 = \frac{U}{R_3 + R_4}, \quad (\text{A}) \quad (12.20)$$

$$R_1 \cdot \frac{U}{R_1 + R_2} = R_3 \cdot \frac{U}{R_3 + R_4}. \quad (\Omega) \quad (12.21)$$

Ze vztahu (12.21) můžeme vyjádřit podmínu rovnováhy Wheatstoneova můstku:

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3. \quad (\Omega) \quad (12.22)$$

Rezistor  $R_1$  obvykle nahrazujeme měřeným rezistorem  $R_X$ , jeho velikost pak můžeme vypočítat ze vztahu:

$$R_X = R_2 \cdot \frac{R_3}{R_4}. \quad (\Omega) \quad (12.23)$$

Můstek vyvažujeme pomocí rezistoru  $R_2$ , obvykle odporové dekády. Rezistory  $R_3$  a  $R_4$  volíme v dekadických hodnotách, jejich poměr určuje měřicí rozsah můstku.

Celý můstek je navrhován tak, aby měl optimální citlivost, do návrhu musí být zahrnut také galvanometr. Citlivost Wheatstoneova můstku s galvanometrem je vyjádřena jako poměr změn výstupní veličiny a vstupní veličiny:

$$C_{MG} = \frac{\Delta_\alpha}{\Delta_{R_X}} = \frac{\Delta_\alpha}{\Delta_{I_G}} \cdot \frac{\Delta_{I_G}}{\Delta_{R_X}}, \quad (\text{d}/\Omega) \quad (12.24)$$

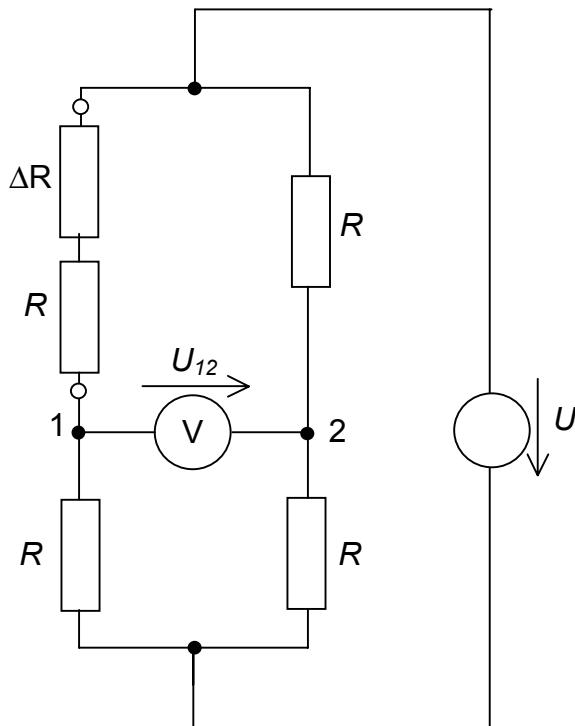
kde je  $C_{MG}$  ..... citlivost můstku s galvanometrem,  $(\text{d}/\Omega)$   
 $\Delta_\alpha$  ..... výchylka galvanometru,  $(\text{d})$

$\Delta_{R_X}$  ..... změna měřeného odporu,  $(\Omega)$

$\frac{\Delta_\alpha}{\Delta_{I_G}}$  ..... citlivost galvanometru,  $(d/A)$

$\frac{\Delta_{I_G}}{\Delta_{R_X}}$  ..... citlivost můstku.  $(d/\Omega)$

Citlivost můstku závisí na citlivosti galvanometru, na napětí zdroje a na vzájemném poměru odporů můstku.



Obrázek 12.9: Nevyvážený Wheatstoneův můstek

Přesnost můstku závisí na citlivosti můstku, na stálosti nulové výchylky galvanometru a na přesnosti rezistorů můstku. Jejich chyby se sečítají:

$$|\delta_{R_X}| = |\delta_{R_2}| + |\delta_{R_3}| + |\delta_{R_4}|. \quad (-) \quad (12.25)$$

Chceme-li dosáhnout značné přesnosti, musíme omezit přechodové odpory a termoelektrická napětí. Výběr vhodného nulového indikátoru je ovlivněn požadovanou citlivostí a přesností můstku, nejčastěji používáme magnetoelektrické galvanometry – kap. 5. Vysoká citlivost galvanometru je dosažena malým direktivním momentem (systém je zavěšen na vláknech) a zvětšením výchylky pomocí světelného paprsku. Stupnice galvanometru nebývá kalibrována. Tlumení přístroje se upravuje vnějším odporem tak, aby přístroj pracoval na mezi aperiodicity.

Wheatstoneův můstek můžeme použít pro měření odporů v rozmezí  $10^{-1} \div 10^6 \Omega$ , s chybou 0,01 % u laboratorních můstků a 1 % u můstků technických.

V současné době je Wheatstoneův můstek používán zejména při měření neelektrických veličin a v regulační technice. Pro tyto účely stačí menší přesnost měření (0,1 ÷ 1 %). Nulový

indikátor je nahrazen analogovým nebo číslicovým voltmetrem, případně dalšími obvody pro zpracování signálu. Výstupní napětí je úměrné změně rezistoru  $R_1$ , často senzoru neelektrické veličiny (odporový snímač teploty, tlaku ...) o hodnotu  $\Delta R$ . Rezistory  $R_2$ ,  $R_3$  a  $R_4$  bývají obvykle stejné hodnoty jako rezistor  $R_1$  před změnou o  $\Delta R$ . Měření je rychlé, údaj přístroje zapojeného v měřicí diagonále bývá cejchován přímo v hodnotách měřené veličiny. Na obrázku 12.9 je schéma jedné z možných variant nevyváženého Wheatstoneova můstku,  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ .

Pokud je můstek napájen z napěťového zdroje, můžeme napětí mezi body 1 a 2 v měřicí diagonále vyjádřit:

$$U_{12} = U \cdot \left( \frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{R}{2R} \right) = \frac{U}{4R} \cdot \frac{\Delta R}{1 + \frac{\Delta R}{2R}}, \quad (\text{V}) \quad (12.26)$$

kde je  $R$  ..... hodnota rezistorů nevyváženého můstku,  $(\Omega)$

$\Delta R$  ..... změna měřeného odporu, často senzoru neelektrické veličiny,  $(\Omega)$

$U$  ..... napětí zdroje.  $(\text{V})$

Napájíme-li můstek obr. 12.9 ze zdroje proudu, dostaneme pro napětí v měřicí diagonále vztah:

$$U_{12} = \frac{I_Z}{4} \cdot \frac{\Delta R}{1 + \frac{\Delta R}{4R}}, \quad (\text{V}) \quad (12.27)$$

kde je  $I_Z$  ..... proud zdroje proudu.  $(\text{A})$

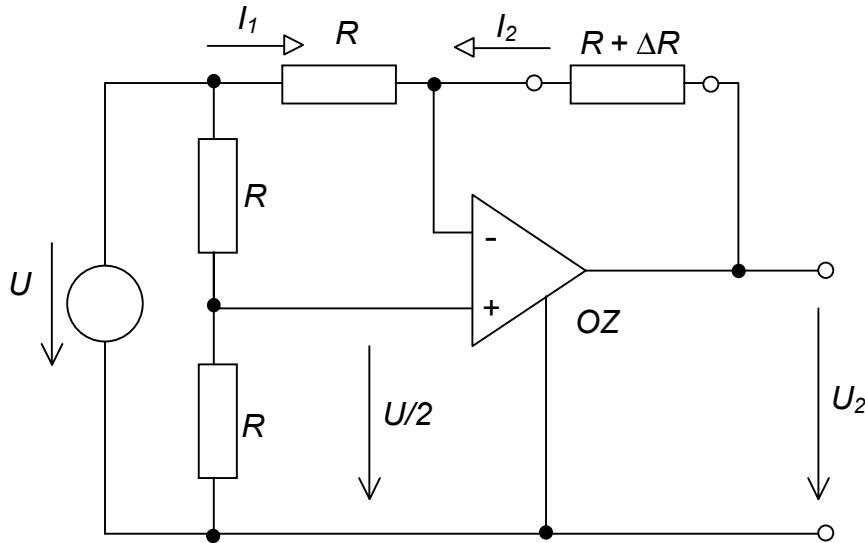
Ze vztahů (12.26) a (12.27) vyplývá, že je závislost výstupního napětí  $U_{12}$  na změně odporu  $\Delta R$  nelineární. Pro malé změny odporu ( $\Delta R \ll 2R$  pro napájení ze zdroje napětí, resp.  $\Delta R \ll 4R$  pro napájení ze zdroje proudu) lze nelinearitu výstupního napětí na změně odporu zanedbat a závislost považovat za lineární. Vztahy (12.26) a (12.27) se zjednoduší:

$$U_{12} \approx \frac{U}{4R} \cdot \Delta R, \quad (\text{V}) \quad (12.28)$$

$$U_{12} \approx \frac{I_Z}{4} \cdot \Delta R. \quad (\text{V}) \quad (12.29)$$

U nevyváženého Wheatstoneova můstku je výchylka a tedy průběh stupnice přístroje závislý také na velikosti napájecího napětí. Pokud nelze zaručit konstantní napájecí napětí, použije se k vyhodnocení výchylky poměrové magnetoelektrické ústrojí. Jedna cívka poměrového ústrojí se připojí na zdroj napětí  $U$ , druhá do měřicí diagonály. Výchylka takového zapojení je v jistých mezích nezávislá na kolísání napájecího napětí.

Wheatstoneův můstek lze *linearizovat* pomocí vhodně zapojeného operačního zesilovače, potom lineární změně měřeného odporu odpovídá lineární změna napětí v měřicí diagonále.



Obrázek 12.10: Linearizace Wheatstoneova můstku pomocí operačního zesilovače

Pro idealizovaný operační zesilovač můžeme pro schéma na obr.12.10 odvodit následující vztahy:

$$I_1 = -I_2, \quad (\text{A}) \quad (12.30)$$

$$I_1 = \frac{U}{2 \cdot R}, \quad (\text{A}) \quad (12.31)$$

$$I_2 = \frac{U_2 - \frac{U}{2}}{R + \Delta_R}. \quad (\text{A}) \quad (12.32)$$

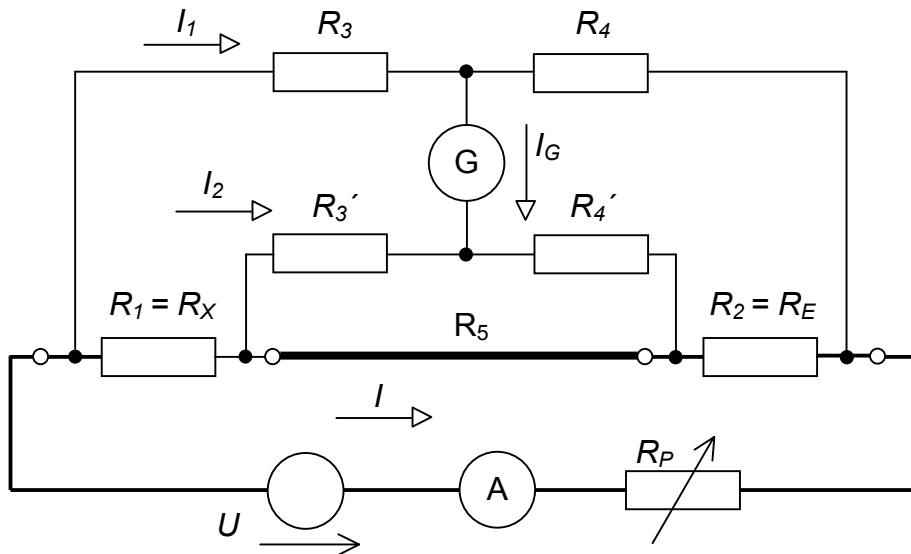
Dosazením a následnou úpravou dostaneme pro výstupní napětí vztah:

$$U_2 = \frac{-U}{2 \cdot R} \cdot \Delta_R, \quad (\text{V}) \quad (12.33)$$

ze kterého je patrné, že výstupní napětí je přímo úměrné změně odporu  $\Delta R$ .

### 12.1.5.2 Thomsonův můstek

Malé odpory nemohou být měřeny běžnými metodami, neboť odpory přívodů a přechodové odpory svorek mohou způsobit značné chyby měření. Malé odpory je nutno do obvodu zapojovat čtyřsvorkově. K přesnému měření malých odporů je určen *dvojitý můstek* zvaný *Thomsonův*, kterým můžeme měřit malé odpory ve čtyřsvorkovém zapojení s přesností až 0,1 %.



Obrázek 12.11: Thomsonův můstek pro měření malých odporů

Můstek (obr. 12.11) je rozdělen na dvě části. Proudová část sestává ze zdroje, měřeného rezistoru  $R_X$ , etalonu  $R_E$ , malého odporu  $R_5$ , ampérmetru a pomocného odporu  $R_P$ . Napěťová část můstku je tvořena rezistory  $R_3$ ,  $R_3'$  a  $R_4$ ,  $R_4'$ . Pokud je můstek vyvážen, potom galvanometrem neteče proud:

$$I_g = 0. \quad (\text{A}) \quad (12.34)$$

$$U_g = 0. \quad (\text{V}) \quad (12.35)$$

Podle 2. Kirchhoffova zákona:

$$R_3 \cdot I_1 = R_1 \cdot I + R'_3 \cdot I_2, \quad (\text{V}) \quad (12.36)$$

$$R_4 \cdot I_1 = R_2 \cdot I + R'_4 \cdot I_2, \quad (\text{V}) \quad (12.37)$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1 \cdot I + R'_3 \cdot I_2}{R_2 \cdot I + R'_4 \cdot I_2}. \quad (-) \quad (12.38)$$

Z předcházejících vztahů vyjádříme hodnotu  $R_I$ :

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{R_3}{R_4} + \frac{I_2}{I} \cdot \left( \frac{R_3}{R_4} - \frac{R'_3}{R'_4} \right), \quad (\Omega) \quad (12.39)$$

$$\frac{I_2}{I} = \frac{R_5}{R'_3 + R'_4 + R_5}. \quad (-) \quad (12.40)$$

Pro vyvážený Thomsonův můstek platí:

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{R_3}{R_4} + K, \quad K = \frac{R_5}{R'_3 + R'_4 + R_5} \cdot \left( \frac{R_3}{R_4} - \frac{R'_3}{R'_4} \right) \quad (\Omega) \quad (12.41)$$

Thomsonův můstek má dvě podmínky rovnováhy, jak plyne z (12.41). První podmínka:

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{R_3}{R_4}, \quad (\Omega) \quad (12.42)$$

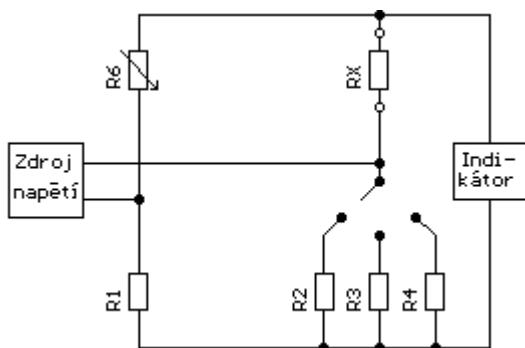
platí, pokud je dodržena i druhá podmínka:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R'_3}{R'_4}. \quad (-) \quad (12.43)$$

Dodržení podmínky (12.43) je dosaženo tím, že rezistory  $R_3 = R'_3$  jsou realizovány jako dvojitá dekáda, a  $R_4 = R'_4$  jsou rezistory stejných hodnot. Protože nelze zajistit dokonalou shodu hodnot uvedených odporů (stárnutí, nedokonalost kontaktů dekády), nelze přesně podmínsku (12.43) dodržet. Vzniklá chyba je minimální, je-li odpor  $R_5$  blízký nule; pak podle (12.41) také  $K \rightarrow 0$ .

Popsaným můstekem lze měřit malé odpory v rozmezí  $10^{-6} \div 1 \Omega$ . Přesnost laboratorního můstku je 0,1 %, technického můstku 1 %.

Měření odporů mosty patří mezi základní elektrická měření. V elektronické verzi jde vlastně o doplnění mostu o elektronický indikátor vyvážení a generátor napájecího napětí. Nejčastěji je používán Wheatstoneův most (rozmezí  $0,1\Omega$ - $10M\Omega$ ). Měření probíhá při stejnosměrném napájení, někdy však i při střídavém nízkého kmitočtu.

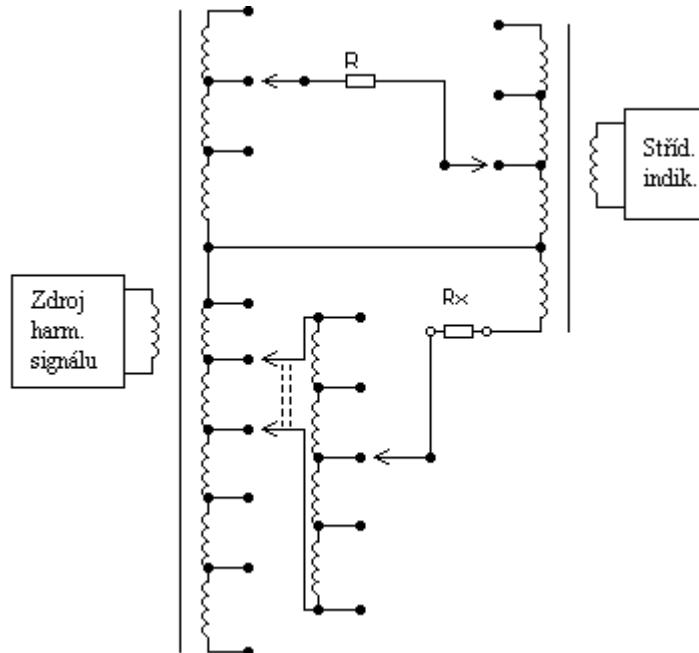


**Obrázek 12.12:** Zapojení Wheatstoneova mostu

Schéma zapojení mostového měřiče odporu je na **Obrázek 12.12**. Pokud je most napájen střídavým napětím, musí být indikátor fázově citlivý, aby se snadno rozlišilo

znaménko rozvážení. Lze využít i zjednodušený osciloskop. Most se vyvažuje změnou odporu  $R_6$ , rozsahy se volí přepínačem.

Místo odporových děličů lze použít i most s indukčními děliči (transformátorový most - **Obrázek 12.13**). Tím se dosáhne větší přesnosti a stability za cenu větších rozměrů.

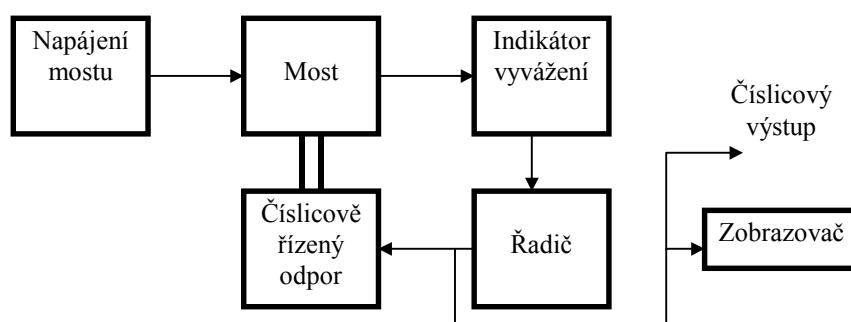


**Obrázek 12.13:** Zjednodušené schéma měřiče odporu s indukčním mostem

Zvláštním případem mostů jsou mosty toleranční. Ty slouží k výběru odporů v povoleném pásmu (např. 1%). Jsou řešeny jako nevyvážené mosty, např. střídavě s indukčními děliči. Odchylka je indikována včetně znaménka.

### 12.1.6 Číslicové měření odporu

Přístroje, založené na automatickém, číslicově řízeném vyvažování mostů jsou méně běžné. Vlastní most je nejčastěji Wheatstoneův, problém je ovšem realizace číslicově řízeného proměnného odporu. Pro dosažení dostatečné přesnosti se nevyhneme u malých hodnot odporů kontaktním spínačům. Převodník čísla na odpor je založen na paralelním připojování normálových odporů, případně na jejich sériovém zapojení a zkratovávání jednotlivých členů. Odstupňování hodnot je buď binární nebo v BCD kódu. Blokové zapojení je na **Obrázek 12.14**.



**Obrázek 12.14:** Princip automaticky číslicově vyvažovaného mostu

Algoritmus vyvažování je podobný, jako u analogově-číslicového převodníku s postupnou approximací. Vyvažuje se od největších změn odporů k nejmenším. Pokud jsou použity reléové spínače, tak cyklus měření probíhá poměrně dlouho. S takto řešenými přístroji se setkáváme vyjímečně.

Jiná řešení dosahují rovnováhy můstku zaváděním pomocných proudů do uzelů můstku z číslicově řízeného zdroje. I tato řešení jsou výjimečná.

Velmi často se číslicové měření odporu realizuje pomocí lineárního převodníku odporu na napětí (**Obrázek 12.7**) a stejnosměrného číslicového voltmetru.

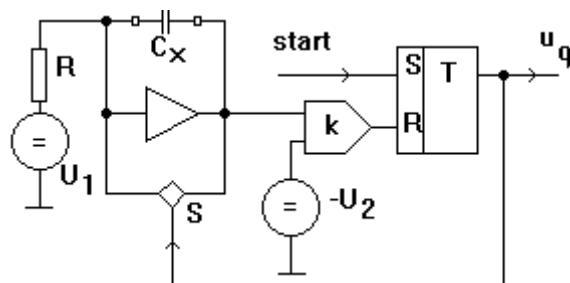
## 12.2 Přístroje na měření kapacity

Protože kapacita je hlavní vlastností kapacitorů (kondenzátorů), měří se především na těchto součástkách. Běžné kapacitory lze pokládat za lineární a za natolik kvalitní, že jejich parazitní pasivní elektrické veličiny (odpor, indukčnost) není zapotřebí brát v úvahu. Za těchto okolností je měření kapacity jednoduché. V této kapitole jsou připomenuty možnosti takového měření.

Má-li se měřit kapacita nelineární součástky, je nutné měření realizovat pomocí dostatečně malého harmonického signálu. Je-li kapacita provázena další nezanedbatelnou pasivní elektrickou veličinou, je nezbytné k jejímu měření přistupovat jako k měření imittance.

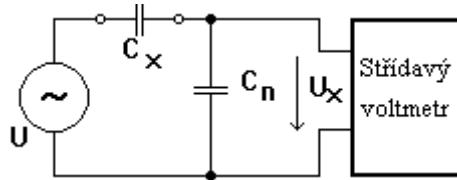
### 12.2.1 Přímo ukazující přístroje na měření kapacity

Tyto přístroje udávají měřenou kapacitu přímo, a to buď analogově nebo číslicově. Jednou z možností, jak toho dosáhnout, je stanovit poměr velikosti harmonického proudu tekoucího měřenou kapacitou k velikosti harmonického napětí na ní. Stanovení poměru se lze vyhnout tím, že se nastaví velikost napětí, při níž přístroj měřící proud udává s přihlédnutím ke kmitočtu přímo kapacitu. Tento princip se využívá při analogovém i číslicovém měření. Měřič kapacity tohoto druhu sestává ze zdroje harmonického napětí a měřiče střídavého proudu.



**Obrázek 12.15:** Schéma zapojení převodníku kapacity na časový interval

Jiný způsob číslicového měření kapacity využívá převod kapacity na časový interval, který se číslicově měří. Příklad zapojení převodníku kapacity na časový interval ukazuje **Obrázek 12.15**. Časový interval vymezený okamžiky start a stop je přímo úměrný kapacitě  $C_X$  a je nesen napětím  $u_0$ , na němž se změří čítací metodou číslicovým měřičem časového intervalu.



**Obrázek 12.16:** Princip zapojení analogového přímo ukazujícího měřiče kapacity s převodníkem kapacity na harmonické napětí a střídavým voltmetrem

Analogové přímo ukazující měřiče kapacity nejčastěji sestávají z převodníku kapacity na harmonické napětí a střídavého voltmetu (**Obrázek 12.16**). Převodník kapacity na napětí je tvořen zdrojem harmonického napětí o velikosti  $U$  a kapacitním děličem napětí sestaveným z měřené kapacity  $C_x$  a srovnávací kapacity  $C$  kvalitního kapacitoru uvnitř přístroje. Na vstup voltmetu přichází harmonické napětí o velikosti

$$U_v = U \frac{C_x}{C_x + C_n} \quad (12.44)$$

Je zřejmé, že pro danou konstantní hodnotu  $U$  a  $C$  voltmetr bude reagovat na měřenou kapacity  $C_x$ . Průběh stupnice analogového voltmetu, ze které by se dala číst hodnota kapacity, je podle vztahu (12.1) nelineární. Pouze za podmínky  $C \gg C_x$  by stupnice měla lineární průběh

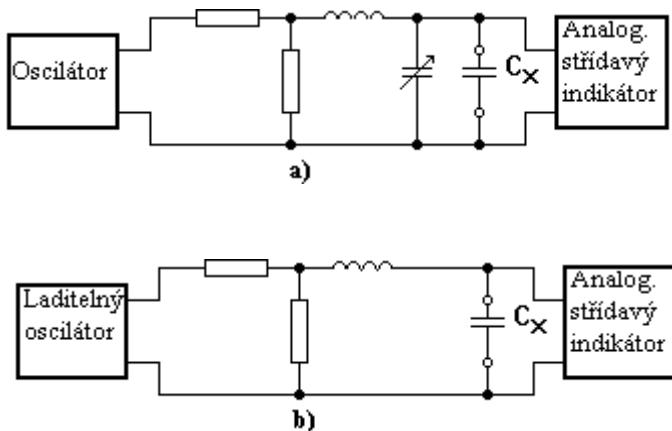
$$U_v = U \frac{C_x}{C_n}$$

přičemž voltmetr by musel být dostatečně citlivý ( $U_v \ll U$ ). Za těchto okolností by se daly měřit i značně malé kapacity. Chyba měření je kolem 5 %.

Přímo ukazující měřič kapacity se dá vytvořit s využitím dalších principů. Tak připojením měřené kapacity ke kmitavému obvodu oscilátoru se vyvolá změna kmitočtu oscilací a z ní vyplývá hodnota připojené kapacity. Podobně připojením měřené kapacity ke kapacitě kapacitoru určujícího v astabilním multivibrátoru trvání kvazistabilního stavu dojde ke změně tohoto trvání a z ní opět vyplývá hodnota připojené kapacity. Tyto naznačené metody se však používají zřídka.

### 12.2.2 Rezonanční přístroje na měření kapacity

U LC obvodů existuje jednoznačný vztah mezi rezonančním kmitočtem, indukčností a kapacitou. Z této skutečnosti vycházejí rezonanční měřiče kapacity. Takový přístroj sestává ze zdroje harmonického signálu, kmitavého (rezonančního) obvodu, jehož součástí je měřená kapacita, a indikátoru reagujícího na napětí na kmitavém obvodu. Kmitavý obvod může být sériový nebo paralelní. Sériový kmitavý obvod se musí budit napěťově, paralelní proudově. Potřebný způsob buzení je zajištěn vazebním členem za harmonickým oscilátorem. Po připojení měřené kapacity se kmitavý obvod musí vyladit do rezonance, což se projeví maximální hodnotou napětí na obvodu. Vyladění do rezonance se dosáhne nastavením kmitočtu budicího signálu nebo vlastního kmitočtu kmitavého obvodu. Existuje tedy několik variant zapojení rezonančního měřiče kapacity.



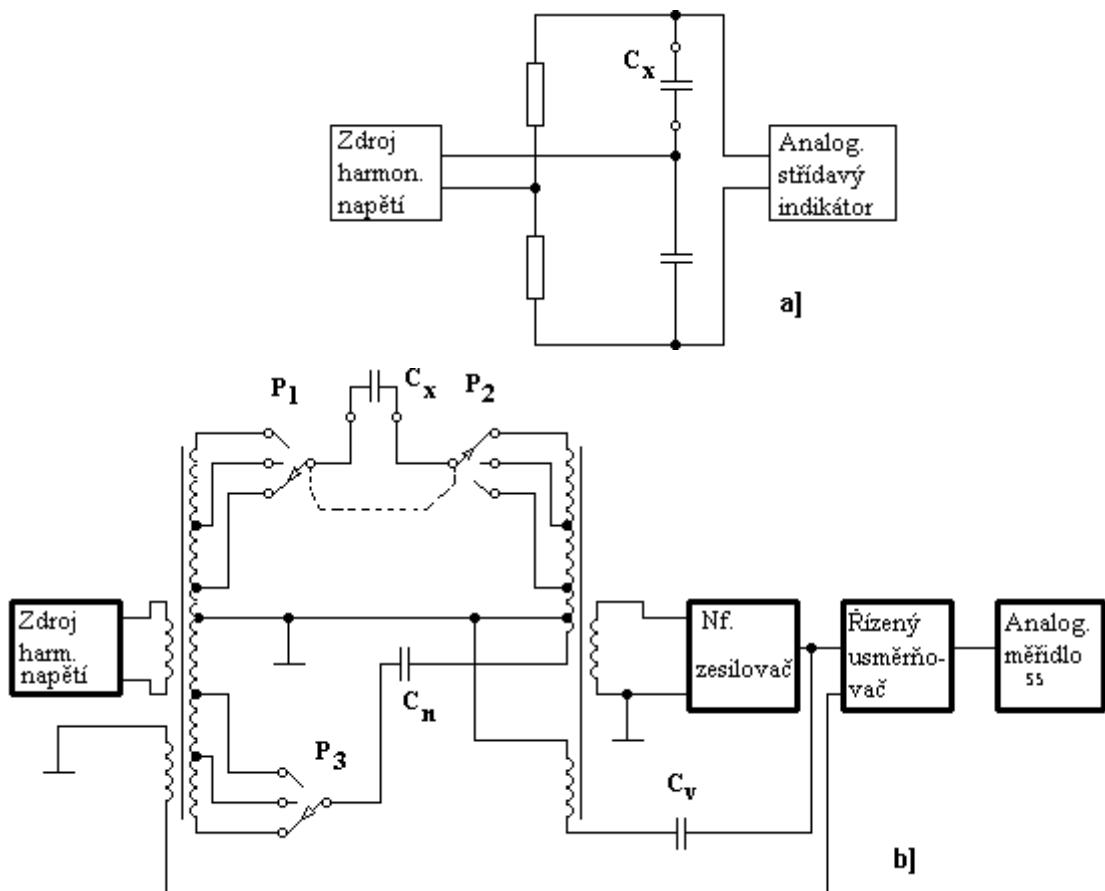
**Obrázek 12.17:** Princip zapojení rezonančního měřiče kapacity se sériovým rezonančním obvodem a) s laditelným rezonančním obvodem, b) s laditelným oscilátorem

**Obrázek 12.17** ukazuje zapojení rezonančního měřiče kapacity se sériovým kmitavým obvodem, do něhož je zapojena měřená kapacita  $C_x$ . Ladicí kapacitor je buď součástí měřicího kmitavého obvodu nebo kmitavého obvodu oscilátoru a je spřažen se stupnicí, ze které se po vyladění do rezonance čte hodnota měřené kapacity. Pro zajištění širokého měřicího rozsahu (aby bylo možné vyladění do rezonance v širokém rozmezí hodnot měřené kapacity) přístroj obsahuje sadu přepínatelných induktorů s odstupňovanými hodnotami indukčnosti.

Celkový měřicí rozsah rezonančních měřičů kapacity bývá od 1 pF do 100  $\mu$ F, rezonanční frekvence několik megahertzů až několik kilohertzů a chyba nejméně 1 %. Příkladem může být přístroj Rohde&Schwarz KRT.

### 12.2.3 Mostové přístroje na měření kapacity

Mostová měření kapacity se vyznačují širokým měřicím rozsahem a velmi dobrou přesností při vyvážení mostu do pravé rovnováhy. Mostový měřič kapacity sestává ze zdroje harmonického signálu, měřicího obvodu v mostovém zapojení, do kterého je zapojena měřená kapacita, a střidavého indikátoru reagujícího na výstupní signál z mostu. Pokud měřená kapacita není provázena odporem, vystačí se s jednoduchým zapojením mostu, a to buď klasickým nebo s indukčními děliči napětí a komparátorem proudu (**Obrázek 12.18**). Po vyvážení mostu do pravé rovnováhy, kdy indikátor ukazuje minimální (v ideálním případě nulovou) hodnotu výstupního signálu mostu, se z nastavení vyvažovacích prvků určí hodnota měřené kapacity. Klasický most se vyvažuje nastavováním hodnot kapacity popř. odporu v ramenech mostu, druhý typ mostu se na nízkých kmitočtech vyvažuje nastavováním indukčních děličů napětí popř. komparátoru proudu. S klasickými mosty se dosahuje chyby měření v desetinách procenta, mosty s indukčními děliči napětí a komparátory proudu dosahují na nízkých kmitočtech přesnosti až o řadu lepší. Měřicí rozsah bývá značný, např. od 0,1 pF do 1 mF při měření na nízkých kmitočtech.



**Obrázek 12.18:** Schéma zapojení mostu pro měření kapacity a) klasické, b) s indukčními děliči napětí a komparátorem proudu

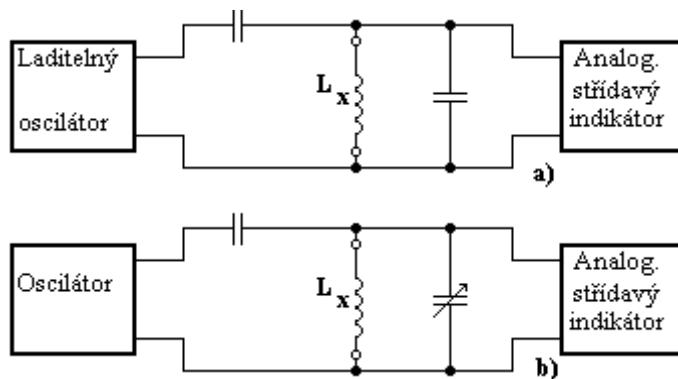
Je na místě zdůraznit, že soudobé měřiče bývají jen zřídka řešeny pro měření samotné kapacity. Zpravidla jde o měřiče RLC resp. o měřiče imitance.

## 12.3 Přístroje na měření indukčnosti

Indukčnost je hlavní elektrickou vlastností induktorů (cívek), a proto se měří především na těchto součástkách. Je-li indukčnost závislá na protékajícím proudu, musí se měřit pomocí dostatečně malého harmonického signálu. Indukčnost se také měří jako část imitance, to však spadá do problematiky měření imitance. V této kapitole se zmíníme jednak o měření vlastní indukčnosti, jednak o měření vzájemné indukčnosti.

### 12.3.1 Přístroje na měření indukčnosti

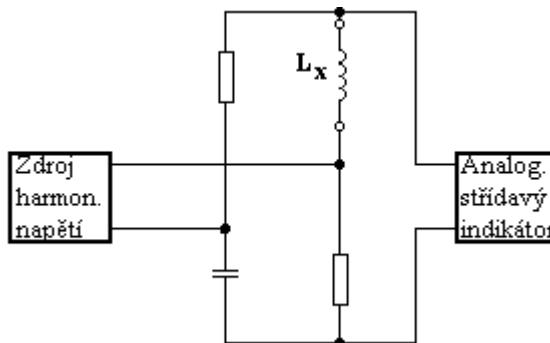
Měření indukčnosti (vlastní indukčnosti) je duální záležitostí k měření kapacity, metody měření těchto dvou veličin jsou proto obdobné.



**Obrázek 12.19:** Princip zapojení rezonančního měřiče indukčnosti s paralelním rezonančním obvodem a) s laditelným oscilátorem, b) s laditelným rezonančním obvodem

**Přímo ukazující přístroje** na měření indukčnosti mohou být založeny na určení poměru velikosti harmonického napětí na měřené indukčnosti a proudu jí tekoucího. Takový přímo ukazující měřič indukčnosti by sestával ze zdroje harmonického proudu a ze střídavého voltmetru. Stanovení poměru obou uvedených aktivních elektrických veličin se lze vyhnout nastavením určité velikosti budicího proudu, pro kterou voltmetr měřící napětí na indukčnosti udává přímo indukčnost. Na této metodě jsou založeny číslicové měřiče indukčnosti. Analogové přímo ukazující měřiče indukčnosti se dají sestavit z převodníku indukčnosti na harmonické napětí a ze střídavého voltmetru. Zmíněný převodník je tvořen zdrojem harmonického napětí a indukčnostním děličem napětí, jehož jednou větví je srovnávací indukčnost a druhou měřená indukčnost. Stupnice voltmetru pro čtení hodnoty indukčnosti je nelineární. Přímo ukazující měřič indukčnosti může být založen také na využití změny kmitočtu oscilátoru, k jehož kmitavému obvodu se měřená indukčnost připojí.

Jiným druhem měřičů indukčnosti jsou **rezonanční přístroje**. Sestávají ze zdroje harmonického signálu, měřicího kmitavého obvodu, do něhož je zapojena měřená indukčnost, a střídavého indikátoru reagujícího na výstupní napětí kmitavého obvodu. Měřicí kmitavý obvod může mít zapojení sériové nebo paralelní, rezonance se dá dosáhnout nastavením jeho vlastního kmitočtu nebo naladěním kmitočtu budicího signálu. Dosažení rezonance odpovídá maximální údaj indikátoru. Ladicí kapacitor je spřažen se stupnicí, ze které se po nastavení rezonance čte hodnota měřené indukčnosti. Z možných variant zapojení ukazuje **Obrázek 12.19** princip zapojení s paralelním měřicím kmitavým obvodem. Měřicí obvod je buzen proudově díky vazebnímu kapacitoru s malou kapacitou zapojenému mezi oscilátor a měřicí obvod. Měření se dělá na kmitočtech od několika kilohertzů (při větší indukčnosti) do několika megahertzů (při menší indukčnosti). Celkový měřicí rozsah bývá od  $0,1 \mu\text{H}$  do  $1 \text{ H}$ , chyba není menší než  $1 \%$ . Jako příklad rezonančního měřiče indukčnosti můžeme uvést přístroj Rohde&Schwarz LRT. Vzhledem k tomu, že rezonanční měřiče kapacity a rezonanční měřiče indukčnosti mají podobné zapojení, není divu že existovaly v kombinovaném provedení.



**Obrázek 12.20:** Princip klasického zapojení mostového měřiče indukčnosti

K měření indukčnosti se také používají **mostové přístroje**. Sestávají ze zdroje harmonického signálu, z měřicího obvodu v mostovém zapojení, do něhož se zapojí měřená indukčnost, a ze střídavého indikátoru reagujícího na výstupní napětí mostu. Po vyvážení mostu, kdy údaj střídavého indikátoru je minimální, se z nastavení vyvažovacích prvků určí hodnota měřené indukčnosti. Základem klasických mostů pro měření indukčnosti bývá zapojení podle **Obrázek 12.20**, které je bez doplnění vhodné jen pro měření ryzí indukčnosti. Je-li měřená indukčnost provázena ztrátovým odporem, vyvážení mostu do pravé rovnováhy je možné jedině tehdy, je-li most doplněn dalším vyvažovacím prvkem. To však jde již o most na měření imitance. Obdobná situace je u novodobějších mostů s indukčními děliči napětí a komparátory proudu. Měřicí rozsah bývá značný, např.  $0,1 \mu\text{H}$  až  $1000 \text{ H}$  při měření na nízkých kmitočtech. Chyba měření bývá v desetinách procenta.

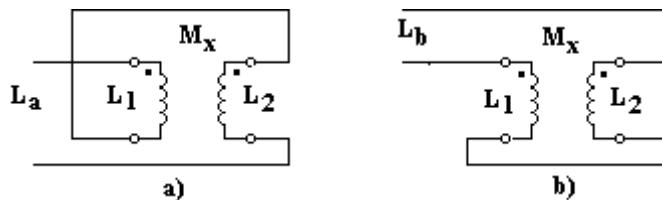
Je žádoucí upozornit, že jednoúčelové měřiče indukčnosti již nejsou běžné. Indukčnost se běžně měří některými multimetry, měřiči RLC resp. měřiči imitance.

### 12.3.2 Přístroje na měření vzájemné indukčnosti

Stupeň vazby mezi dvěma vázanými induktory se vyjadřuje vzájemnou indukčností nebo činitelem vazby a experimentálně se určuje měřením těchto veličin. Pro měření vzájemné indukčnosti na nízkých kmitočtech je vhodný zvláštní most, který je však zřídka k dispozici. Uvedeme proto další způsoby měření.

Měření vzájemné indukčnosti může být přímo založeno na určení poměru velikosti napětí na druhém induktoru k velikosti proudu tekoucího prvním induktorem, jestliže tyto aktivní veličiny mají harmonický průběh. Tako koncipovaný měřič vzájemné indukčnosti sestává ze zdroje harmonického proudu a ze střídavého voltmetu. Určování zmíněného poměru se lze vyhnout, nastaví-li se budicí proud na hodnotu, při níž číselná hodnota měřené vzájemné indukčnosti je rovna číselné hodnotě sekundárního napětí. Tento měřič vzájemné indukčnosti se dá realizovat jako číslicový přístroj.

V úvahu přichází také kompenzační metoda nepřímého měření vzájemné indukčnosti. Při ní se proud tekoucí primárním induktorem nechá protékat pomocným kvalitním kapacitorem známé kapacity. Kmitočet budicího proudu nebo kapacita kapacitoru se nastaví tak, aby napětí na kapacitoru a na sekundárním induktoru měla stejnou velikost. Měřená vzájemná indukčnost se pak vypočítá z kmitočtu a kapacity.



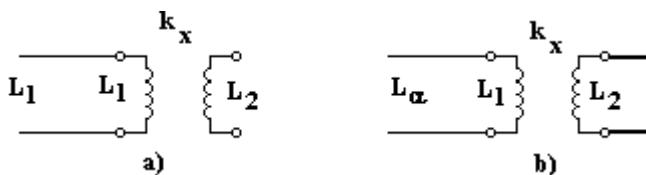
**Obrázek 12.21:** Sériové spojení dvojice induktorů při nepřímém měření vzájemné indukčnosti

V praxi se vzájemná indukčnost často určuje výpočtem z hodnot celkové indukčnosti sériové kombinace obou induktorů. Induktory se postupně zapojí do série oběma možnými způsoby (**Obrázek 12.21**) a změří se celková indukčnost každé kombinace. Z naměřených hodnot  $L_a$  a  $L_b$  se vzájemná indukčnost  $M_x$  vypočítá pomocí vztahu

$$M_x = \frac{(L_a - L_b)}{4}$$

Činitel vazby  $k_x$  se dá vypočítat ze vzájemné indukčnosti  $M_x$  a z indukčnosti  $L_1$  primárního induktoru a indukčnosti  $L_2$  sekundárního induktoru

$$k_x = \frac{M_x}{\sqrt{L_1 L_2}}$$



**Obrázek 12.22:** Zapojení dvojice induktorů při nepřímém měření činitele vazby

Chceme-li určit činitel vazby, aniž by nás zajímala vzájemná indukčnost, je vhodnější úspornější postup (**Obrázek 12.22**). Změří se indukčnost jednoho induktoru (např. indukčnost  $L_1$  primárního induktoru) a pak indukčnost  $L_c$  na stejném místě, když je druhý induktor zkratován. Z naměřených indukčností se pak vypočítá činitel vazby

$$k_x = \sqrt{1 - \frac{L_c}{L_1}}$$

Uvedené vztahy platí za předpokladu, že parazitní pasivní elektrické veličiny v zapojení (odpory a kapacity) jsou zanedbatelné.

### 12.3.3 Přístroje na měření rezonančního kmitočtu

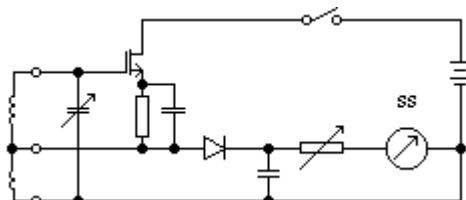
Rezonanční kmitočet je nejdůležitější vlastností každého kmitavého (rezonančního) obvodu. Rezonanční kmitočet jednoduchého kmitavého obvodu je význačný tím, že při něm je imitance obvodu reálná a modul imitance má extrémní hodnotu. Z této skutečnosti také vychází měření rezonančního kmitočtu.

Rezonanční kmitočet daného kmitavého obvodu se tedy dá určit na základě proměření kmitočtové závislosti jeho imitance. K tomu by byl potřebný měřič imitance, který umožňuje měření imitance v příslušném kmitočtovém rozsahu. Z naměřené kmitočtové závislosti imitance se pak vyhledá kmitočet podle jeho připomenuté definice.

K zjištění rezonančního kmitočtu kmitavého obvodu není však zapotřebí mít k dispozici měřič imittance umožňující měření ve spojité kmitočtové oblasti. Vystačí se s laditelným generátorem harmonického signálu pro buzení měřeného kmitavého obvodu a s přístrojem na měření střídavého proudu nebo napětí (podle druhu kmitavého obvodu). Je-li daný kmitavý obvod sériový, budí se konstantním napětím a měří se proud jím protékající; je-li daný kmitavý obvod paralelní, budí se konstantním proudem a měří se na něm napětí. Laděním generátoru se pak vyhledá kmitočet, na němž je měřená veličina maximální.

K vlastnímu měření rezonančního kmitočtu kmitavých obvodů jsou určeny jednoduché přístroje zvané **měřiče rezonančního kmitočtu** nebo stručněji **měřiče resonance**. Podstatou zapojení takového přístroje je laditelný oscilátor s údajem naladěného kmitočtu a velikosti jeho kmitů (**Obrázek 12.23**). Konstrukčně je měřič resonance vyřešen tak, aby se dala zajistit induktivní vazba mezi kmitavým obvodem oscilátoru a měřeným kmitavým obvodem. Proto induktor kmitavého obvodu oscilátoru musí vyčnívat ven ze skřínky obsahující ostatní části měřiče. Induktorů je celá sada s odstupňovanými hodnotami indukčnosti, aby se spolu s ladicím kapacitorem uvnitř skřínky zajistil široký měřicí rozsah: každý induktor připojený ke zbyvající části měřiče pomocí konektoru slouží pro jiný dílčí měřicí rozsah.

Práce s měřičem resonance je prostá. Ke skřínce měřiče se nasadí vybraný induktor, zapne se napájení a nastaví se vhodná citlivost indikace velikosti kmitů. Induktorem měřiče se přiblížíme k měřenému kmitavému obvodu. Pak měřič pomalu přelaďujeme a sledujeme údaj odpovídající velikosti kmitů. Měřič naladíme tak, aby tento údaj byl minimální. Pokud se s nasazeným induktorem nepodaří minimum údaje nalézt, použije se jiný induktor. Kmitočet udávaný měřičem při minimální velikosti kmitů je totožný s rezonančním kmitočtem měřeného obvodu. Při shodě kmitočtu oscilací s rezonančním kmitočtem navázaného měřeného kmitavého obvodu totiž dochází k odsávání výkonu kmitů z oscilátoru a jeho rozptylování v měřeném obvodu; tím se oscilátor zatíží a velikost jeho kmitů klesne, což vede k poklesu údaje velikosti kmitů.



**Obrázek 12.23:** Příklad zapojení měřiče resonance

Měřiče resonance mírají celkový měřicí rozsah od stovek kilohertzů do stovek megahertzů. Chyba měření těmito přístroji nebývá menší než 1 % .

## 12.4 Přístroje na měření imitance

Pro vyjádření základních vlastností pasivního setrvačného dvojpólu se používá pojmu imittance. Tu je možno samozřejmě měřit a to buď jako impedanci  $Z = R + jX = |Z| \cdot e^{j\varphi}$ , nebo jako admitanci  $Y = G + jB = |Y| \cdot e^{j\psi}$ . Protože jde o komplexní čísla, je nutno měřit obě ortogonální složky (reálnou a imaginární) nebo obě polární složky (modul a fázi). Obecně jsou obě složky závislé na kmitočtu. U pasivních dvojpólů nemůže být reálná složka imittance záporná.

$$\text{Platí vztah, že } \varphi = -\psi \text{ a } |Y| = \frac{1}{|Z|}.$$

Metody měření imitancí lze rozdělit do následujících skupin:

- S přímým údajem
  - R,L,C
  - Z,Y
  - analyzátory obvodů
- Rezonanční
  - sériové
  - paralelní
- Nulové
  - mostové
  - kompenzační
- Pro VVF využívající
  - měřicí vedení
  - směrové odbočnice

**Metody s přímým údajem** se používají jednak při měření hlavních parametrů dvojpólů (R,L,C - příslušné kapitoly), ale též při měření impedance měřením napětí a fáze (Ohmovou metodou) v měřičích impedance (analyzátorech obvodů). Výhodou je snadné měření bez složité manipulace. Indikace je buď analogová na ručkovém přístroji nebo i číslicová.

**Rezonanční metody** jsou vývojově nejstarší. Měření s nimi je z hlediska experimentálních zkušeností a teoretických znalostí nejnáročnější, poskytuje však některé vlastnosti, které dříve jinými metodami nebyly dosažitelné. V dnešní době, právě pro někdy zdlouhavé měření a mechanicky náročnou konstrukci těchto přístrojů, se s nimi již setkáváme málo. Pokud využívají sériovou rezonanci, mluvíme o Q-metru, pokud paralelní tak o měřiči ztrátového odporu (tg δ -metru). V dalších kapitolách nebudou popisovány.

**Nulové metody** jsou založeny na některých typech vf mostů (Scheringův), používá se též transformátorový most. Měření pomocí nulových metod patří k nejpřesnějším.

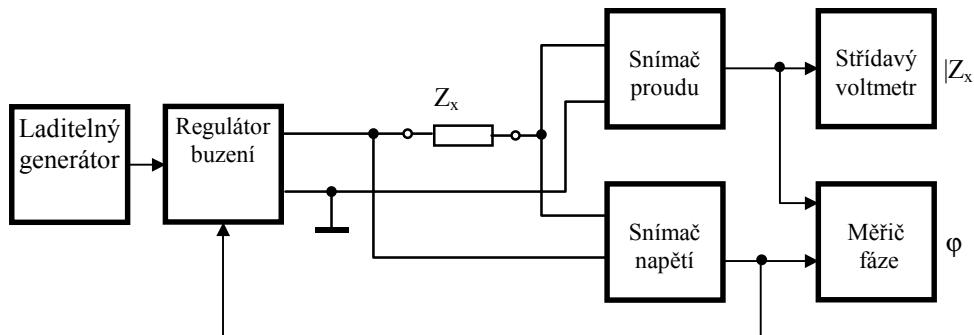
**Metody využívající měřicí vedení** jsou vhodné pro měření na kmitočtech nad 100 MHz. Měřicí vedení je ovšem mechanicky, případně i rozměrově náročné.

**Metody využívající směrové odbočnice** se používají ve frekvenční oblasti nad 100 MHz. Jsou méně náročné na obsluhu než měřicí vedení.

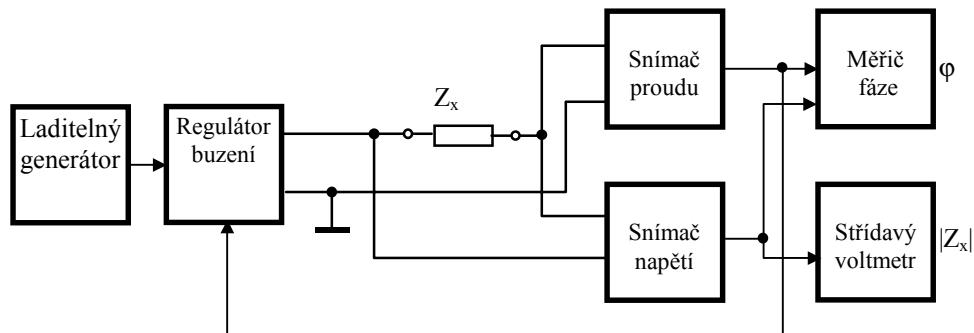
### 12.4.1 Určení imitance měřením napětí a fáze

Imitanci lze určit na základě Ohmova zákona z hodnot harmonického napětí na ní a proudu jí tekoucího. Obě tyto veličiny je třeba chápout jako fázory. Modul (absolutní hodnota) se určí z poměru amplitud obou veličin, fázový úhel imitance se určí z fázového rozdílu těchto veličin. Aby nebylo třeba provádět v přístroji operaci dělení, zajišťuje se napájení buď konstantním proudem (u malých impedancí) nebo konstantním napětím. Volbou proudu nebo napětí se mění rozsah měření. V některých případech, kdy z jiných důvodů musíme volit určitou hodnotu napětí (měření nelineárních imitancí), se změna rozsahu takto provádět nedá. Zapojení měřiče imitance s napájením konstantním napětím je na Obrázek 12.24. Napájení měřené impedance je z plynule laditelného generátoru, jehož výstupní úroveň je regulovatelná na základě změřeného napětí na impedanci  $Z_x$ . Zároveň se měří amplituda proudu snímačem proudu (převod proud-napětí) a měří se. Jeho hodnota odpovídá velikosti  $|Y|$ . Fáze se měří obvykle přímo ukazujícím fázoměrem impulsového typu.

Funkce měřiče imitance s napájením konstantním proudem je obdobná, pouze smyčka řízení buzení je odvozena z obvodu pro snímání proudu. Napětí na imitanci odpovídá přímo  $|Z|$ . Tyto přístroje mají velký kmitočtový rozsah od jednotek Hz do GHz. Při praktickém použití je třeba vědět, že zvláště přístroje s nízkým kmitočtovým rozsahem nemohou používat transformátory v obvodech snímání proudu a že měřená admitance není a nesmí být žádnou svorkou spojena se zemí. Je přípustné pouze stínění. Je jasné, že takové přístroje jsou vhodné pro analýzu např. pasivních filtrů, ale nelze jimi měřit např. vstupní impedanci osciloskopu. Další nevýhodou je možnost zavlečení rušivého signálu do obvodu měřiče (např. při měření impedance rámové antény), který je obvody pro snímání napětí a proudu nesprávně vyhodnocen.



Obrázek 12.24: Měřič imitance s buzením konstantním napětím



Obrázek 12.25: Měřič imitance s napájením konstantním proudem

Při měření na vyšších kmitočtech jsou tyto přístroje upraveny tak, že jedna svorka měřené imitance je spojena se zemí. Měření také neprobíhá na kmitočtu laditelného generátoru, ale je konvertováno směšováním nebo vzorkováním na podstatně nižší (např. 6kHz). Tím se zároveň dosáhne určité selektivity a větší odolnosti proti rušení.

Přesnost těchto přístrojů bývá řádově 5% v modulu a asi  $\pm 5^\circ$  ve fázi. Pokud se použije číslicového měření těchto veličin, může být přesnost podstatně větší. Přístroj principiálně dovoluje i čtyřsvorkové připojení měřené imitance a tak lze vyloučit vliv přívodů. Jednoduchou úpravou lze přístrojem měřit i **přenos** čtyřpólů, tak že přístroje bývají kombinované. Bývají též vybaveny pomocnými stupnicemi pro přímý odečet kapacity a indukčnosti při měření součástek. Pak je ale nutno nastavit určitý, předepsaný kmitočet generátoru.

Tento princip je používán i pro měření vlastností součástek. Pro snadné měření je pak vybaven výpočetní jednotkou pro přepočet obecné imitance na  $R, L, C, Q$  i  $D$ .

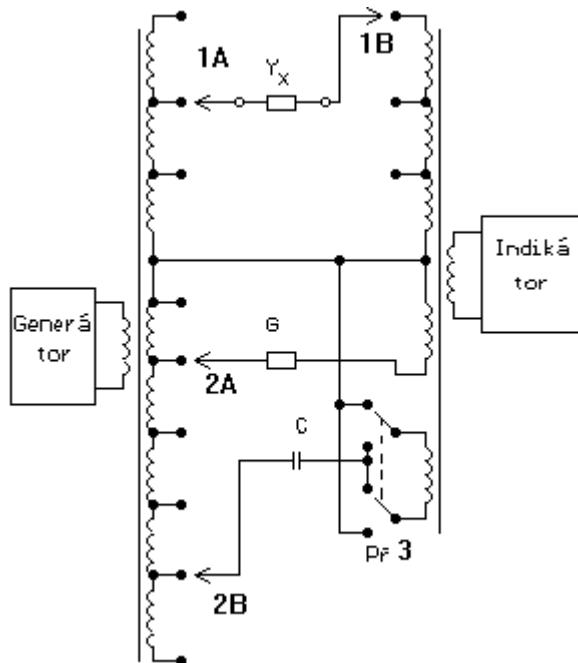
Konstrukčně bývají vstupní obvody takového měřiče (zvláště pro vyšší frekvence) řešeny formou sondy, kterou je možno připojit co nejbliže k měřenému prvku. V příslušenství bývají sady různých redukcí pro koaxiální konektory.

#### 12.4.2 Mostová měření

Pro měření imitancí do kmitočtu 100 MHz lze použít mosty. Při použití nulové metody se dosáhne velmi dobré přesnosti. Nevýhodou mostů je, že jsou mechanicky náročné (přepínače, proměnné kondenzátory, indukční děliče). Někteří výrobci se zabývají výrobou samotných mostů, jejich napájení a indikátory vyvážení se musí připojovat externě. Jindy celý přístroj obsahuje veškeré náležitosti. Výhodné je, pokud je indikátor vyvážení selektivní na kmitočtu generátoru. Přesnost mostů je kolem 1%.

Mezi klasická zapojení patří tyto typy mostů:

- Pro imitance kapacitního charakteru
  - De Sautyho
  - Scheringův
- pro imitance indukčnostního charakteru
  - Maxwell-Wienův
  - Owenův
  - Hayův
  - rezonanční



**Obrázek 12.26:** Princip zapojení mostu s indukčními děliči napětí a komparátory proudu k měření admitance na nízkých kmitočtech

Pro své výhodné vlastnosti se využívají mosty s indukčními děliči a komparátory proudu (**Obrázek 12.26**). Přepínač **1** slouží k volbě měřicích rozsahů. Přepínačem **2A** se vyvažuje reálná složka měřené admitance  $Y_x$ , přepínačem **2B** imaginární složka. Přepínač **Př3** se volí znaménko imaginární složky. Generátor je zdroj harmonického signálu, indikátor je nf milivoltmetr (např. selektivní). Tyto mosty se uplatní zpravidla jen na nižších kmitočtech.

Spíše historický význam mají mosty s tzv. nepravou rovnováhou, k nimž patří Grützmacherův most, který udává měřenou impedanci v polárním tvaru. Chyba takových mostů jsou jednotky %.

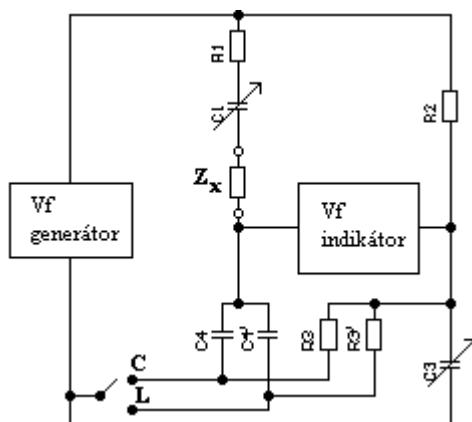
Pro měření na vyšších kmitočtech se používají tzv. vysokofrekvenční mosty. Používá se zapojení Scheringova mostu, jehož jednoduchou úpravou se dosáhne možnosti měřit impedance indukčního i kapacitního charakteru (**Obrázek 12.27**). Kondenzátory  $C_1$  a  $C_3$  jsou opatřeny stupnicemi, z nichž se odečte měřená impedance. V zapojení bývají další pomocné kapacity, jimž se vynuluje parazitní impedance mostu a přívodů (nezakresleno).

Hodnoty měřené impedance se vypočítají ze vztahů:

$$Z_x = R_x + jX_x$$

$$R_x = \frac{R_2}{C_4} C_3 \quad \text{a} \quad X_x = \frac{1}{\omega C_1}$$

Hodnotu  $R_x$  lze odečíst přímo na stupnici, hodnotu  $X_x$  však jen pro určené kmitočty. Hodnoty prvků  $C_4$  a  $R_3$  jsou přepínatelné a to proto, aby bylo možno měřit impedance indukčnostního a kapacitního charakteru. Most je pro měření indukčnosti a nulové  $Z_x$  vyvážen při maximální kapacitě  $C_1$ , naopak při měření kapacit při minimální kapacitě  $C_1$ .

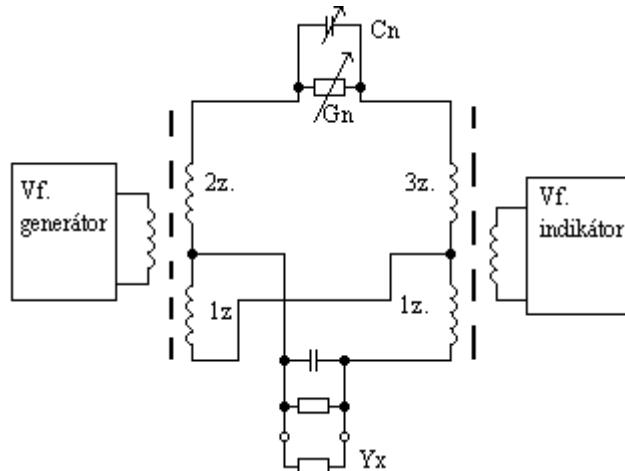


Obrázek 12.27: Scheringův most pro měření impedance na vysokých kmitočtech

Při měření admitancí se svorky pro připojení  $Z_x$  nahradí zkratem a měřená admitance se připojuje paralelně k  $R_3$  a  $C_3$ . Povšimněme si, že můstek neobsahuje žádné proměnné odpory.

Vf mosty mohou být též transformátorového typu. Schéma zapojení je na obr. **Obrázek 12.28**. Most je navržen tak, že je vyvážen při polovině kapacity  $C_n$ . Díky tomu lze měřit admitance jak kapacitního, tak i indukčnostního charakteru. Reálná část se vyvažuje změnou odporové vf dekády  $G_n$ .

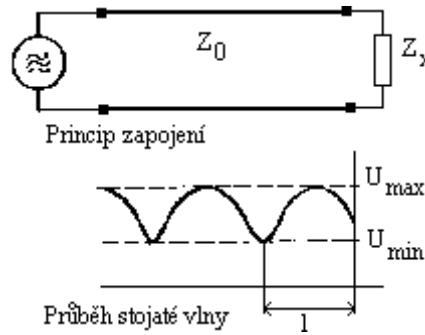
Konstrukce mostů nebývá jednoduchá, protože je třeba zajistit stínění a to tak, aby kapacitami stínění nebyly ovlivněny ostatní prvky. Některé součásti jsou až v trojím stínění. Správně konstruovanými můstky lze měřit až do 300 MHz, chyba měření i při použití nulové metody je několik %.



Obrázek 12.28: Transformátorový most pro měření admitance na vysokých kmitočtech

### 12.4.3 Určení imitance pomocí měřicího vedení

Měření imitancí pomocí měřicího vedení je nutno použít v kmitočtové oblasti nad stovky MHz. Je to z toho důvodu, že na těchto kmitočtech se již nedají obvodové prvky pokládat za prvky se soustředěnými parametry.



Obrázek 12.29: Určení impedance měřicím vedením

Připojí-li se na konec vedení o charakteristické impedance  $Z_0$  impedance odlišné hodnoty  $Z_x$  a budí-li se na počátku vedení harmonickým signálem, vzniká na konci odražená vlna. Jejím složením s vlnou přímou vznikne stojatá vlna. Amplituda kmitů stojaté vlny  $U$  je v ustáleném stavu periodickou funkcí vzdálenosti, pokud je vedení homogenní a bezztrátové. Napětí stojaté vlny dosahuje maximální hodnoty  $U_{max}$  a minimální  $U_{min}$ . Poměr těchto extrémních hodnot je

$$p = U_{max} / U_{min}$$

a nazývá se činitel (poměr) stojaté vlny. Z průběhu stojaté vlny lze určit impedance  $Z_x = R_x + jX_x$ , pokud známe charakteristickou impedance  $Z_0$ , vlnovou délku  $\lambda$ , činitel stojaté vlny  $p$  a vzdálenost  $l$  prvního nebo i dalšího minima stojaté vlny od místa, kde je připojena měřená impedance nebo od referenčního místa o stejných vlastnostech.

Platí tyto vztahy:

$$Z_x = Z_0 \frac{1 - jptg \frac{2\pi}{\lambda} l}{p - jt \frac{2\pi}{\lambda} l}$$

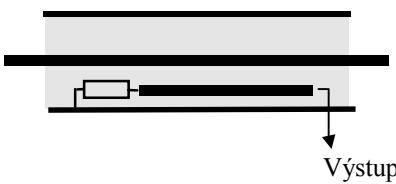
Pro složky pak platí

$$R_x = Z_0 \frac{p \left( 1 + \tg^2 \frac{2\pi}{\lambda} l \right)}{p^2 + \tg^2 \frac{2\pi}{\lambda} l}; \quad X_x = -Z_0 \frac{(p^2 - 1) \tg^2 \frac{2\pi}{\lambda} l}{p^2 + \tg^2 \frac{2\pi}{\lambda} l}$$

Místo výpočtu lze hodnoty odečít i na Smithově diagramu. Vlastní měření probíhá na měřicím vedení (jeho provedení závisí na kmitočtu, může být symetrické dvouvodičové, koaxiální i vlnovodné), které je vybaveno posuvnou měřicí sondou, na níž lze odečítat hodnoty  $U$ . Měřicí sonda (indikační zařízení) je laděna na měřicí kmitočet, její poloha se odečítá na noniu či jiném podobném zařízení. Vzhledem k nelinearitě vf usměrňovače je třeba stanovit i jeho cejchovní křivku. Na vstupu vedení musí být připojen generátor harmonického napětí o dostatečném výkonu. Při měření je třeba respektovat skutečnou vlnovou délku ve vlnovodu či vedení.

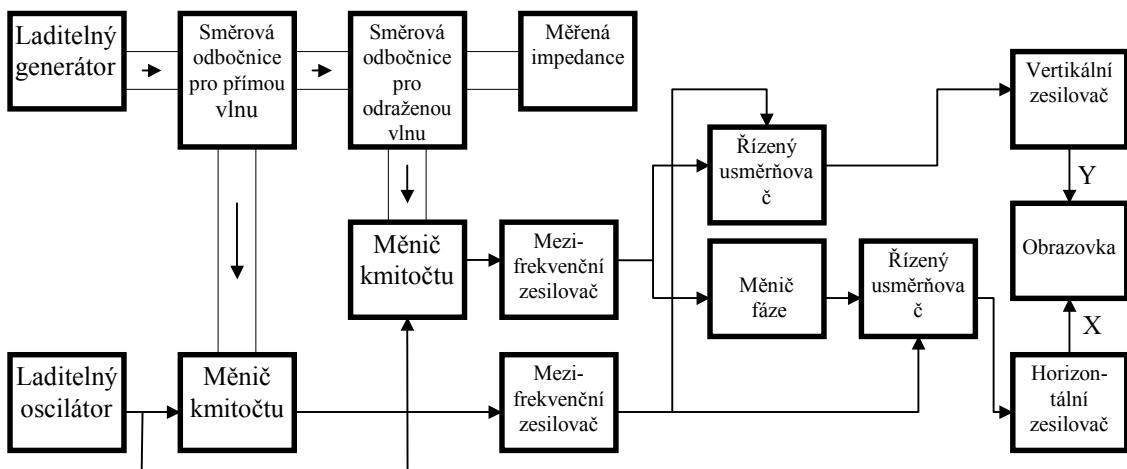
Přesnost dosahovaná při měření imitancí měřicím vedením je v jednotkách % a výrazně závisí na mechanickém provedení měřicího vedení. Existují i jiné druhy měřicích vedení, bez posuvné sondy.

#### 12.4.4 Určení imitance pomocí směrových odbočnic



Obrázek 12.30: Nástin konstrukce směrového vazebního členu u koaxiálního vedení

Vychází ze stanovení velikosti přímé a odražené vlny na nepřizpůsobeném vedení. K jejich zjištění se použijí směrové vazební členy (směrové vazební odbočky Obrázek 12.30). Na tomto principu pracují přístroje, nazývané *Zg-diagraf*, který graficky na Smithově diagramu zobrazuje měřenou impedanci. Tento přístroj neobsahuje obrazovku.



Obrázek 12.31: Blokové schéma měřiče imitance se směrovými odbočnicemi a obrazovkou

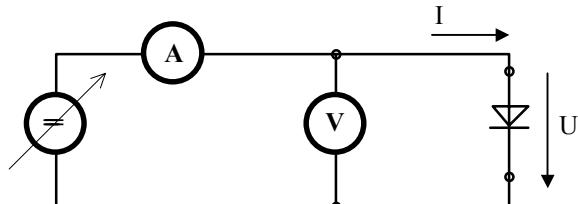
S obrazovkou je možné řešení, znázorněné na Obrázek 12.31. Do cesty vf signálu z ladičelného generátoru do měřené impedance jsou vloženy dvě směrové odbočnice - pro přímou a odraženou vlnu. Měniče kmitočtu za pomoci oscilátoru sníží frekvenci signálu, dále zesilovaného v mf zesilovačích. Signál odvozený z odražené vlny se rozloží na dvě ortogonální složky, které slouží k vychylování paprsku obrazovky. Signál odvozený z přímé vlny je využit pro řízení usměrňovačů v kanálu odražené vlny. Poloha bodu na obrazovce odpovídá složkám měřené imitance.

## 13 Měření statických charakteristik součástek

Polovodičové, ale i např. vakuové součástky, jsou obecně nelineární řízené prvky. Významným popisem jejich vlastností jsou statické charakteristiky, které udávají vzájemnou závislost napětí a proudů na vývodech součástky, při čemž napětí nebo proudy na jiných vývodech jsou parametrem. Předpokladem měření je, že se součástka chová jako elektricky nesetrváčná.

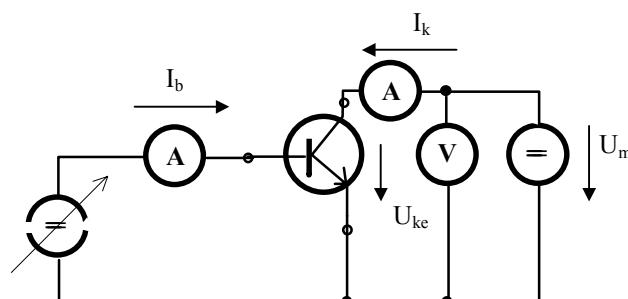
### 13.1 Měření charakteristik bod po bodu

Z hlediska náročnosti na přístrojové vybavení je nejjednodušší jejich měření bod po bodu.



**Obrázek 13.1:** Příklad zapojení pro měření voltampérové charakteristiky diody bod po bodu

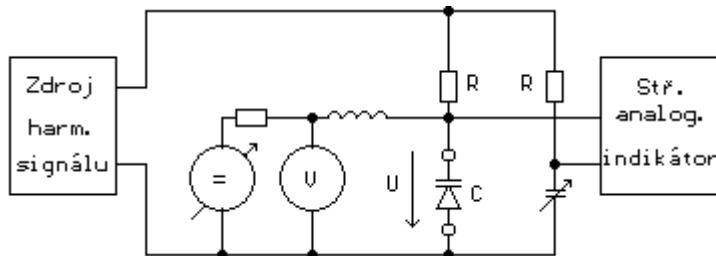
Pokud jde o dvojpóly, vystačíme s regulovatelným zdrojem napětí nebo proudu a měřicími přístroji pro měření napětí a proudu. Při vlastním měření je třeba se rozhodnout, kterou veličinu budeme volit jako nezávisle proměnnou, jak zvolit zapojení, aby došlo k minimálnímu ovlivnění měřených charakteristik měřicími přístroji a dále zajistit, aby nedošlo k překročení mezních parametrů měřené součástky (napětí, proudu ale i výkonu). Při měření některých součástek se záporným odporem je třeba zjišťovat, zda nedochází ke kmitům v obvodu, což může mít na měřenou charakteristiku zásadní vliv. Rychlosť měření je poměrně malá, algoritmus měření je evidentní. Je třeba vzít v úvahu, že během měření může dojít ke změně teploty (změna teploty okolí, ohřev procházejícím proudem) měřené součástky a tak měříme vlastně za jiných podmínek. Základní zapojení pro měření voltampérové charakteristiky diody je na **Obrázek 13.1**.



**Obrázek 13.2:** Zapojení pro měření soustavy výstupních charakteristik bipolárního tranzistoru bod po bodu

Charakteristiky trojpólů (i vícepólů) jsou vyjádřeny sítí charakteristik. Pro stanovení elektrických podmínek (parametrů) na dalších vývodech je třeba dalších zdrojů (napěťových či proudových) a přístroj pro měření této veličiny. Postup se proti dvojpólům komplikuje o opakování. Měří se bod po bodu při určitém nastavení parametru, pak se parametr změní a znova se měří bod po bodu. Příkladem může být měření výstupních charakteristik bipolárního tranzistoru (viz **Obrázek 13.2**).

Měření charakteristik prvků reaktančního typu (např. kapacitní diody) je založeno na měření příslušné pasivní elektrické veličiny. Musíme ovšem použít takovou metodu, která nezpůsobí posun bodu (např. napětí na diodě). Přídavné harmonické napětí, které je nezbytně nutné pro měření např. kapacity, musí být podstatně menší, než napětí zdroje, které PN přechod polarizuje. Některé měříče pasivních veličin dovolují měnit jak polarizační napětí, tak i přídavné napětí, případně polarizační napětí zavádět z vnějšího zdroje.

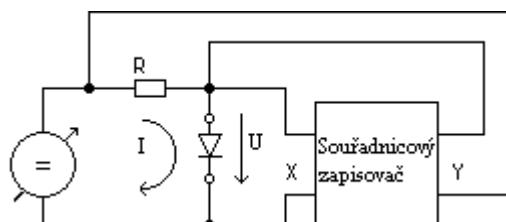


Obrázek 13.3: Zapojení pro měření charakteristiky kapacitní diody

Příklad zapojení pro měření charakteristiky  $C(U)$  kapacitní diody je na **Obrázek 13.3**. Metoda je založena na mostové metodě. Napětí ze zdroje harmonického signálu (napětí) musí být, jak uvedeno výše, poměrně malé. Obdobně duálně lze měřit charakteristiky nelineárních induktorů. Tak zjistíme závislost  $L(I)$ .

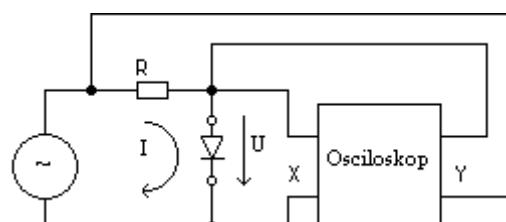
Protože řadu parametrů polovodičových součástek ovlivňuje okolní teplota, snažíme se udržovat během měření její teplotu konstantní (chlazením) a teplotu i měřit.

## 13.2 Snímání charakteristik



Obrázek 13.4: Snímání charakteristik diody pomocí souřadnicového zapisovače

Pod pojmem snímání charakteristik rozumíme postup, který nám charakteristiky poskytne v grafické podobě buď na papíru nebo na obrazovce. Pro vykreslení charakteristik dvojpólu na zapisovači je nutný zapisovač X-Y, při čemž nastavování nezávislé proměnné se může dít i ručně změnou napětí zdroje, popř. i jinak (vybíjením kondenzátoru). Na tvaru tohoto napětí příliš nezáleží, je vhodné aby bylo blízké pilovému průběhu. Rychlosť změny tohoto napětí nemůže být příliš velká, abychom mohli součástku považovat za nesetrváčnou a aby nebyla překročena rychlosť zápisu zapisovače. Zapojení pro snímání charakteristiky diody je na **Obrázek 13.4**.



Obrázek 13.5: Zapojení pro snímání charakteristiky diody osciloskopem

Obdobný princip lze použít i pro zobrazení charakteristiky na osciloskopu (**Obrázek 13.5**). Zdroj napětí může být i harmonický nízkého kmitočtu (50Hz), pokud se snímá charakteristika pro jednu polaritu tak jedno nebo dvoucestně usměrněného. Charakteristika může být deformována, pokud by osciloskop nebo přívody k němu měly větší kapacitu

(vznikne fázový posuv). Podobně může dojít k deformacím i při nevhodném zvolení uzlu, který je spojen se zemí.

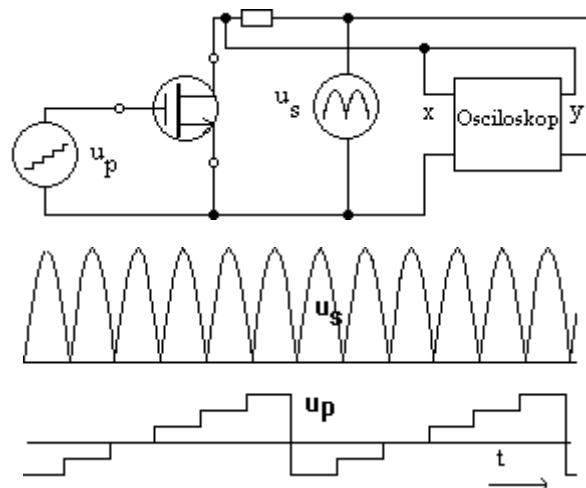
Někdy se pro zobrazení využije jen čtvrtperioda harmonického signálu, po zbytek periody je modulací jasu potlačeno zobrazení. Pokud se použije paměťový osciloskop, postačí generátor jednorázového průběhu (pily, exponenciály). Tak se dá dosáhnout zobrazení charakteristik v oblasti, kde není trvalý provoz součástky (např. z důvodu tepelného průrazu) povolen. Cejchování proudové osy se stanoví z nastavené vychylovací citlivosti a odporu  $R$ .

Pokud se má snímat soustava charakteristik (např. pro trojpól), musíme zapojení doplnit o další generátor schodového průběhu, jehož výstup řídí velikost parametru (např. proud báze). Každý „schod“ musí trvat tak dlouho, dokud se nevykreslí jedna charakteristika. Příklad zapojení a průběhy napětí jsou na **Obrázek 13.6**.

Schodový průběh se získává číslicově, existuje i analogová řešení. Průběh napětí  $u_s$  může být, jak uvedeno výše, i jiný (pilový) a může být rovněž vytvářen číslicově. Snímací odporník pro odvození proudu musí být vždy zapojen tak, aby úbytek na něm nezaváděl zpětnou vazbu (zapojení do emitoru).

Na základě zobrazených charakteristik lze zjistit i numerické parametry. Lze též charakteristiky porovnávat, a tak provádět výběr („párování“) součástek pro speciální účely.

Obdobně lze i zjišťovat charakteristiky čtyřpólů. Například převodní charakteristiku reálného operačního zesilovače. U aktivních prvků s vysokým zesílením je třeba provádět zvláštní opatření, aby nedošlo k jejich rozkmitání či saturaci při nezavedené zpětné vazbě. Konkrétní zapojení bývá předepsáno výrobcem součástky a je třeba ho respektovat.



**Obrázek 13.6:** Osciloskopické snímání soustavy výstupních charakteristik tranzistoru MOSFET

Pro rutinní měření charakteristik součástek existují specializované přístroje, které využívají číslicových metod generování nezávisle proměnných veličin a výhod číslicového zobrazení. Příkladem je analyzátor parametrů polovodičů HP4155A, který dovoluje nastavovat proudy v rozmezí 1 fA - 1A, napětí 1 μV - 200V. Dovoluje měřit i dynamické parametry, pokud je doplněn o pulsní generátor (HP 41501A). Zobrazení je na barevné obrazovce, lze ho zařadit do měřicího systému, naměřené průběhy ukládat na disketu.

## 14 Přístroje na měření parametrů polovodičových součástek

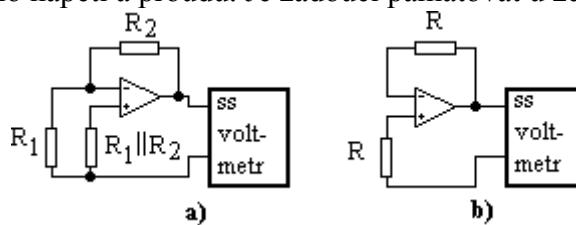
Elektrické vlastnosti polovodičových součástek a obvodů se často popisují pomocí jejich parametrů, a to jak statických tak dynamických. Proto jsou tyto parametry předmětem měření.

### 14.1 Přístroje na měření statických parametrů

Statickými parametry polovodičových součástek jsou elektrické veličiny příslušející vybraným bodům na statických charakteristikách měřené součástky, kdy je na ní připojeno stejnosměrné napětí (popř. více než jedno napětí) a kdy jí teče stejnosměrný proud (popř. více než jeden proud). Z toho je zřejmé, že měření statických parametrů vyžaduje nastavování a měření stejnosměrných napětí a proudu. Měřením statických parametrů lze jednoduše odzkoušet, zda daná součástka má požadované vlastnosti. Proto přístroje na měření statických parametrů se často nazývají **zkoušeče (testery)**.

Nejjednoduším případem měření statických parametrů je jejich měření u diskrétních polovodičových součástek dvojpólových (jednobranových), jejichž nejrozšířenějším druhem jsou diody. Statickými parametry diody jsou stejnosměrná napětí a proudy reprezentující body na statické charakteristice v jejích jednotlivých oblastech. V propustném směru se měří přední napětí (úbytek napětí) na diodě příslušející určitému nastavenému přednímu proudu diodou, v závěrném směru se měří závěrný (zbytkový) proud tekoucí diodou při určitém nastaveném závěrném napětí, v oblasti průrazu se měří průrazné napětí na diodě při určitém nastaveném průrazném proudu tekoucím diodou. Přední napětí a proud i závěrné napětí a proud jsou důležitými statickými parametry diod určených pro velkosignálové aplikace, průrazné napětí a proud jsou důležité statické parametry stabilizačních diod. K měření statických parametrů diod je potřebný stavitelný stejnosměrný zdroj a přístroj na měření stejnosměrného napětí a proudu.

K popisu statických vlastností diskrétních polovodičových součástek elektricky řízených, jako jsou tranzistory, tyristory atd., je zapotřebí více statických parametrů než u nelineárních jednobranů. Tyto součástky pokládáme zpravidla za dvojbrany. Při měření statických parametrů se ke každé z obou bran připojí stavitelný stejnosměrný zdroj a přístroj na měření stejnosměrného napětí a proudu. Je žádoucí pamatovat u zdrojů na omezení proudu.



**Obrázek 14.1:** Princip zapojení pro měření nejdůležitějších statických parametrů integrovaného zesilovače

a) vstupního zbytkového napětí, b) vstupního zbytkového proudu

Druh měřených parametrů závisí na druhu měřené součástky. Tak u bipolárních tranzistorů se měří zbytkové proudy v závěrném směru, v propustném směru napětí báze-emitor, saturační napětí kolektor-emitor atd. Zbytkový proud a saturační napětí jsou důležité

statické parametry bipolárních tranzistorů pro spínací účely. U tyristorů se měří v závěrném směru jen zbytkový proud.

Ostatní parametry se měří v propustném směru: propustný blokovací proud, spínací anodové napětí, zapínací napětí a proud řídicí elektrody, propustné napětí a přídržný proud. Obdobně se měří statické parametry také u jiných diskrétních polovodičových součástek.

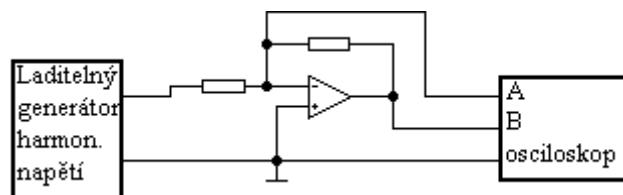
## 14.2 Přístroje na měření dynamických parametrů

Dynamické parametry slouží u polovodičových součástek k popisu jejich chování při změnách napětí a proudu. Při kvazilineárních aplikacích polovodičových součástek (jak je tomu při zesilování, směšování apod.) jde o změny natolik malé, že součástka se chová jako lineární. Při nelineárních aplikacích (jak je tomu při spínání a rozpínání ad.) jde o změny natolik velké, že se plně projevuje nelinearity součástky. Dynamické parametry vyjadřující dynamické vlastnosti polovodičových součástek jsou proto dvojího druhu: malosignálové parametry a velkosignálové parametry. Oboje jsou předmětem měření.

### 14.2.1 Přístroje na měření malosignálových parametrů

Malosignálové parametry se měří tak, že se u měřené polovodičové součástky pomocí stejnosměrného zdroje (popř. více než jednoho zdroje) nastaví klidový pracovní bod a vlastní měření se provede pomocí malého harmonického signálu. Nejjednodušší situace je u nelineárního jednobranu, jakým je dioda. Ta se vůči malému harmonickému signálu jeví jako imitance, jejíž hodnota závisí na klidovém pracovním bodu a na kmitočtu. Na nízkých kmitočtech může být imaginární složka imitance zanedbatelná a stačí uvažovat jen dynamický odpor resp. vodivost. Při měření uvažovaného malosignálového parametru diody se tedy nejprve nastaví pomocí stejnosměrného zdroje klidový pracovní bod tak, aby na diodě bylo požadované stejnosměrné napětí a tekl jí příslušný stejnosměrný proud. Nato se změří imitance (na nízkých kmitočtech jen odpor nebo vodivost) pomocí malého harmonického signálu, přičemž se musí zajistit, aby měřená hodnota nebyla ovlivněna imitancí části zapojení určující klidový pracovní bod diody.

Malosignálové parametry se měří rovněž u tranzistorů. I při těchto měřeních se pomocí stejnosměrných zdrojů (popř. jen jednoho zdroje) musí nejprve nastavit u měřeného tranzistoru klidový pracovní bod a parametry se pak v souladu s jejich definicemi měří pomocí malých harmonických signálů. Na vysokých kmitočtech jsou malosignálové parametry tranzistorů komplexní, na nízkých kmitočtech se dají pokládat za reálné.



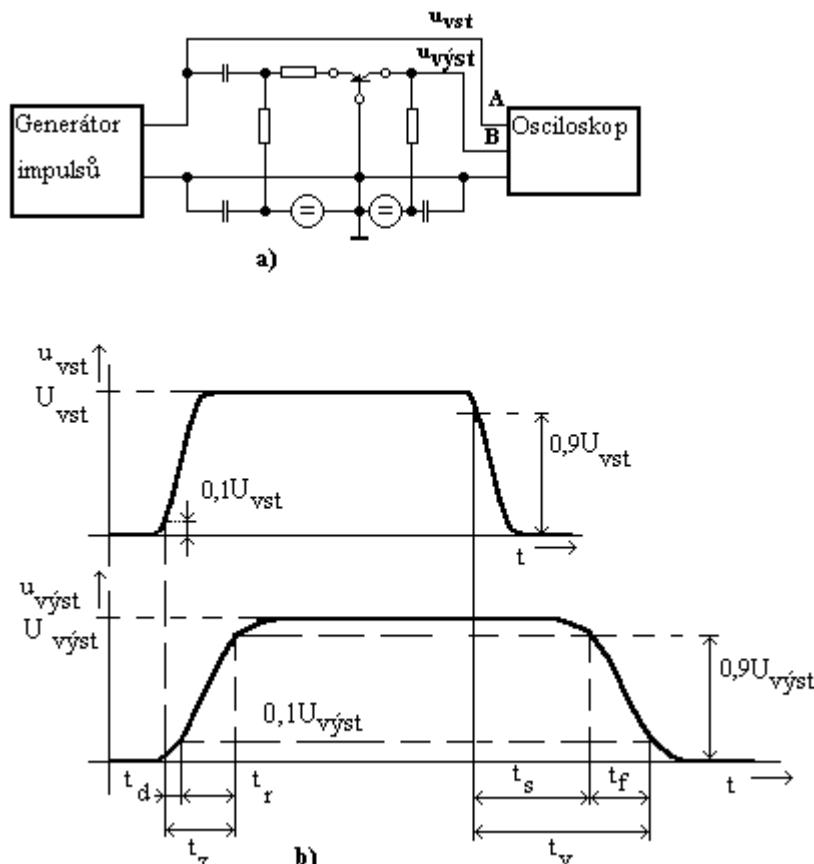
**Obrázek 14.2:** Princip zapojení pro měření tranzitního kmitočtu integrovaného zesilovače

Mezní kmitočet je důležitým dynamickým parametrem lineárních integrovaných obvodů, zejména zesilovačů. Zpravidla jde o **měření tranzitního kmitočtu**, tj. kmitočtu, při němž je napěťový přenos roven jedné. Měří se v zapojení s uzavřenou smyčkou záporné zpětné vazby (**Obrázek 14.2**) pro určitou hodnotu modulu napěťového přenosu na nízkých kmitočtech. Harmonické napětí z ladičkového generátoru přiváděné na vstup zapojení se volí takové, aby nedocházelo ke zkreslení. Je proto vhodné měření provádět osciloskopicky.

Laděním generátoru se pak vyhledá tranzitní kmitočet podle své definice. Je žádoucí si uvědomit, že tranzitní kmitočet neposkytuje žádnou informaci o detailním průběhu závislosti napěťového přenosu na kmitočtu. Pokud je znalost tohoto průběhu potřebná, je nezbytné ji změřit.

#### 14.2.2 Přístroje na měření velkosignálových parametrů

Polovodičové součástky se často používají k zapínání a vypínání v obvodech zdroj-zátěž. Při takovém provozu se příslušná polovodičová součástka uvádí ze stavu nevodivého (zavřeného) do stavu vodivého (otevřeného) a opačně. Tyto dva stavy jsou určeny dolní a horní hodnotou budicích impulsů, které změny stavu vyvolávají. Dynamické vlastnosti součástky se projevují dobami přechodů mezi oběma stavy. Budicí impulsy musí mít dostatečně strmé čelo i týl. U rychle reagujících součástek jsou doby přechodu velmi krátké a jejich měření vyžaduje použití vzorkovacího osciloskopu a buzení periodickým sledem impulsů tak dlouhých a s intervaly mezi nimi tak dlouhými, aby během nich a mezi nimi došlo v měřené součástce k ustálenému stavu.



Obrázek 14.3: Osciloskopické měření přepínacích dob u bipolárního tranzistoru

a) princip zapojení, b) průběh vstupního a výstupního napětí

Jako příklad je na **Obrázek 14.3** uveden princip zapojení pro měření dob přechodů mezi ustálenými stavy u bipolárního tranzistoru. Dvoukanálovým osciloskopem se zobrazuje průběh budicích impulsů  $u_{vst}$  a výstupních impulsů  $u_{výst}$ . Určované doby se vztahují k 10 a 90 % rozdílu ustálených hodnot. Určuje se doba zpoždění  $t_d$ , doba čela  $t_r$ , zapínací doba  $t_z$ , doba prodloužení  $t_s$ , doba týlu  $t_f$  a vypínací doba  $t_v$ . Trvání uvedených doby se obecně od sebe liší. Zcela obdobně se určují doby přechodů mezi ustálenými stavy u unipolárních tranzistorů.

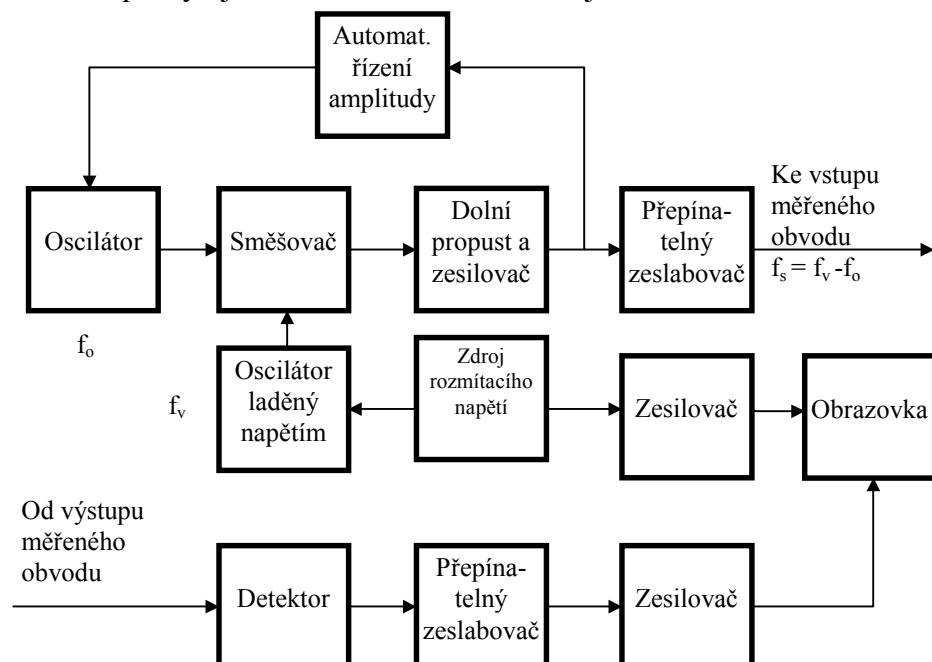
## 15 Přístroje na měření vlastností lineárních zařízení

Pro úpravu a přenos elektrických signálů se v praxi často používají různá lineární zařízení, jako jsou pasivní filtry, vedení ad., i kvazilineární zařízení, jako jsou zesilovače, konvertory, přijímače aj. V této kapitole jsou připomenuty přístroje na měření některých vlastností takových dvojbranů s elektrickým vstupem a výstupem.

### 15.1 Přístroje na měření dynamických vlastností

Dynamické vlastnosti obvodů a zařízení se dají experimentálně vyšetřovat v časové nebo kmitočtové oblasti. Měření v časové oblasti má svá úskalí: tak přímé měření přechodové odezvy (odezvy na skok) je možné jen u nepříliš rychlých obvodů a zařízení, měření s obecným budícím signálem vyžadují digitální analýzu má podobné omezení. Proto se dynamické vlastnosti lineárních a kvazilineárních obvodů a zařízení často vyšetřují v kmitočtové oblasti: měří se kmitočtová závislost přenosu popř. i jiných vlastností daného obvodu či zařízení.

Nejjednodušší je měření modulu napěťového přenosu dvojbranu. Daný dvojbran se na vstupu budí z generátoru harmonickým napětím požadovaného kmitočtu a výstupní napětí se měří střídavým voltmetrem, který přímo udává modul napěťového přenosu dvojbranu, má-li budící napětí vhodnou velikost zajištěnou ruční nebo automatickou regulací. Kmitočet výstupního napěti měřeného dvojbranu nemusí být totožný s kmitočtem vstupního napěti (tak je tomu např. u konvertorů). Modul přenosu lze naměřit postupně pro jednotlivé různé hodnoty kmitočtu budícího napěti nastavené na budícím generátoru a bod po bodu tak změřit modulovou (amplitudovou) kmitočtovou charakteristiku daného dvojbranu. Takové měření je ovšem zdlouhavé a poskytuje zmíněnou charakteristiku jen v diskrétním tvaru.

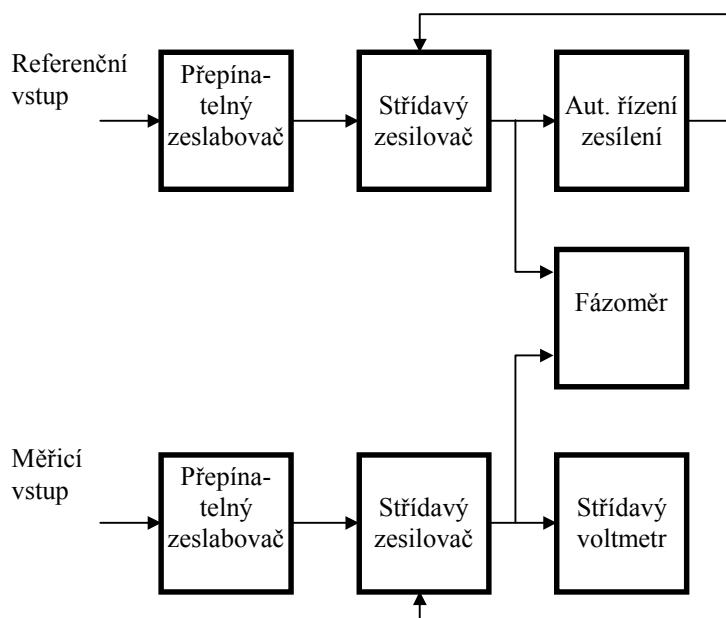


**Obrázek 15.1:** Blokové schéma skalárního analyzátoru obvodů (snímače modulové kmitočtové charakteristiky)

K přímému vyšetřování kmitočtových vlastností jsou určeny **analyzátory obvodů (network analyzers)**. Tyto analyzátory jsou analogové nebo číslicové a měřenou vlastností

udávají buď jen na jednom volitelném kmitočtu nebo její kmitočtovou závislost, a to buď v komplexním tvaru nebo pouze její modul.

Nejprve se zmíníme o **skalárních (modulových) analyzátorech obvodů**, které naměřenou modulovou charakteristiku poskytují na stínítku obrazovky ve spojitém tvaru díky automatickému rozmitání, tj. plynulé periodické změně kmitočtu budícího napětí pomocí rozmitacího napětí vhodného periodického průběhu. Typické uspořádání takového analyzátoru naznačuje **Obrázek 15.1**. Širokého kmitočtového rozsahu se zde dosahuje pomocí směšování. Jako příklad skalárního analyzátoru obvodů můžeme uvést přístroj Rohde&Schwarz Polyskop IV: má celkový kmitočtový rozsah 100 kHz až 1000 MHz, perioda rozmitání je stavitelná v rozmezí 0,02 až 2 s, budící napětí volitelné do 1 V, stínítko 21 cm x 16 cm, plnou vertikální výchylku při vf vstupním napětí 25 mV.

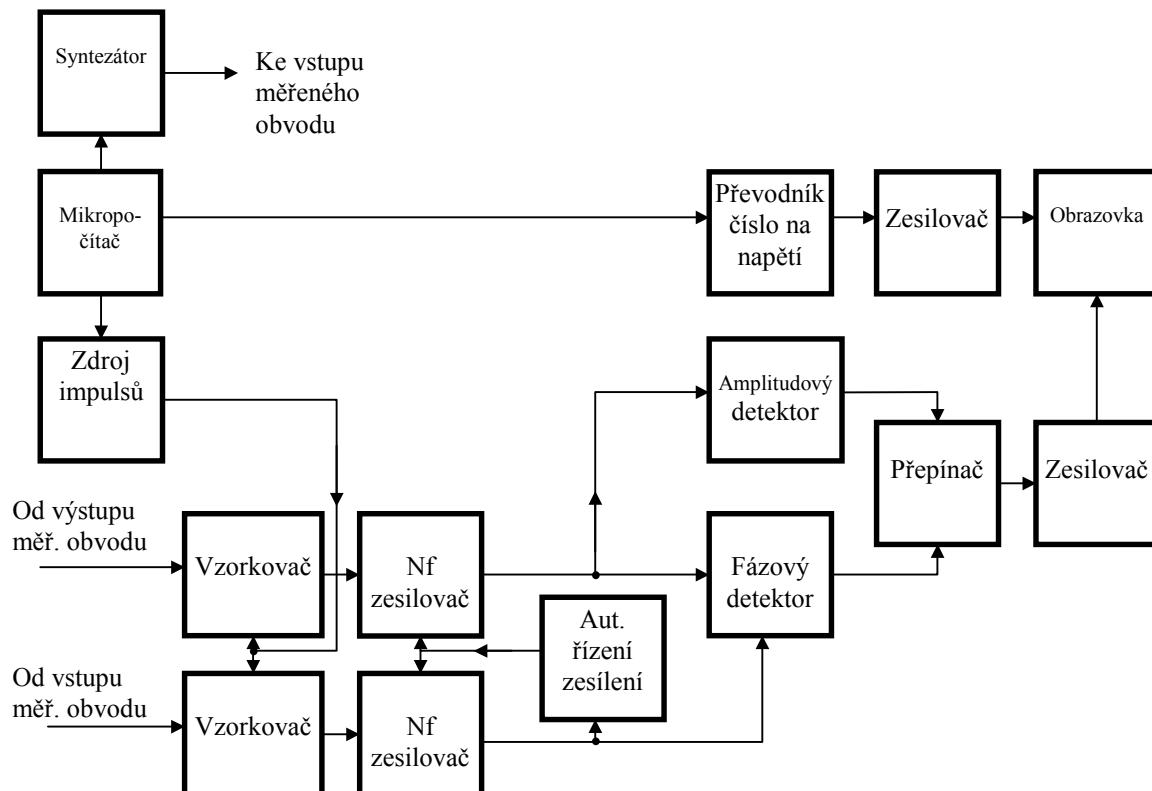


**Obrázek 15.2:** Blokové schéma nízkofrekvenčního analogového fázorového voltmetru

K měření napěťového přenosu v komplexním tvaru se hodí tzv. **fázorový** čili **komplexní voltmetr (vector voltmeter)**, který je v podstatě kombinací střídavého voltmetu a fázoměru. Takový přístroj má dva vstupy, na které se přivedou napětí téhož kmitočtu, a přístroj změří modul jejich poměru a jejich fázový rozdíl. Modul poměru se může udávat také v decibelech. Fázorový voltmetr má základní uspořádání podle **Obrázek 15.2** a v provedení pro nízké a střední kmitočty má v referenčním i měřicím kanálu širokopásmové zesilovače. Provedení pro vyšší kmitočty obsahuje v obou kanálech úzkopásmové zesilovače, před nimiž předcházejí měniče kmitočtu založené na směšování nebo vzorkování. Příkladem vysokofrekvenčního analogového fázorového voltmetu může být přístroj Rohde&Schwarz ZPU: má kmitočtový rozsah 100 kHz až 1 GHz, kmitočet vstupních napětí se vzorkovací technikou snižuje na 20 kHz, poměr velikostí měřicího a referenčního napětí měří v rozsahu 0,00001 až 3,0 při měřicím napětí od 3 µV. Obdobně jsou řešeny i číslicové fázorové voltmetry. Jako příklad lze uvést přístroje Hewlett-Packard: typ HP 3575A má kmitočtový rozsah 1 Hz až 13 MHz a třídigitový údaj s rozlišovací schopností 0,1 dB pro modul a 0,1° pro fázi, typ HP 8508A má kmitočtový rozsah 100 kHz až 1 GHz.

Měření kmitočtové závislosti komplexního napěťového přenosu dvojbranu pomocí fázorového voltmetu by opět vyžadovalo postupné nastavování různých hodnot kmitočtu budícího harmonického napětí vedeného z generátoru na vstup měřeného dvojbranu a měření komplexního poměru výstupního a vstupního napětí fázorovým voltmetrem.

Bezprostřední pozorování kmitočtových vlastností zkoumaného obvodu umožňuje **fázorový** čili **komplexní analyzátor obvodů**, protože zjišťované průběhy poskytuje na stínítku obrazovky. Současně lze pozorovat kmitočtový průběh modulu a argumentu (fáze), frekvenční charakteristiku v komplexní rovině. Tradiční analogové provedení fázorového analyzátoru obvodů sestává z plynule rozmitaného zdroje harmonického napětí pro buzení zkoumaného obvodu (jako u skalárních analyzátorů) a z přijímací části, kterou se zjišťuje modul a fáze komplexního poměru dvou vstupních harmonických napětí (jako u fázorových voltmetrů) a osciloskopicky se zobrazuje modul (podobně jako ve skalárních analyzátorech) i fáze.



**Obrázek 15.3:** Zjednodušené blokové schéma číslicového fázorového analyzátoru obvodů

V číslicovém analyzátoru obvodů je rozmitání řešeno číslicově (**Obrázek 15.3**). Řídicí mikropočítac nastavuje kmitočet budícího harmonického napětí ze syntezátoru tak, aby se skokově měnil podle požadavku operátora lineárně, logaritmicky nebo i jinak. Mikropočítac současně nastavuje v poměrně úzkém rozmezí (např. kolem 1 MHz) také kmitočet impulsů sloužících k vzorkování vstupních napětí a tím se kmitočet vstupních napětí převede do oblasti nízkých kmitočtů (např. do desítek kilohertzů). Mají-li se zobrazit závislosti modulu a fáze komplexního poměru vstupních harmonických napětí na kmitočtu, ze získaných nf napětí se odvodí napětí odpovídající těmto složkám polárního vyjádření a jimi se obstarává vychylování paprsku v obrazovce ve vertikálním směru, zatímco vychylování v horizontálním směru obstarává napětí diktované mikropočítacem.

Pomocí fázorového analyzátoru obvodů lze přímo pozorovat modulovou a fázovou charakteristiku (závislost modulu a fáze přenosu na frekvenci) zkoumaného obvodu. Stačí na vstup zkoumaného obvodu přivést rozmitané harmonické napětí z výstupu analyzátoru a vstupní i výstupní napětí obvodu přivést na vstupy analyzátoru. Místo fázové frekvenční charakteristiky se někdy měří frekvenční závislost skupinového zpoždění. Jako jeden z

četných fázorových analyzátorů obvodů vzpomeňme přístroj Hewlett-Packard HP 3577B: má kmitočtový rozsah 5 Hz až 200 MHz, budící napětí je volitelné v rozmezí -62 až 2 dBV.

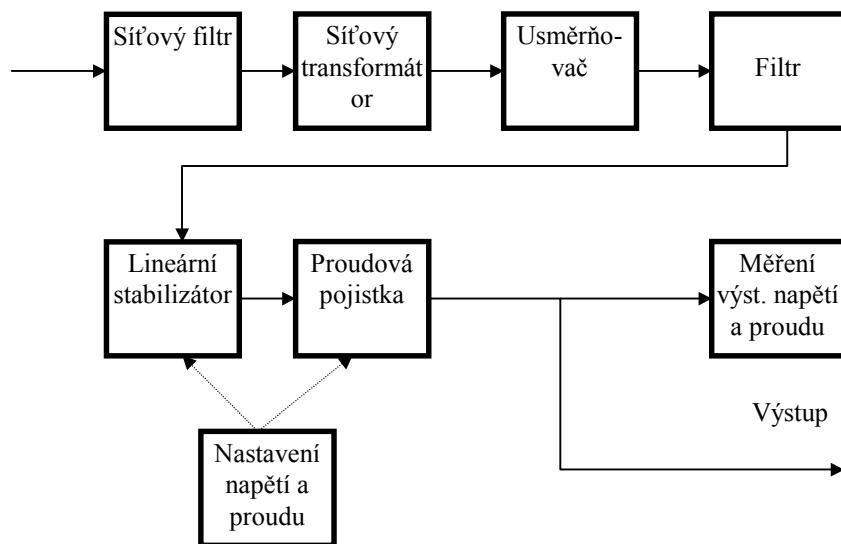
## 16 Generátory signálů

Pro měření pasivních součástek, pro měření přenosových vlastností a podobně jsou nezbytné zdroje stimulačních signálů - generátory. Musí mít definované vlastnosti a zaručovanou přesnost. Dělí se na skupiny podle tvaru časového průběhu generovaného signálu

- Zdroje stejnosměrného napětí
- Generátory harmonických a modulovaných kvaziharmonických signálů
- Generátory neharmonických signálů (impulsové generátory, generátory pilových, trojúhelníkových a schodových průběhů)
- Generátory obecných průběhů definovaných uživatelem.
- Šumové generátory

Jiný způsob dělení vychází z principů, pomocí kterých je průběh generován (RC, LC generátory, funkční generátory, syntezátory), případně používají dělení dle kmitočtového rozsahu (nf, vf, videogenerátory). Některé generátory lze modulovat - jejich oblast použití je pro zkoušení rádiových přijímačů, televizorů či speciálních komunikačních zařízení. Ty se někdy označují pojmem signální generátory. Rozmítaný generátor generuje zvláštní druh frekvenčně modulovaného harmonického signálu, pomocí něhož (a osciloskopu) lze zjišťovat amplitudovou frekvenční charakteristiku pasivních i aktivních čtyřpólů. Elektronické generátory pro měřicí techniku existují i do výkonů jednotek kVA.

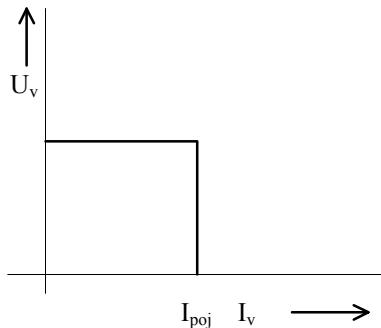
### 16.1 Zdroje stejnosměrného napětí



**Obrázek 16.1:** Blokové schéma stabilizovaného zdroje stejnosměrného napětí s lineárním stabilizátorem

Zdroje stejnosměrného napětí jsou součástí většiny samotných složitějších elektronických měřicích přístrojů, často se používají i jako samostatné přístroje. Na jejich místě lze samozřejmě použít některé typy článků (primární či sekundární), budeme se dále zývat zdroji stejnosměrného napětí, které jsou napájeny z distribuční sítě (230V/50Hz).

Blokové schéma stabilizovaného zdroje stejnosměrného napětí je na **Obrázek 16.1**. V tomto schématu je použit lineární stabilizátor, který má výhodu v tom, že nezanáší rušení do okolních obvodů, má však malou účinnost. Takový zdroj lze provozovat jak v režimu zdroje konstantního napětí (odebíraný proud je menší než hodnota nastavená na proudové pojistce), případně i jako zdroj konstantního proudu (odebíraný proud je roven proudu nastavenému na proudové pojistce, napětí klesá). Výstupní voltampérová charakteristika má průběh, který se blíží obdélníkovému (**Obrázek 16.2**).



**Obrázek 16.2:** Zjednodušená charakteristika laboratorního zdroje stejnosměrného napětí

Režim konstantního proudu bývá indikován. Hlavní parametry zdroje jsou maximální nastavitelné napětí, maximální odebíraný proud, velikost vnitřní impedance v režimu zdroje napětí, velikost zbytkové střídavé složky napětí, činitel stabilizace (poměr změny výstupního napětí ku změně síťového napětí), způsob a přesnost měření výstupního napětí a proudu (analogové, číslicové, společným měřidlem či odděleně).

Používají se také zdroje pevných napětí ( $\pm 15V$ ,  $+5V$ ), které nemívají výstupní charakteristiku obdélníkovou, ale při překročení proudu výrazně klesne výstupní napětí (pro zmenšení výkonového zatížení stabilizátoru). Takové zdroje mohou mít i napěťovou pojistku proti překročení nastaveného výstupního napětí (závadou ve stabilizátoru, zavlečením z vnějšku).

Obvykle žádná z výstupních svorek zdroje není spojena s ochranným vodičem sítě (se zemí), pokud je nezbytné, můžeme toto spojení vytvořit (spojkou se zdírkou s označením symbolem  $\perp$ ). Zdroje bývají kombinovány tak, že v jednom přístroji jsou např. 2 samostatné zdroje stejnosměrného napětí (TESLA BS525), případně jsou kombinovány zdroje pevných a proměnných napětí (ZPA AUL 310). Většinou, právě pro zajištění univerzálnosti, tyto zdroje nejsou navzájem uvnitř nijak galvanicky propojeny. Je ale třeba mít na zřeteli, že bývá omezeno maximální napětí mezi některou svorkou zdroje a zemí (bezpečnostní a izolační důvody) a že impedance již na nízkých kmitočtech mezi některou svorkou zdroje a zemí není příliš velká (kapacita řádově  $100nF$ ). Střídavé napětí, které bychom naměřili mezi výstupní svorkou zdroje a zemi též není zcela zanedbatelné.

Nezbytné je i věnovat pozornost časovému průběhu výstupního napětí při zapnutí zdroje vypínačem (nesmí vzniknou překmit napětí, který by mohl poškodit napájené zařízení).

Zdroje pro větší zatížení bývají konstruovány s předstabilizátorem např. impulsního typu (řešeno např. řízeným usměřovačem), případně je zvolena koncepce impulsního stabilizátoru bez síťového transformátoru (snížení rozměrů a hmotnosti). U těchto typů zdrojů je třeba vždy kontrolovat, zda nedochází k rušení měřeného obvodu z obvodů zdroje. Impulsní zdroje při správném řešení jsou perspektivní součástí řady měřicích přístrojů (osiloskopů).

Některé zdroje dovolují řídit velikost napětí i proudu číslicově z měřicího systému (jde o výkonový číslicově-analogový převodník), případně i analogově (změnou napětí na zvláštním vstupu). U takových zdrojů je třeba sledovat i dynamické parametry (odezvu na skokovou změnu žádané hodnoty napětí). Bývá též možno nastavovat napětí i proud číslicově přepínači.

Většina zdrojů stejnosměrného napětí má charakter „zdroje“, to znamená, že pokud na svorky zdroje přivedeme napětí zvenku větší než nastavené, výstupní odporník zdroje pronikavě vzroste. Jen malá část zdrojů může být provozována v režimu „spotřebič“, tj. chová se jako zátěž (proud může protékat do výstupních svorek oběma směry a je řízen). Naopak existují zařízení, která mohou být jen zátěží (s nastavitelným odporem, ztrátovým výkonem i jinými charakteristikami). Označují se jako **elektronické zátěže** a používají se při kontrole zdrojů stejnosměrného napětí.

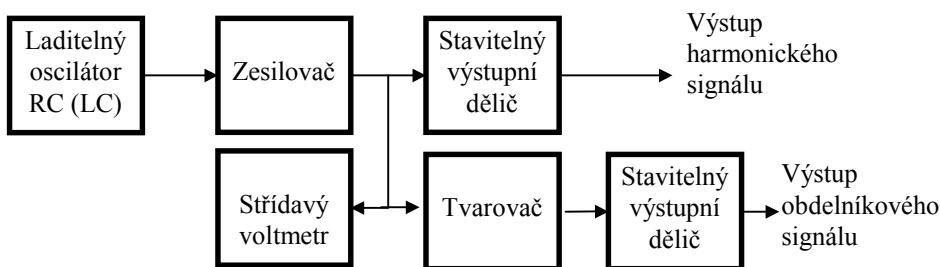
## 16.2 Funkční, LC a RC generátory

Tyto generátory se dají použít jak pro generování harmonických, tak i neharmonických průběhů.

Funkční generátory vychází z generování napětí trojúhelníkového průběhu, z něhož je tvarován průběh harmonický (funkčním měničem). Frekvenční rozsah je od jednotek mHz do 10 MHz.

Generátory LC využívají LC oscilátoru, který je přelaďován změnou kapacity a indukčnosti. Používají se od kmitočtů desítek kHz do sto MHz. Pokud je laděný obvod tvořen vedením nebo vlnovodem, do desítek GHz. Zvláštním případem LC generátoru jsou tzv. videogenerátory s kmitočty 10Hz-7MHz v jediném rozsahu, čehož bylo dosaženo směšováním dvou LC oscilátorů (pevného a laditelného) s výběrem a zesílením rozdílové složky. Tyto přístroje se vyskytují dnes velmi zřídka.

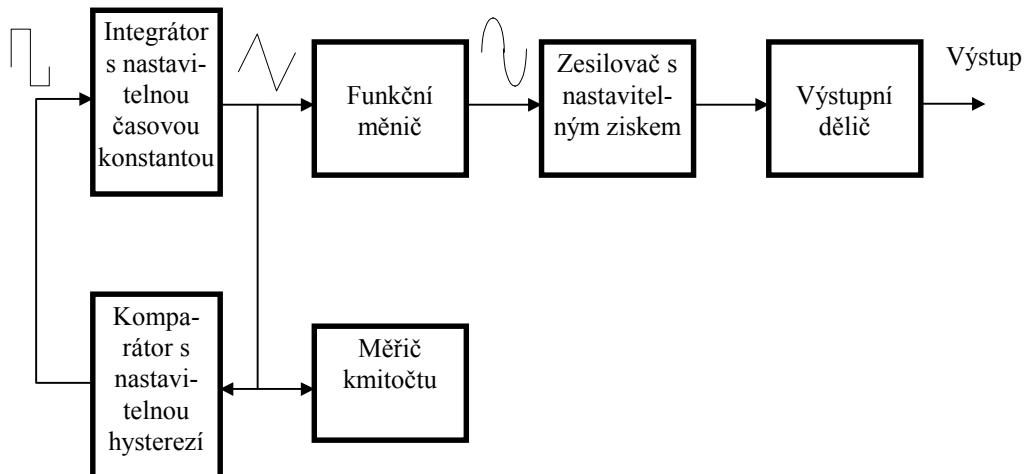
RC generátory využívají RC oscilátoru (např. s Wienovým článkem), který je přelaďován změnou kapacity a odporu. Přístroj bývá doplněn tvarovačem, tak že lze získat i obdélníkový průběh. Frekvenční rozsah je od 10 Hz do 10 MHz. Výhodou je malé zkreslení výstupního signálu ve srovnání s funkčními generátory.



Obrázek 16.3: Blokové schéma generátoru RC (LC)

Pro běžné použití se nejčastěji setkáme s funkčními generátory, jejichž blokové schéma je na **Obrázek 16.4**. Základem je generátor trojúhelníkového průběhu, jehož kmitočet měníme změnou časové konstanty integrátoru. Komparátor zajišťuje periodickou činnost generátoru. Změnou hystereze lze měnit symetrii obou půlperiod. Z trojúhelníkového průběhu se funkčním měničem vygeneruje signál harmonického průběhu. Aproximace průběhu  $\sin(x)$  je řešena 3-5 lineárními úseky, realizovaných např. nelineární odpornou sítí. Následuje zesilovač s nastavitelným ziskem, který určuje velikost výstupního napětí a definovanou výstupní impedanci ( $50\Omega$ ). Tyto generátory poskytují mezihradlové napětí naprázdno až

35V. V zesilovači lze nastavit i stejnosměrnou složku průběhu. Zesilovač bývá vybaven ochranou před zničením při zavlečení cizího napětí na výstup přístroje. Výstupní dělič s konstantním výstupním odporem dovoluje snížit napětí 10x-100x-1000x. Málo kdy je funkční generátor vybaven měřičem výstupního napětí (nutno měřit externě). Přepínačem (nezakresleno) lze na vstup zesilovače připojit i obdélníkový či trojúhelníkový průběh, tak že lze tento přístroj použít i jako pulsní generátor (ovšem strmost hran nebývá příliš velká). Některé generátory jsou vybaveny i číslicovým měřičem kmitočtu, pomocí kterého nastavujeme žádanou frekvenci.



Obrázek 16.4: Blokové schéma funkčního generátoru

Přístroj lze celkem snadno doplnit tak, že ho lze přeladovat napětím. Toto napětí lze generovat i uvnitř přístroje, tak že výstupní signál je frekvenčně modulován. Lze zavést i amplitudovou modulaci a to i složitějších typů (s potlačenou nosnou). Lze též snadno blokovat (klíčovat) činnost generátoru a tak generovat např. jen 20 period harmonického průběhu. Právě pro tyto vlastnosti a univerzální použití je nyní dosti rozšířen. Stabilita kmitočtu i amplitudy nebývá příliš velká (jednotky %), lze ji zlepšit fázovým zavěšením na normál (viz kap.26). Též harmonické zkreslení bývá kolem 0,5-1% a mění se s kmitočtem.

Generátory RC a v zásadě i LC jsou přístroje jejichž blokové schéma je na **Obrázek 16.3**. Obsahují oscilátor, který je navržen tak, aby zkreslení výstupního signálu bylo co nejmenší. Přeladování kmitočtu se řeší změnou kapacity, hrubě změnou odporu (někdy i naopak). Mívá zavedenou zápornou zpětnou vazbu, která je automaticky nastavována tak, aby byla právě splněna amplitudová podmínka vzniku oscilací (nejjjednodušejí nelineárním prvkem - žárovkou).

Následující zesilovač zajistí oddělení a změnou jeho zesílení se nastavuje spojitě velikost výstupního napětí. I zde bývají zpětné vazby pro zajištění stability výstupního napětí. Na výstupu je stupňový dělič s konstantním výstupním odporem ( $50\Omega$ ,  $600\Omega$ ). Někdy bývají generátory RC vybaveny i zvláštním kanálem s tvarovačem a výstupním děličem, na jehož výstupu lze získat signál obdélníkového průběhu.

Generátory LC bývají vybaveny i modulátory, tak že poskytují napětí amplitudově nebo frekvenčně modulované. Přímá modulace do obvodu oscilátoru se používá vyjímečně, jen v oblasti vysokých kmitočtů. Tento typ generátorů se využívá pro nastavování přijímačů. Hloubku a frekvenci modulačního signálu bývá možno nastavit, zdroj modulačního signálu bývá vestavěn nebo je ho možno přivést zevně. Někdy se vyskytují generátory i s kombinovanou modulací AM-FM.

### 16.3 Syntezátory

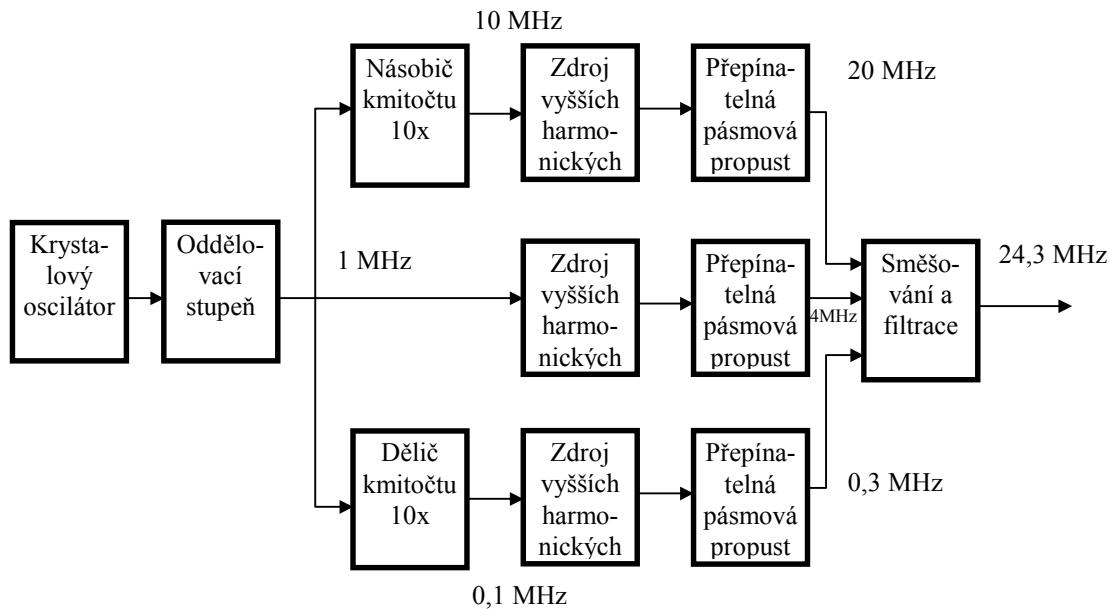
Výše popisované generátory harmonických signálů nezaručují dostatečnou stabilitu kmitočtu (řádově 1%). Pokud máme požadavky vyšší, lze použít krystalem řízený oscilátor, který však nelze přelaďovat (nanejvýš výměnou krystalového výbrusu). Pokrytí požadavků na generátor harmonického kmitočtu s proměnnou avšak stabilní frekvencí zajišťují syntezátory. Používají bud' přímou nebo nepřímou syntézu kmitočtu, kterou se volitelný kmitočet odvozuje od jediného přesného výchozího kmitočtu. Pod pojmem kmitočtová syntéza rozumíme vytváření množiny kmitočtů  $\{f_x\}$  z daného výchozího kmitočtu  $f_r$ , což lze vyjádřit rovnicí

$$\frac{f_x}{f_r} = \frac{m}{n} \quad (16.1)$$

Při popisování vlastností syntezátorů je důležitý parametr, který se nazývá **fázový šum**. Ten vlastně popisuje krátkodobou stabilitu zdroje signálu. Důsledkem krátkodobých fluktuací kmitočtu je vznik postranních pásem fázové modulace okolo nominálního kmitočtu (nosné). Specifikuje se buď spektrální charakteristikou, která udává poměr výkonu postranního pásma šířky 1 Hz k výkonu celého signálu v závislosti na vzdálenosti nosné, případně jako integrovaný fázový šum, což je poměr efektivních hodnot výkonu celých postranních pásem v rozmezí  $\pm 30$  kHz (někdy  $\pm 1$  Hz) k výkonu nosné.

Syntezátory se dají řídit číslicově, bývají vybaveny rozhraním pro připojení do měřicího systému.

### 16.4 Přímá syntéza kmitočtu

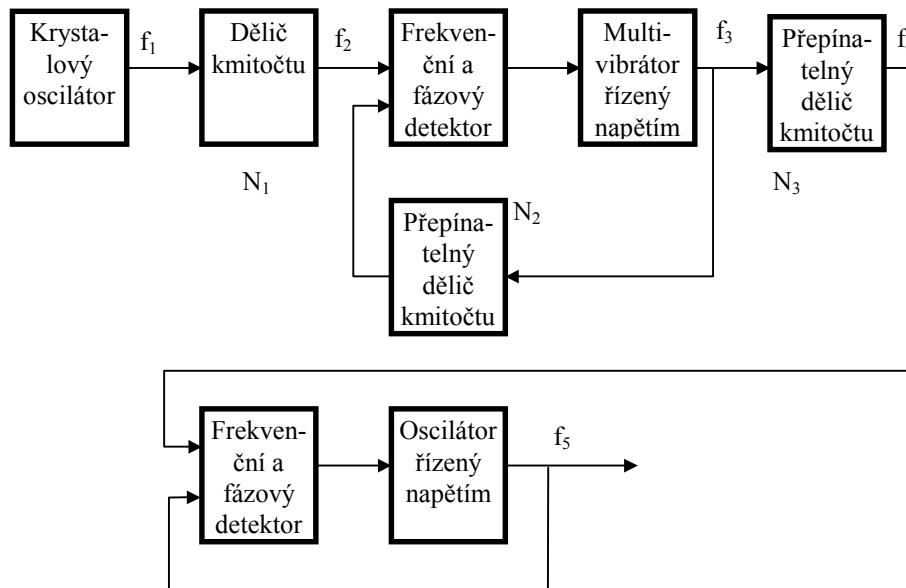


Obrázek 16.5: Princip přímé syntézy kmitočtu

Přímá syntéza kmitočtu, používaná u aditivních syntezátorů, je založena na použití násobičů a děličů kmitočtu. Tak získáme kmitočty, které jsou celistvým (často dekadickým) násobkem a podílem výchozího kmitočtu  $f_r$ . Z odvozených kmitočtů se pak vytváří signály s velkým obsahem harmonických složek, ze kterých je možno pásmovými propustmi vybrat potřebné složky. Kmitočty vybraných složek se pomocí směšování a filtrace sečtou. Kmitočet výsledného signálu ze získá pomocí pásmových propustí. Nevýhodou je velký počet nutných

propustí v přístroji a to, že výstupní signál není čistě harmonický (je mírně zkreslený). Výhodou řešení je velká rychlosť změny kmitočtu. Princip přímé syntézy kmitočtu je na **Obrázek 16.5.**

#### 16.4.1 Nepřímá syntéza kmitočtu

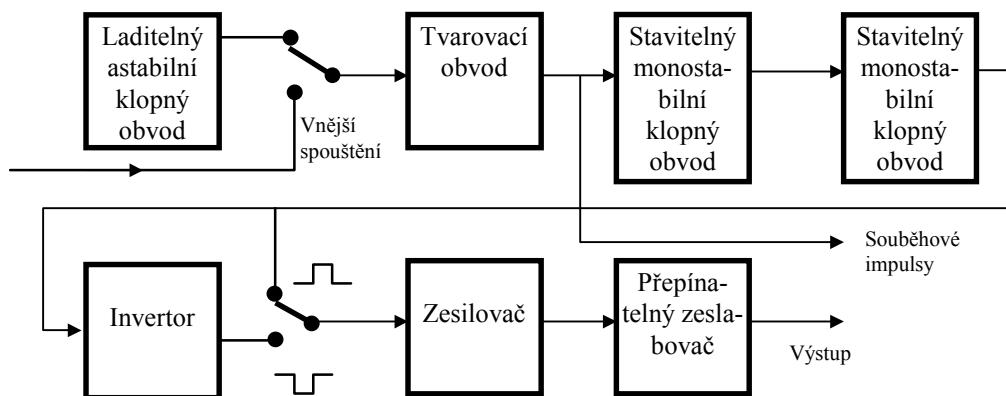


**Obrázek 16.6:** Princip nepřímé syntézy kmitočtu

Tato metoda využívá techniky fázového závěsu. Její princip je na **Obrázek 16.6.** Základem je krystalový oscilátor, který generuje (např. pravoúhlý) signál  $f_1$ . Po průchodu děličem kmitočtu získáme signál  $f_2 = f_1/N_1$ . Na vstup frekvenčního a fázového detektoru kromě tohoto signálu přichází i signál o kmitočtu  $f_3/N_2$ . Na výstupu frekvenčního a fázového detektoru vznikne napětí, které řídí kmitočet multivibrátoru řízeného napětím tak, aby  $f_3/N_2 = f_2$ , tedy  $f_3 = N_2 \cdot f_1/N_1$ . Obdobně funguje druhá smyčka, tak že  $f_5 = N_2 \cdot f_1/N_1$ . Zpravidla bývá v prvé smyčce použit laditelný generátor impulsů neharmonického průběhu (snazší realizace, větší přeladitelnost, fázový a frekvenční detektor se snadněji realizuje), v druhé smyčce však musí být harmonický oscilátor. Výhodou tohoto principu je harmonická čistota poskytovaného signálu, odezva při změně kmitočtu (změna přepínatelného děliče kmitočtu) je však pomalejší v důsledku ustalování smyček fázového závěsu.

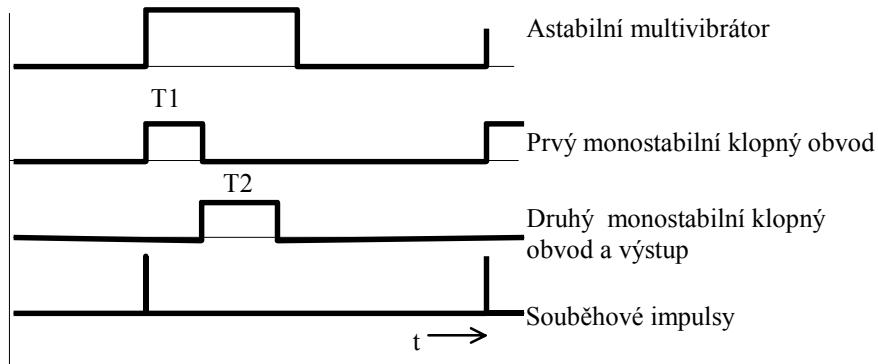
Existují i jiné principy nepřímé syntézy kmitočtu. V praxi však bývá kombinován princip přímé a nepřímé syntézy, syntezátor má zesilovač výstupního signálu, výstupní dělič, indikační a nastavovací prvky i případný modulátor.

## 16.5 Impulsové generátory



Obrázek 16.7: Blokové schéma jednoduššího impulsového generátoru

Impulsové generátory poskytují signál ve tvaru impulsového (lichoběžníkového) tvaru. Od těchto generátorů požadujeme možnost nastavovat velikost impulsů, kmitočet, šířku pulsu, polaritu pulsů i jejich stejnosměrnou složku. Tvar impulsů má být co nejbližší obdélníkovému (pravoúhlému), avšak bývá možnost nastavovat strmost hran (čela a týlu impulsu). Generátor může pracovat periodicky s nastavenou frekvencí, ale i jednorázově na základě vstupního impulsu nebo tlačítka. Bývá též možno generovat dvojici impulsů stejné šířky a velikosti se stavitelným rozestupem. Blokové schéma takového generátoru je na Obrázek 16.7.



Obrázek 16.8: Časový diagram impulsového generátoru

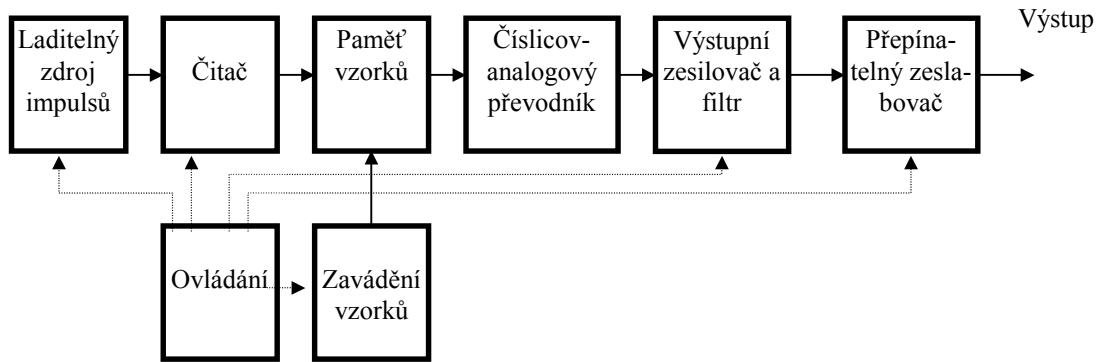
Základem je dvojice monostabilních klopny obvodů, u kterých lze nastavovat šířku impulsu. Prvý zajišťuje nastavitelné zpoždění proti spouštěcímu impulsu z tvarovacího obvodu, druhý určuje délku výstupního impulsu. Tato dvojice je spouštěna buď externím signálem příp. tlačítkem, nebo periodicky astabilním klopny obvodem s nastavitelnou frekvencí. Souběžové impulsy jsou k dispozici na zvláštním výstupu např. pro synchronizaci osciloskopu. Invertor dovoluje invertovat generovaný puls, jeho velikost je určena zesilovačem a přepínatelným zeslabovačem. V zesilovači lze nastavit též stejnosměrnou složku výstupních impulsů. Pokud požadujeme generování dvojice impulsů, je druhý monostabilní obvod spouštěn jak z prvého monostabilního obvodu, tak i ze souběžových impulsů. Volitelné strmosti hran opět zajišťuje zesilovač. Časový diagram práce impulsového generátoru je na Obrázek 16.8. Je samozřejmé, že zpoždění lze realizovat i číslicově a tak dosáhnout podstatně vyšší přesnosti a stability.

Příkladem impulsového generátoru špičkových vlastností je typ LeCroy 9200 a modul 9211, který dovoluje opakovací kmitočet větší jak 250 MHz, minimální šířka pulsu menší jak

2 ns, výstupní impedance  $50\Omega$ , výstupní úrovně  $\pm 5V$ . Délky hran nastavitelné od 1ns do 10ms. Přístroj se ovládá číslicově tlačítky, knoflíkem a dotykovou obrazovkou. Pro pokrytí dalších požadavků je vybaven zásuvnými moduly (9211-250 MHz, 9213-50 MHz, 9214-300MHz) , základní přístroj může být osazen dvěma z nich. Může být číslicově ovládán z měřicího systému.

## 16.6 Generátory obecných signálů

Tento typ generátorů dovoluje generovat signál, jehož průběh během periody může určit uživatel. Jsou založeny na číslicovém principu (**Obrázek 16.9**).



**Obrázek 16.9:** Blokové schéma generátoru obecného průběhu

Základem je paměť vzorků (kapacita 16k-4M vzorků), v níž je číslicově bod po bodu zaznamenán generovaný průběh. Vzorky jsou adresovány čitačem, který je inkrementován impulzy z nastavitelného zdroje (často řešený jako syntezátor). Vzorky ve formě čísel přicházejí do číslicově analogového převodníku, kde jsou převedeny do analogové podoby (8-12bitů), zesílen zesilovačem s rekonstruktorem (filtrem). Přes přepínatelný zeslabovač je pak signál přiveden na výstup. Rychlosť čtení z paměti je volitelná, přístroje používají kmitočet do 40MHz (HP33120A), případně 400MHz (LeCroy LW420). Tím je určena i maximální frekvence výstupního signálu (HP33120A 15 MHz, LW420 100MHz). Vzorky jsou do paměti vzorků zaváděny buď z pevné vnitřní paměti generátoru (sinus, pila, trojúhelník,  $\sin(x)/x$  atd.), vypočítávány v procesoru přístroje (LW 420 používá speciální jazyk pro tvorbu průběhu, kde jsou k dispozici i např. operace konvoluce, kterým uživatel průběh zadá aj.), zadávány z panelu přístroje (HP33120A, pokud je průběh approximován úsečkami, zadávají se jen zlomové body) nebo přes stykovou jednotku z měřicího systému. Tak je možné průběh, naměřený číslicovým osciloskopem přes měřicí systém přenést do generátoru, který může nahradit původní zdroj signálu (např. pomocí software BenchLink Suite HP34820A). Osciloskop LeCroy LS140 lze přímo připojit ke generátoru LW420. Tyto generátory generují i amplitudově a frekvenčně modulované signály, jsou velmi univerzální a kvalitní (zkreslení do 0,04%).

## 16.7 Generátory náhodných a pseudonáhodných napětí

Napětí náhodného průběhu v čase bývá označováno za šumové. Proto také měřicí generátory náhodného popř. i pseudonáhodného napětí nesou často stejně označení. Od těchto generátorů se požaduje, aby poskytovaly napětí se spektrální hustotou konstantní v kmitočtovém rozsahu, pro který jsou určeny (tzv. bílý šum). V měřicí technice se používá

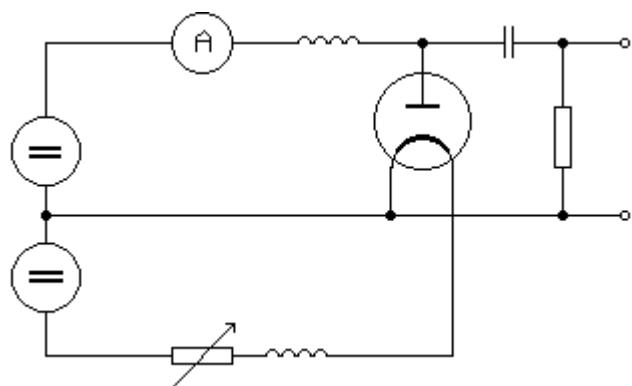
šumové napětí s rozdelením přibližně normálním (Gaussovým) nebo alternativním (tzv. binární).

### 16.7.1 Generátory normálního šumu

Generátory náhodného napětí s konstantní spektrální hustotou a s přibližně normálním rozdelením s nulovou střední hodnotou a konstantním rozptylem jsou několikerého druhu. V úvahu může přicházet **tepelný šumový generátor** dodávající šum tepelného původu, jehož zdrojem je rezistor nebo vodič. Spektrální hustota tepelného šumu je

$$p = k\Theta$$

kde  $k$  je Boltzmannova konstanta a  $\Theta$  je absolutní teplota rezistoru resp. vodiče produkovujícího šum. Velikost tepelného šumu se tedy dá prostřednictvím řízení teploty nastavovat. Tepelný šum je však malý.

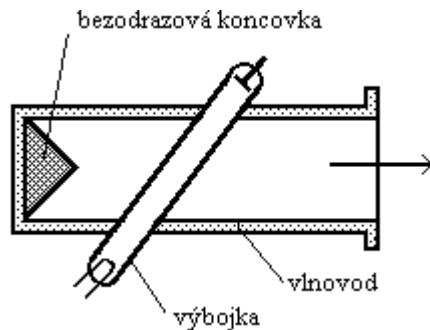


**Obrázek 16.10:** Schéma zapojení diodového šumového generátoru

Větší šum poskytuje **diodový šumový generátor**. Vlastním zdrojem šumu je v něm šumová dioda. Je to speciální vakuová dioda pracující v oblasti nasycení, ve které je šum vyvolán výstřelovým jevem. Kromě šumové diody obsahuje diodový generátor šumu ještě další prvky (**Obrázek 16.10**): zdroj žhavicího napětí, zdroj anodového napětí, oddělovací tlumivku a kapacitor, přístroj na měření stejnosměrného anodového proudu  $I$ , výstupní rezistor zajišťující požadovaný výstupní odpor  $R$  generátoru a regulační rezistor, kterým lze nastavovat nažhavení katody diody, tím její emisi a tedy anodový proud, na jehož velikosti závisí spektrální hustota generovaného šumu

$$p = eIR / 2$$

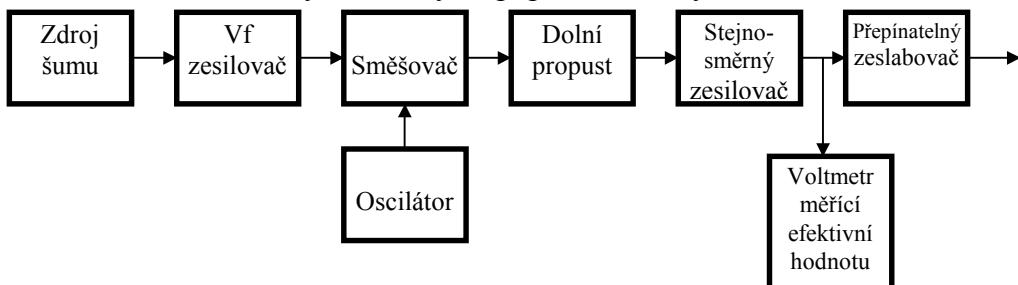
kde  $e$  je náboj elektronu. Díky tomu se dá miliampérmetr měřící stejnosměrný anodový proud kalibrovat v jednotkách spektrální hustoty výkonu (např. aW/Hz). Kmitočtový rozsah diodového šumového generátoru závisí na provedení šumové diody a celého generátoru. Bez potíží se dosahuje spektrální hustoty konstantní v rozsahu od desítek kilohertzů do stovek megahertzů, při koaxiálním provedení až do gigahertzů.



**Obrázek 16.11:** Nástin výbojkového šumového generátoru ve vlnovodovém provedení

Pro oblast velmi vysokých kmitočtů je vhodný **výbojkový šumový generátor**. Zdrojem šumu je speciální nízkotlaká výbojka zamontovaná do vedení pro příslušnou kmitočtovou oblast, např. do vlnovodu (**Obrázek 16.11**). Velikost šumu vydávaného výbojem ve výbojce závisí hlavně na náplni výbojky, kterou bývá často argon. Pro spektrální hustotu šumu platí vztah (29.1) s tím, že teplota v něm obsažená je teplota plazmatu ve výbojce. Kmitočtový rozsah je dán konstrukčním provedením.

Dosud připomenuté šumové generátory jsou použitelné jen na vyšších kmitočtech. **Generátor šumu pro nižší kmitočty** bývá založen na transpozici kmitočtů (**Obrázek 16.13**). Vysokofrekvenční šum se spektrální hustotou konstantní kolem určitého kmitočtu se směšuje s harmonickým signálem téhož kmitočtu a pomocí dolní propusti se z produktů směšování ponechají jen složky o rozdílových kmitočtech. Tak se získá šum se spektrální hustotou konstantní v oblasti velmi nízkých a nízkých, popř. i obrazových kmitočtů.



**Obrázek 16.12:** Blokové schéma šumového generátoru pro nižší kmitočty

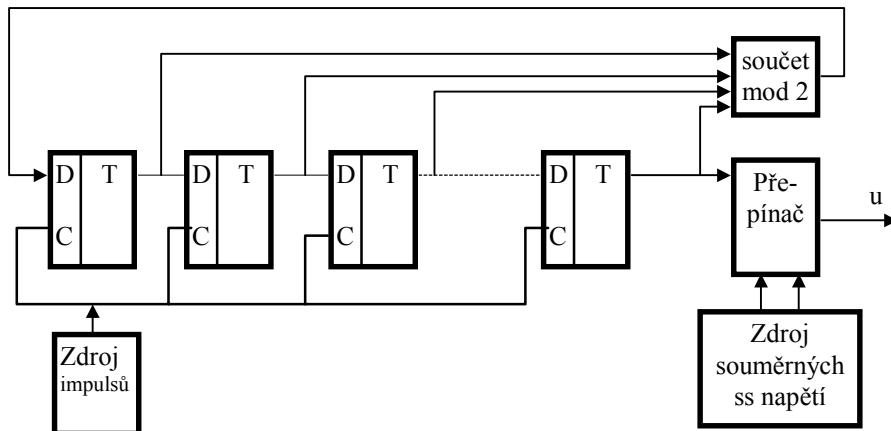
Šum poskytovaný uvedenými šumovými generátory má rozdělení přibližně normální a spektrální hustotu konstantní v poměrně širokém pásmu kmitočtů. Pokud by se z těchto vlastností slevilo, dal by se šumový generátor vytvořit i jednodušším způsobem.

## 16.8 Generátory binárního šumu

Názvem binární (dvouhodnotové) napětí se rozumí napětí s alternativním rozdělením, tj. napětí, které může nabývat jen dvou hodnot. U náhodného binárního napětí dochází k přechodu z jedné hodnoty na druhou náhodně a obě hodnoty mají stejnou pravděpodobnost výskytu. Náhodné binární napětí může být asynchronní (přechody nezávisejí na jiném napětí) nebo synchronní (k přechodům může docházet jen v okamžicích určených periodickými taktovacími impulsy - hodinovými impulsy).

Binární šum se dá vytvářet různým způsobem. Tak např. **generátor náhodného binárního šumu** může být založen na odvození asynchronního náhodného binárního napětí pomocí analogového komparátoru z náhodného napětí s přibližně normálním rozdělením při

jeho průchodech nulou. Asynchronní náhodné binární napětí se na synchronní převede pomocí klopného obvodu taktovaného hodinovými impulsy.



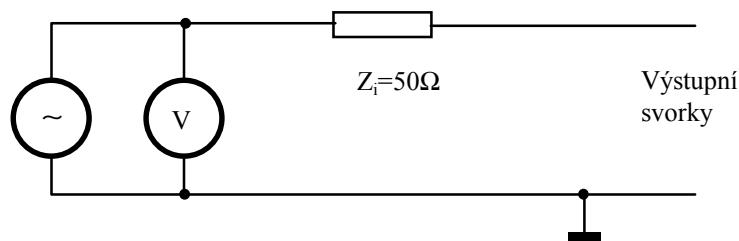
**Obrázek 16.13:** Princip zapojení generátoru pseudonáhodného binárního šumu

Ryze náhodný binární šum je možné nahradit binárním šumem pseudonáhodným, který má obdobné vlastnosti, avšak vytváří se snadno deterministicky. **Generátor pseudonáhodného binárního šumu** obsahuje posuvný registr s tzv. lineární zpětnou vazbou taktovaný hodinovými impulsy (**Obrázek 16.13**). Lineární zpětnou vazbou se zde rozumí odvození vstupního napětí posuvného registru pomocí logického obvodu součtu mod 2 z výstupního napětí posledního klopného obvodu a nejméně jednoho jiného klopného obvodu tohoto registru. Výstupy z posuvného registru pro zpětnou vazbu se musí vybrat tak, aby se dosáhlo toho, že registr bude procházet všemi rozdílnými stavami s výjimkou samých nul; perioda výstupního napětí pak má maximální možnou délku. Sled stavů posuvného registru závisí na způsobu odvození zpětnovazebního napětí.

Zapojený se čtyřbitovým posuvným registrém, ze kterého by se pro vytvoření zpětnovazebního napětí využila výstupní napětí z posledního a předposledního klopného obvodu registru, po počátečním nastavení všech klopných obvodů registru by pod vlivem hodinových impulsů poskytovalo na výstupu binární napětí, jehož perioda by v rytmu hodinových impulsů obsahovala tento sled hodnot:  $U_1 U_1 U_1 U_1 U_0 U_0 U_0 U_1 U_0 U_0 U_1 U_1 U_0 U_1 U_0$ . Ve skutečných generátorech se však používá posuvný registr větší délky (nejméně desetibitový), aby perioda výstupního napětí nebyla kratší než doba aplikace. Pseudonáhodný šum, třebaže je vytvářen deterministicky, má vlastnosti blížící se vlastnostem náhodného šumu. Jeho spektrum je rovnoměrné přibližně do desetiny taktovacího kmitočtu. Nepřichází proto v úvahu pro oblast velmi vysokých kmitočtů.

Připomeňme, že z binárního náhodného nebo pseudonáhodného napětí se dá pomocí dolní propusti odvodit náhodné nebo pseudonáhodné napětí s přibližně normálním rozdelením.

## 16.9 Výstupy generátorů signálů



Obrázek 16.14: Výstupní obvod generátoru s nesymetrickým výstupem  $50\Omega$

Při používání generátorů libovolného typu je třeba mít na zřeteli zapojení jeho výstupního obvodu (**Obrázek 16.14**). Výstupní voltmetr (nebo hodnota napětí nastavená na přístroji) je měřena na výstupu zesilovače s velmi malým výstupním odporem. Definované výstupní impedance se dosahuje zapojením odporu ( $50\Omega$ ) do série. Předpokládá se, že generátor je též zatížen stejným odporem ( $50\Omega$ ). Voltmetr je cejchován v hodnotách napětí na odporu zátěže, což ovšem znamená, že napětí na výstupu zesilovače v generátoru je dvojnásobné. Pokud bychom měřili výstupní napětí generátoru (přístroje) bez zátěže, naměříme napětí dvojnásobné. Proto je třeba, pokud není u konkrétního přístroje stanoveno jinak, vždy zatížit generátor jmenovitým odporem. Řešení s definovaným výstupním odporem je výhodné, protože můžeme použít koaxiální kabel se stejnou charakteristickou impedancí a vyhnout se tak problémům s nepřizpůsobeným vedením (odrazy, frekvenční závislost přenosu). Zvláště u impulsových generátorů je třeba zajistit přizpůsobení, protože jinak je tvar impulsu deformován a neodpovídá nastaveným hodnotám na generátoru. Zatěžovací odpor, pokud ho musíme připojuji externě, by měl být frekvenčně nezávislý (koaxiální).

Některé generátory mají symetrický výstup (např.  $600\Omega$ ). Ten může být nespojen se zemí (je použit transformátor), případně střed je pevně spojen se zemí. Pokud tento výstup zatížíme nesymetricky, můžeme v prvém případě jednu svorku uzemnit, ale v druhém ne a dostaneme na výstupu jen poloviční napětí.

Pokud má generátor několik výstupů s různými výstupními impedancemi ( $50\Omega$ ,  $600\Omega$ ), lze zpravidla zatížit jen jeden z nich. Generátory, jejichž výstupní odpor se mění s nastavením výstupního děliče či vůbec není definován, patří mezi zastaralé.

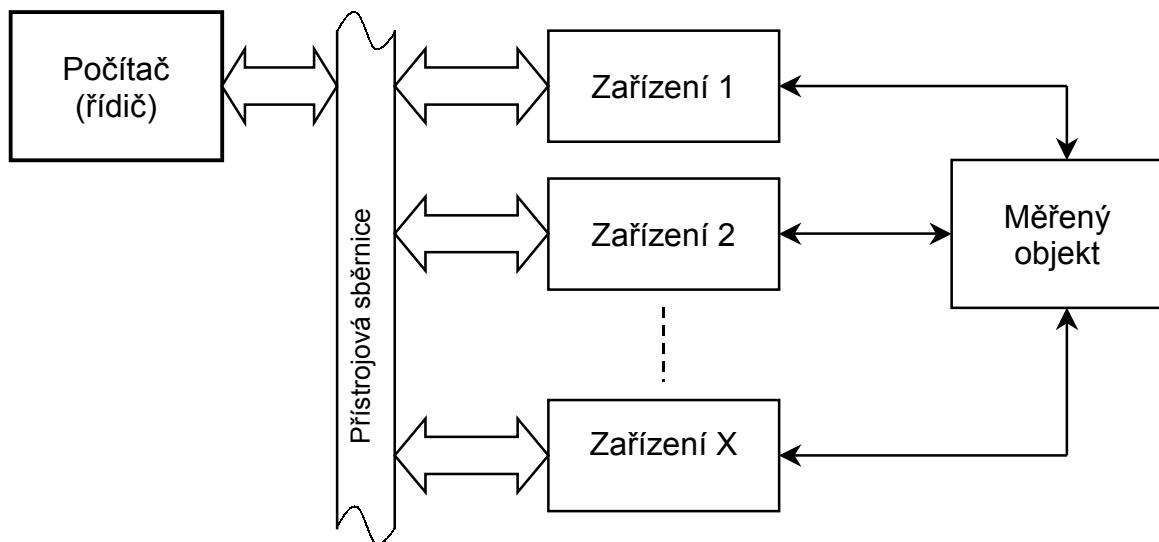
## 17 Měřicí systémy

Náročnost co do času i objemu dat rozsáhlých měření již přesáhla možnosti klasických měřicích metod vyžadujících lidskou obsluhu. Uvedené důvody vedly k vývoji automatických číslicových měřicích systémů. Pod pojmem *automatický měřicí systém* (AMS) uvažujeme sestavu přístrojů, jednoúčelových modulů a zařízení, která spolu vzájemně komunikují a umožňují komplexní řešení měřicí úlohy bez zásahu člověka.

Automatické měřicí systémy umožňují:

- trvale měřit velký počet veličin,
- měřit bez obsluhy (ochrana zdraví, nepřístupná místa, ekonomická stránka, vyloučení lidského faktoru)
- měřit rychle, přesně, spolehlivě a s vysokou reprodukovatelností,

d) provádět komplexní zpracování dat.

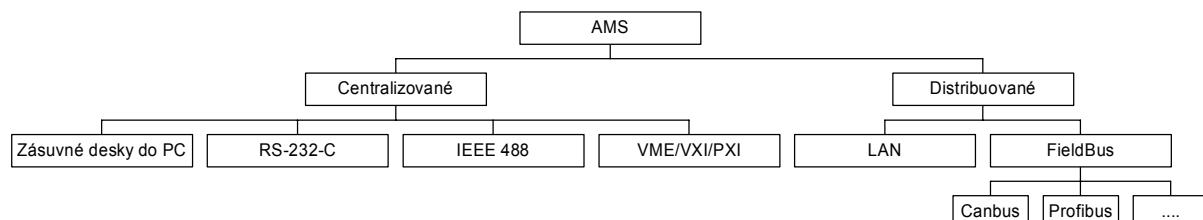


**Obrázek 17.1:** Blokové schéma automatizovaného měřicího systému

Počítač (řidič) vykonává předem naprogramovanou činnost a ovládá k němu připojená zařízení. To mohou být měřicí přístroje, přepínače, zdroje signálů apod. Propojení řidiče s ostatními přístroji se realizuje přístrojovou sběrnicí (viz dále). Ilustrační blokové schéma je uvedeno na obr. 17.1. Činnost automatického měřicího systému sestává v podstatě ze dvou funkcí:

- a) sběr dat (DAQ - Data Acquisiton)
- b) zpracování dat (Data Analysis).

### 17.1. Rozdělení měřicích systémů



**Obrázek 17.2:** Rozdělení měřicích a řidicích systémů

Přehledové rozdělení měřicích systémů je na obr.17.2. Do skupiny *centralizovaných systémů* řadíme laboratorní systémy, řízené centrální procesorovou jednotkou. *Distribuované systémy* jsou určeny pro průmyslovou praxi, kde doznaly v posledním desetiletí značného rozšíření. Jejich charakteristickou vlastností je decentralizovanost řídicích jednotek, takže celý systém je vlastně spojením většího množství autonomních subsystémů, mluvíme o distribuované inteligenci.

Pro laboratorní účely připadají v úvahu výlučně centralizované měřicí systémy. V následujících odstavcích je uveden výčet nejčastěji používaných laboratorních měřicích systémů rozdelených podle způsobu propojení přístrojů s počítačem, spolu se stručnou charakteristikou.

### 17.1.1. Zásuvné desky do PC

Jde o zásuvné karty standardních rozměrů, připojitelné k PC přes sběrnici ISA, EISA, PCI, případně PCCARD.

VÝHODY:

- někdy nízká cena karty.

NEVÝHODY:

- nutnost montáže do PC,
- počet měřicích karet je omezen počtem volných slotů v PC,
- problém vzájemného rušení PC ↔ karta,
- problém izolace,

➤ rychlosť přenosu dat z karty závisí na rychlosti sběrnice použitého PC a jeho CPU.

Nejrozšířenějším typem zásuvných měřicích desek jsou multifunkční desky. Ty v sobě sdružují obvykle funkce vícekanálového analogového vstupu, analogového výstupu, čítače impulsů (často TTL úrovně) a případně číslicové vstupy a výstupy, označované souhrnně DIO (data I/O).

Více analogových vstupů je řešeno pomocí analogového multiplexeru, nejčastěji pro 8 až 16 vstupů. Vlastní převod zajišťuje zpravidla aproximační AČP s rozlišením 12 až 16 bitů. Naopak rozlišení výstupních ČAP převodníků bývá nejčastěji 8 až 12 bitů.

Měřicí zásuvné karty do PC se používají k měřením, kde se nepožaduje častá změna konfigurace měřicího pracoviště, vysoká rychlosť či přesnost měření. Existují speciální karty, které se vymykají uvedené charakteristiky co do metrologických vlastností i ceny. Například A/Č karta se vzorkováním 200 MS/s a několika MB interní paměti se pohybuje v cenových relacích stovek tisíc Kč.

Další uváděné systémy již používají externí zařízení, která se připojují k počítači pomocí standardního rozhraní.

### 17.1.2. Sériové rozhraní RS-232-C

Využití sériového rozhraní RS-232-C (CCITT V.24) je nejjednodušším způsobem připojení externího měřicího přístroje k počítači. Normu RS-232-C publikovala v roce 1969 Electronic Industries Association. Pro počítače Apple se standardem RS-422 (CCITT V.11) je možné použít převodníku RS-232/RS-422.

Sériové rozhraní se často používá v laboratořích, pokud se nevyžaduje větší soubor měřicích přístrojů. Většina dnes vyráběných laboratorních přístrojů podporuje tuto možnost připojení.

VÝHODY:

- malé náklady na sběrnici,
- možnost měření přes modem,
- kompatibilita s většinou OS a software.

NEVÝHODY:

- malá délka spoje (dle normy maximálně 15 m),
- možnost připojení pouze malého počtu přístrojů,
- malá přenosová rychlosť.

### 17.1.3. Systém IEEE 488

V roce 1965 navrhla firma Hewlett-Packard sběrnici HP-IB (Hewlett-Packard Interface Bus) jako firemní propojovací soustavu pro své měřicí přístroje. Systém s touto sběrnicí se stal pro svou rychlosť velmi populární a v roce 1975 byl přijat za standard IEEE 488 (zpráva

IEEE Standard 488-1975). Ten byl později v roce 1987 rozšířen na ANSI/IEEE 488.2 a původní standard se začal označovat jako IEEE 488.1. Další označení rozhraní IEEE 488, se kterým se lze v technické literatuře setkat, jsou GP-IB, IEC 625, v ČR dříve také IMS -2.

Systém IEEE 488 je v současnosti nejrozšířenější soustavou pro automatizaci měřicích a testovacích procesů. Skládá se *funkčních jednotek* (měřící přístroje, přepínače měřicích míst atp.) vybavených stykovou jednotkou (přístroje lze většinou používat i samostatně jako běžné laboratorní měřící přístroje), propojených navzájem sběrnicí s řídičem – dnes nejčastěji počítač. Řídič musí být vybaven rozhraním IEEE 488, které se prakticky realizuje zásuvnou kartou v PC. Konektory jsou typu AMPHENOL 24 nebo CANON 25, ve stohovatelném provedení.

Přístroje jsou spojeny navzájem paralelně, jejich rozlišení se děje *adresováním*. Adresa může nabývat hodnoty 0 až 31, v rámci jednoho systému musí být jedinečná pro každý přístroj. Uspořádání sběrnice může být buď liniového nebo hvězdicového typu.

Z elektrického řešení sběrnice vyplývají jistá omezení. Délka kabelů mezi jednotlivými přístroji může být maximálně 4 m, celková délka sběrnice však nesmí překročit 20 m. Maximální připojitelný počet přístrojů je 15. V případě požadavku většího množství přístrojů se jako jedno zařízení připojí tzv. expandér, který umožní napojit dalších 14 přístrojů, celkově tedy 28. Adresování lze rozšířit sekundární adresou.

Maximální přenosová rychlosť je 1 MB/s, existují i firemní úpravy které při zkrácených délkách kabelů dovolí až 7 MB/s (HS488). Rychlosť přenosu se díky použité architektuře sběrnice přizpůsobí automaticky nejlepšímu ze zařízení.

V současnosti je cca 90 % laboratorních měřicích přístrojů schopno komunikace přes sběrnici GPIB.

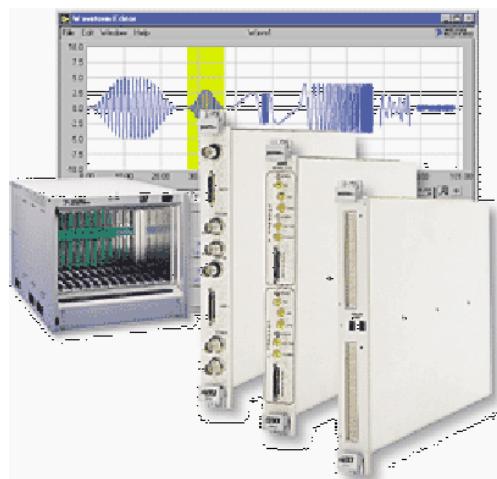
#### VÝHODY:

- v současné době nejrozšířenější standard automatických laboratorních měřicích systémů,
- relativně nízké náklady,
- přístroje lze používat i mimo sběrnici samostatně,
- široká softwarová podpora ze strany operačních systémů i ovládacích programů.

#### NEVÝHODY:

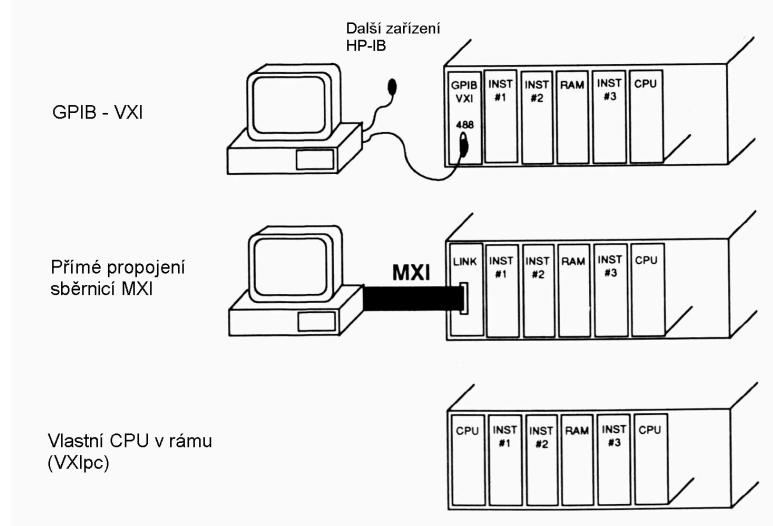
- přenosová rychlosť nedostačuje pro rychlý přenos velkého objemu dat.

#### 17.1.4. Sběrnice VXI



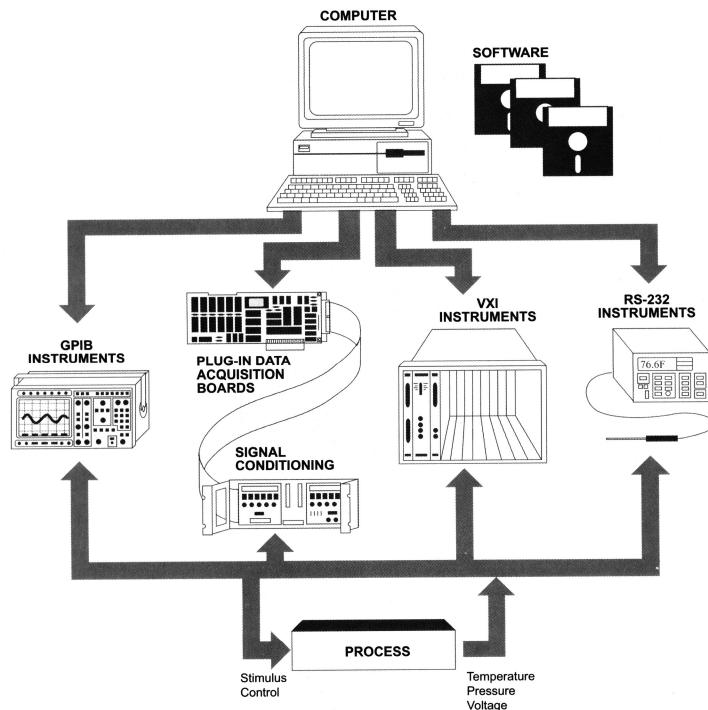
Obrázek 17.3: Provedení systému VXI a jeho zásuvných modulů

Standard VXI (*VMEbus Extension for Instrumentation*) byl vytvořen skupinou velkých výrobců měřicí techniky v roce 1987 na popud americké armády. Vychází ze standardu sběrnice VME; z něj převzal modularitu a vysokou datovou propustnost, model komunikace



mezi přístroji byl převzat z populární sběrnice IEEE 488. Navíc byl standard doplněn o

**Obrázek 17.4:** Způsoby připojení VXI rámu k PC



**Obrázek 17.5:** Blokové schéma automatického měřicího pracoviště

funkce specifické pro měřicí aplikace. Tak vznikla platforma pro vytváření nových, moderních měřicích systémů, které by měly vyhovět i nárokům očekávaným v budoucnosti. V současnosti již existuje norma VXI, označovaná IEEE 1155.

Podnět pro nový standard vznikl především díky nástupu nových rychlých měřicích přístrojů, schopných (a vyžadujících) přenést velké objemy dat v krátkém čase, na což nebyla

sběrnice IEEE 488 navržena. Příkladem mohou být rychlé analyzátory či digitální osciloskopy.

Fyzicky sestává systém VXI z rámu, do nějž se zasouvají přístroje (moduly) které se propojují přes základní desku (*backplane*) pomocí jednoho až tří 96-pinových konektorů. Moduly jsou na rozdíl od přístrojů určených pro GPIB nepoužitelné mimo mainframe. Moduly existují ve čtyřech základních velikostech značených A, B, C, D, prakticky se používá velikost C. Moduly A a B pochází ze standardu VME, moduly C a D mají dvojnásobnou délku. Šířka modulů pro VXI je díky použití stínění 1,2 palce oproti 0,8 palce pro VME. Rám VXI zajišťuje propojení, napájení a chlazení modulů.

Rámy se vyrábějí v různých provedeních, maximální počet modulů v rámu je 13. Ve vyhrazené pozici v rámu (pozice 0, první zleva) je vždy umístěn řídicí modul generující hodinové, konfigurační a další signály nutné pro chod celého systému. Tento modul může obsahovat CPU, nebo komunikační rozhraní pro připojení na standardní PC (většinou IEEE 488 nebo MXI, jak je naznačeno na obr. 17.4). Pomocí komunikačních modulů lze rámy VXI propojovat navzájem.

Sběrnice VXI využívá plnou 32-bitovou architekturu sběrnice VME, navíc definuje řadu dalších signálů. V porovnání se sběrnicí IEEE 488 nabízí systém VXI vyšší přenosovou rychlosť (40 MB/s). Rovněž přesnost časování je nesrovnatelně lepší. Přístroje se zabudovanou inteligencí snižují množství dat, které je třeba předávat mezi systémovou řídicí jednotkou a modulem. Moderní rámy VXI jsou vybaveny schopností autotestu, detekce chyb, vzdálené údržby apod. Zvyšuje se tak spolehlivost a opravitelnost systému. Cenově se součásti systému VXI pohybují výrazně výše než IEEE 488.

Nabídka komponent VXI je dnes velmi široká. Více než sto výrobců modulů a přes deset výrobců základních jednotek nabízí kompletní škálu měřicích přístrojů a řídicích počítačů. Největší nasazení VXI je prozatím ve velkých laboratořích, ve vojenském a leteckém průmyslu.

#### VÝHODY:

- nejperspektivnější standard automatických laboratorních měřicích a testovacích systémů současnosti,
- vysoká rychlosť přenosu dat,
- vysoká spolehlivost,
- široká softwarová podpora ze strany operačních systémů i ovládacích programů,
- otevřenost systému.

#### NEVÝHODY:

- dosti vysoká cena (jednotlivé moduly tisíce až desítky tisíc \$US).

### 17.1.5. Sběrnice PXI

Standardní sběrnice IEEE 488 se ukazuje pro řadu aplikací jako nevhovující z hlediska přenosové rychlosti, systém VXI je zase velmi nákladný. Proto vznikl v roce 1995 kompromisní systém CompactPCI (zavedený americkou firmou Ziatec), který se rychle rozšířil a v současné době jeho komponenty vyrábí asi 25 firem. Firma National Instruments zavedla označení PXI (*PCI eXtension for Instrumentation*).

Systém vychází ze známé sběrnice PCI používané v počítačích. Elektricky je PXI jejím přesným ekvivalentem, rozdíl je v mechanickém provedení a vyšší odolnosti proti vibracím, tepelným a mechanickým šokům. Systém PXI se používá u moderních průmyslových počítačů. Do skříně s pasivní sběrnicí se zepředu zasouvají moduly v mechanickém provedení

podobném tzv. eurokartě. Každý modul má několik vícepólových konektorů. Skříň může pojmut mimo řídicí počítač až 7 modulů, což je značné rozšíření oproti standardnímu PC se zásuvnými kartami. Důležitou vlastností tohoto systému je jeho naprostá kompatibilita se stávajícími PC. Operační systémy, programy i vše ostatní je bez úprav přenositelné do systémů PXI.

Ceny systémů PXI se pohybují mezi cenami průmyslových PC a systémy VXI.

## 17.2. Programování měřicích systémů

Velká část práce realizátora automatického měřicího pracoviště kromě výběru vhodných komponent fyzické sestavy pracoviště spočívá v návrhu a odladění potřebného programového vybavení.

Prvním krokem tvorby AMS je výběr měřicích přístrojů a volba přístrojové sběrnice. Rozhodujícím faktorem jsou zde požadavky na přesnost měření, jeho rychlosť a s tím související potřebnou rychlosť přístrojové sběrnice a dále pak finanční náročnost. Laboratorní měřicí systém je dnes převážně tvořen počítačem PC a přístroji spojenými sběrnicí IEEE 488, VXI či PXI. Pro nejjednodušší úlohy lze použít i standardního rozhraní RS-232 nebo zásuvných karet do PC.

Volba způsobu programování závisí zejména na:

- požadavcích na rychlosť měření a zpracování dat,
- typu řídicího počítače (PC, CPU karta ...),
- použitém operačním systému,
- struktuře měřicího systému.

U prvních automatických měřicích systémů se programové vybavení vytvářelo s pomocí univerzálních programovacích jazyků (nejčastěji C), což bylo zdlouhavé a neefektivní a takové programy byly jednoúčelové, bez možnosti pozdější modifikace. Proto byly vytvořeny programové systémy, které vývoj ovládacích programů pro měřicí systémy usnadňují. Jejich sortiment je široký, od jednoduchých, málo modifikovatelných (umožňujících třeba jen prosté ukládání dat z měřicí karty do souboru), až po komplikované systémy s vlastním programovacím jazykem.

Dnes dostupné programové prostředky pro AMS můžeme rozdělit do několika kategorií:

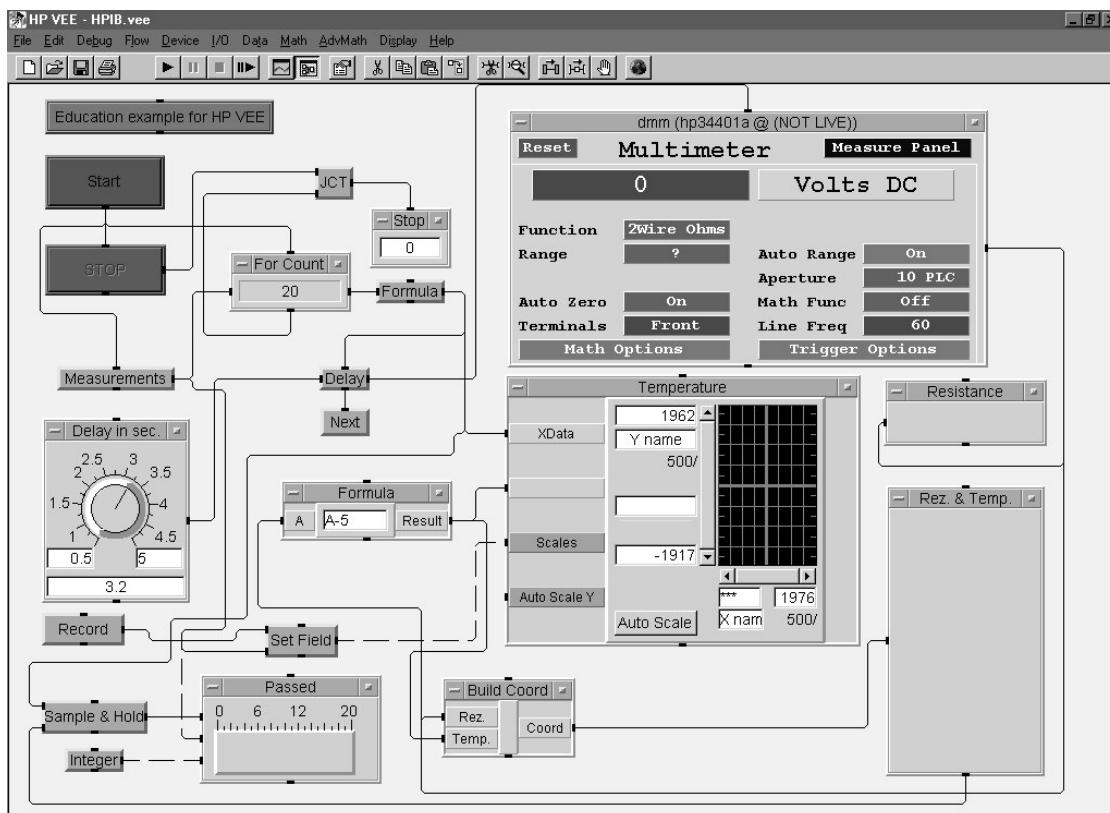
- a) Ovladače zásuvných měřicích karet jako knihovny funkcí pro vyšší programovací jazyky.
- b) Firemní aplikacní programy, dodávané s měřicími přístroji.
- c) Textově orientovaná vývojová prostředí (HP Instrument Basic, LabWindows/CVI, Measurement Studio);
- d) Grafická vývojová prostředí, nazývaná také prostředí pro virtuální instrumentaci (HP VEE, LabView). Umožňují programátorovi soustředit se na řešení měřeného problému a ne na způsob ovládání jednotlivých přístrojů či grafickou prezentaci dat. Logika tvorby vychází z objektově orientovaného programování.
- e) Doplňky k univerzálním vývojovým prostředím, jako je Microsoft .NET

Vývojové prostředky pro tvorbu programového vybavení jsou opřeny o model tzv. **virtuálního přístroje** a tzv. virtuální instrumentaci. Nejde o simulaci, tyto přístroje skutečně měří jako přístroje výše popisované (dedikované). Poznamenejme, že většina přístrojů i ve zdánlivě klasickém provedení ve skutečnosti využívá architektury virtuálního přístroje,

Jedním z prostředí pro virtuální instrumentaci je produkt HP VEE (Hewlett-Packard Virtual Engineering Environment) firmy Hewlett-Packard, určeným pro platformu Windows. Toto prostředí je schopno pracovat s přístroji připojenými pomocí VXI, IEEE 488 nebo RS-232. Je vybaveno značným množstvím jednoduchých i velmi složitých matematických modulů pro

úpravu a zpracování získaných dat, dále množstvím možností grafické prezentace získaných výsledků (info-panely, XY-grafy, hodografy ...). Grafické prostředí je doplněno souborem grafických ovládacích prvků (potenciometry, přepínače, tlačítka, rolovátky atd.). Toky dat mezi jednotlivými objekty programu jsou reprezentovány spojovými čarami, funguje zde automatická konverze formátu dat.

Příklad vizuálně sestaveného programu v prostředí HP VEE je na obr.17.6.



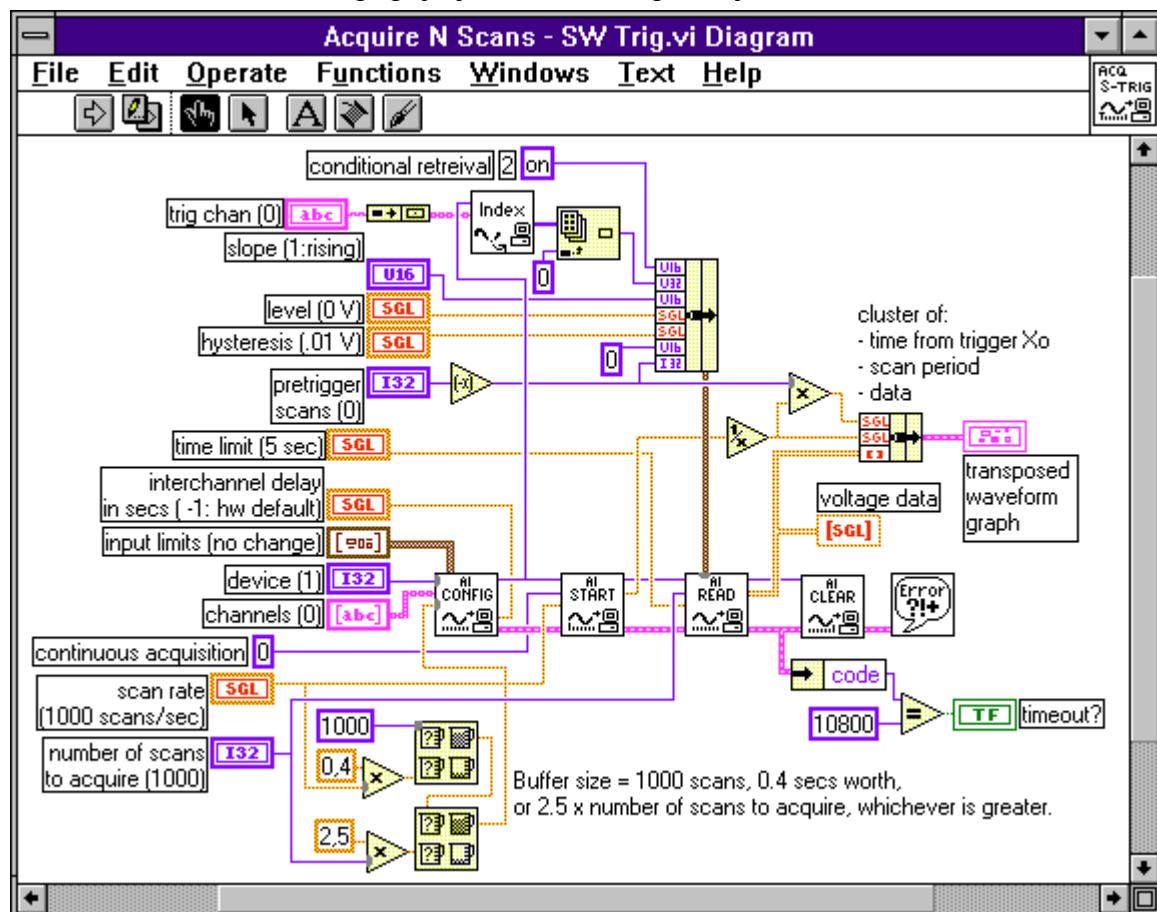
Obrázek 17.6: Prostředí programu HP VEE

### 17.3. Použití personálních počítačů v měřicí technice

Vzhledem k rozšíření personálních počítačů (at' IBM-PC kompatibilních, tak i Apple - Macintosh), je zřejmé že se s nimi setkáme i jako aktivními prvky v měřicí technice. Jejich nasazení vyplývá ze skutečnosti, že technické prostředky pro číslicové měření (viz předchozí kapitoly) jsou v zásadě obdobné, rozdíl je ve způsobu zpracování (software). Po technických prostředcích požadujeme, aby obsahovaly analogově - číslicový převodník, zesilovač s nastavitelným zesílením, čítač pro měření počtu impulsů, číslicově řízený generátor časových intervalů a případně číslicově-analogový převodník. Tyto komponenty lze realizovat na zásuvné kartě, která se vestaví do počítače a připojí na jeho sběrnici. Takové karty jsou dnes v sortimentu řady výrobců, jako ADVANTECH, Burr-Brown, National Instruments aj. Pokud je třeba nějaké zpracování na analogové straně, i zde existují stavebnice potřebných prvků (moduly 5B Analog Devices, SCXI National Instruments...). Výpočetní prostředky personálního počítače pak zajistí řízení karty, zpracování naměřených hodnot i jejich zobrazení a archivaci. Vzhledem k často nízké ceně těchto karet se zdá, že takto vytvořené měřicí prostředky (virtuální měřicí přístroje) jsou podstatně lacinější, než použití specializovaných měřicích přístrojů popisovaných v předchozích kapitolách.

Hlavní nevýhodou těchto řešení je, že nezaručují potřebné metrologické vlastnosti, často i jejich přesnost a stabilita nemusí být dostatečná. O problémech s elektromagnetickou kompatibilitou je zmínka výše. Nepřijemné je, že příprava experimentu může být zdlouhavá a nepřehledná (kably k počítači, monitor, klávesnice, myš, přípravek k připojení k měřicí kartě). Pokud chceme tyto nevýhody omezit, je třeba použít personální počítač ve zvláštním provedení (průmyslové PC), speciální karty (např. cena speciální karty, která zajistí vzorkování kmitočtem až 200 MHz, s interní pamětí několik MB se pohybuje v relaci 300-400 tisíc Kč). Pak cenové výhody již nejsou významné, naopak je zde výhoda snadného přizpůsobení systému konkrétní úloze i kvalifikaci obsluhy.

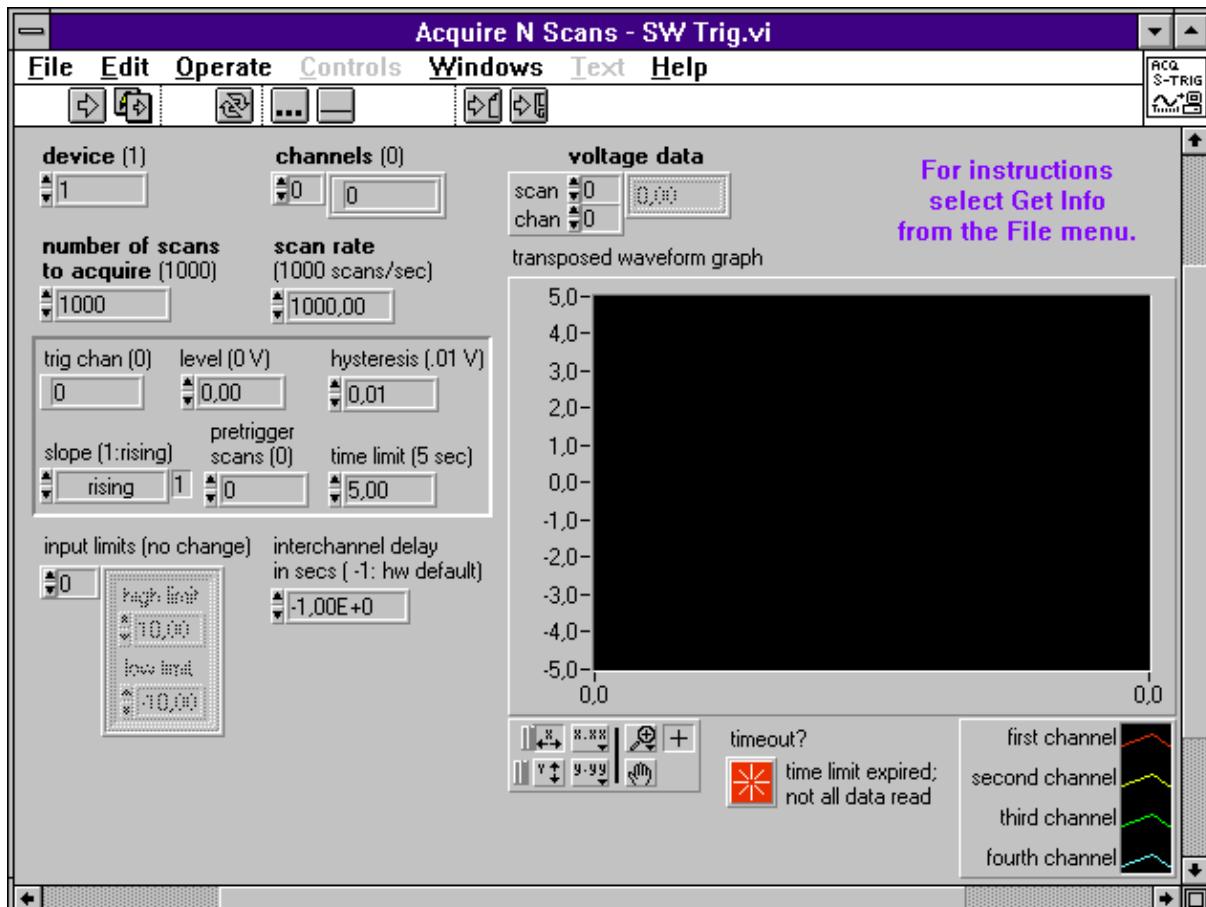
Personální počítač po doplnění speciální kartou GPIB může tvořit řidič měřicího systému. Pak jsou metrologické vlastnosti dány použitými přístroji a lze vytvořit skutečně kvalitní systém. Při jeho tvorbě jde vlastně „jen“ o tvorbu potřebného programového vybavení. Podobná situace je i v systému VXI nebo PXI. Pro jednodušší měřicí úlohy lze využít i možnosti řady měřicích přístrojů být řízeny a předávat data dle standardu RS232, jehož rozhraní je součástí personálních počítačů. Nevýhodou je, že jde o dvoubodové spojení, tak že standardně lze k PC připojit jen dva takové přístroje.



Obrázek 17.7: Příklad programu v LabVIEW

Převážná část práce realizátora automatického měřicího pracoviště kromě výběru vhodných komponent spočívá v návrhu a odladění potřebného programového vybavení. To lze řešit s pomocí univerzálních programovacích jazyků (nejčastěji C), ale taková práce je často příliš zdlouhavá, neefektivní. Proto byly vytvořeny programové systémy, které tuto práci usnadňují. Jejich sortiment je značně široký, od jednoduchých, nepříliš modifikovatelných např. k prostému ukládání dat z měřicí karty, až po komplikované systémy, které využívají vlastní programovací jazyk. Mohou být orientovány textově (HP

Instrument Basic, LabWindows, LabWindows/CVI), graficky (LabVIEW, HP VEE), případně jde o vyplňování „průvodců“, které parametrizují systém (DIA-DAGO). Jejich hlavní přínos spočívá v tom, že se můžeme soustředit na měřený problém a není nutno např. zjišťovat, jak se u konkrétního přístroje dálkově nastavují rozsahy a jak graficky znázornit naměřené výsledky. Příklad úseku programu ze systému LabVIEW (National Instruments, Texas USA) je na **Obrázek 17.7**, konečný tvar aplikace na obrazovce je na **Obrázek 17.8**. V těchto systémech lze pracovat se zásuvnými kartami pro připojení analogových signálů, přístroji připojovanými přes RS232, GPIB a lze jimi programovat autonomní systémy VXI s vestavěným řadičem. Aplikace jimi vytvořené jsou přenositelné mezi platformami (IBM/PC-MS WINDOWS, SUN MICROSYSTEM-UNIX, APPLE Macintosh) bez úprav. Na závěr tohoto stručného výčtu je třeba poznamenat, že při tvorbě těchto systémů se neobejdeme bez znalostí klasické i elektronické měřicí techniky, principů zpracování a analýzy signálů, metrologie, i teorie měření. Čistě „programátorský“ přístup, jak je prakticky mnohonásobně potvrzeno, nevede k úspěšnému cíli. Poznamenejme, že zde uvedený úvod do měřicích systémů je jen velice informativní, podrobněji se touto problematikou zabývají specializované kurzy.

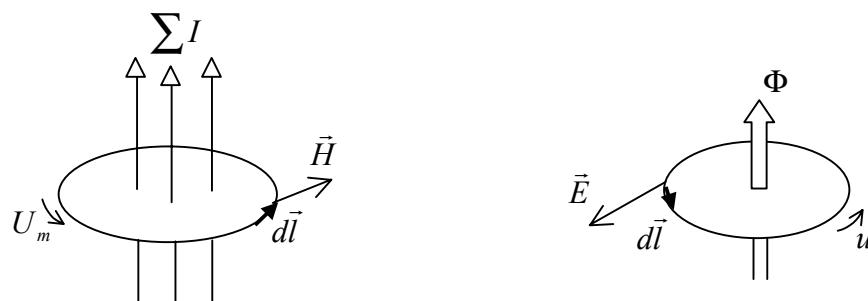


**Obrázek 17.8:** Aplikace v LabVIEW

## 18. Magnetická měření

Magnetická měření jsou nedílnou součástí měření v elektrotechnice. Uplatňují se při návrzích magnetických obvodů, při nichž musíme často vycházet z experimentálně zjištěných charakteristik magnetických (feromagnetických) materiálů, které tyto obvody tvoří. Bez vysoko kvalitních magnetických materiálů se v současné době neobejde žádný obor elektrotechniky, ať už se jedná o silnoproudé či slaboproudé obory. S magnetickými měřeními se však můžeme setkat také v geologii (hledání ložisek rud), biologii, lékařství, výzkumu vesmíru apod. Zajímavou oblastí využití magnetických měření je obor nedestruktivní diagnostiky (nedestruktivní defektoskopie), kdy se zjišťují makroskopická kvalita výrobků (např. výskyt trhlin) nebo strukturně mechanické vlastnosti materiálů (např. kvalita tepelného zpracování).

Základní teoretické poznatky o vlastnostech elektromagnetického pole v prostoru a čase poskytuje Maxwellovy rovnice. Magnetické a elektrické veličiny jsou vzájemně svázány dvěma zákony (obr. 18.1):



Obrázek 18.1: Vzájemný vztah mezi magnetickým a elektrickým polem

Vztah mezi magnetickým napětím a elektrických proudem ve vodiči vyjadřuje *Ampérův zákon celkového proudu*:

$$U_m = \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum I, \quad (A) \quad (18.1)$$

kde je  $U_m$  ..... magnetické napětí, (A)  
 $H$  ..... intenzita magnetického pole, (A.m<sup>-1</sup>)  
 $l$  ..... uzavřená křivka, (m)  
 $I$  ..... proud protékající plochou ohraničenou křivkou  $l$ . (A)

Vznik indukovaného elektrického napětí ve vodiči smyčce při změně celkového magnetického toku je dán *Faradayovým indukčním zákonem*:

$$u(t) = \oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (V) \quad (18.2)$$

kde je  $u(t)$  ..... okamžitá hodnota indukovaného napětí, (V)  
 $E$  ..... intenzita elektrického pole, (V.m<sup>-1</sup>)  
 $l$  ..... uzavřená křivka, (m)  
 $\Phi$  ..... celkový magnetický indukční tok. (Wb)

Magnetické pole je definováno magnetickou indukcí  $B$  a intenzitou magnetického pole  $H$ . Intenzitu magnetického pole  $H$  můžeme považovat za veličinu korespondující s elektrickým proudem, který magnetické pole budí, bez uvažování reakce prostředí na toto magnetické pole. Magnetická indukce  $B$  popisuje toto pole v látkovém prostředí. Mezi oběma veličinami platí vztah:

$$\vec{B} = \mu_r \mu_0 \vec{H}, \quad (18.3)$$

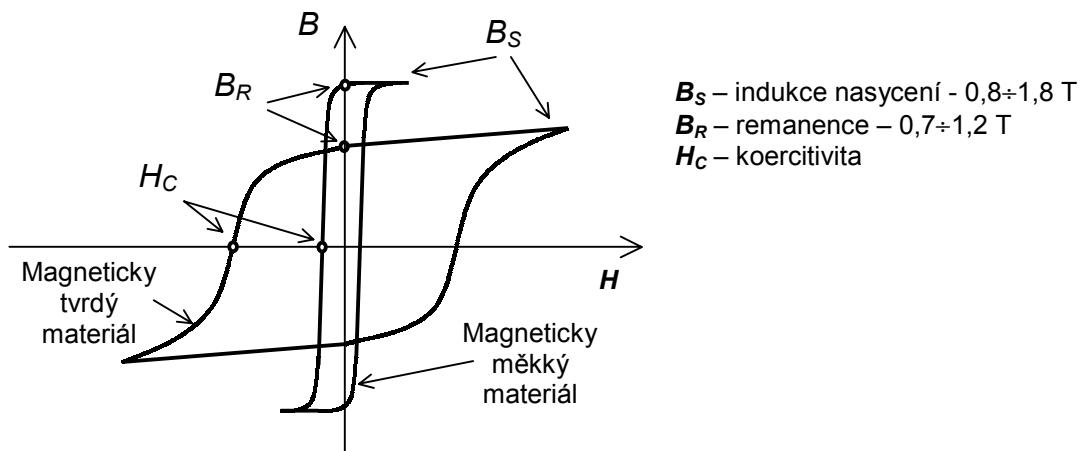
kde je  $\mu_0$  ..... permeabilita vakua,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ,  $(\text{H} \cdot \text{m}^{-1})$ ,  
 $\mu_r$  ..... poměrná (relativní) permeabilita prostředí.  $(-)$

Permeabilita magnetických materiálů není konstantní, její hodnota závisí na velikosti magnetického pole. Také definice  $\mu$  jsou voleny podle potřeby charakterizovat magnetický obvod v jeho pracovním režimu. Proto se setkáváme s pojmy jako *permeabilita poměrná, diferenciální, reversibilní, inkrementální, efektivní* a další.

Vzájemnou závislost veličin  $B$  a  $H$  popisuje takzvaná hysterezní smyčka, jejíž typický tvar je na obr. 18.2. Křivka svým tvarem a průsečíky ze souřadnicovými osami ( $B_R$  – remanence;  $H_C$  – koercitivní síla, koercitivita) charakterizuje magnetické vlastnosti materiálu.

U feromagnetických materiálů, jejichž permeabilita  $\mu_r \gg 1$ , rozdělujeme:

- magneticky měkké materiály*, které se snadno zmagnetují a mají malé hysterezní ztráty; jsou to např. materiály pro magnetické obvody transformátorů, elektromotorů, elektromagnetů atd. Hysterezní smyčka je úzká, s malou koercitivitou (1 až 50  $\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$ ).
- magneticky tvrdé materiály*, které se vnějším polem dají obtížně přemagnetovat (používají se pro konstrukci permanentních magnetů). Vyznačují se velkou hodnotou koercitivity  $H_c$  a jejich magnetizace musí zůstat i po zrušení vnějšího magnetovacího pole neměnná. Hysterezní smyčka je široká, s velkou koercitivitou (20 až 200  $\text{kA} \cdot \text{m}^{-1}$ ).



Obrázek 18.2: Příklady hysterezních smyček magnetických materiálů

### 18.1. Problémy při měření magnetických veličin

Povaha vlastních magnetických jevů i vlastnosti měřených materiálů a prostředí přinášejí řadu problémů, které je třeba znát a vzít v úvahu při přípravě měření a při hodnocení výsledků magnetických měření. Jsou to:

- a) Obtíže se stanovením přesné dráhy magnetického toku a také plochy, kterou magnetické toky prostupují.
- b) Magnetická vodivost feromagnetických obvodů je jen o 2 až 4 řády větší než okolní prostředí (vzduch), takže magnetické toky se uzavírají i mimo magnetické obvody (rozptyl), což nepříznivě ovlivňuje přesnost měření.
- c) Tvar magnetického obvodu, případně přítomnost feromagnetického materiálu v blízkosti měřeného pole, má značný vliv na získané výsledky.
- d) Nehomogenita magnetizace a anizotropie (nestejné fyzikálně-mechanické vlastnosti v různých souřadnicových směrech) zkoušeného materiálu mohou být příčinou malé reprodukovatelnosti měření.
- e) Magnetická remanence vzniklá předchozí magnetizací způsobuje často chybné měření. Proto je třeba každý vzorek před měřením pečlivě odmagnetovat.
- f) Vlivem nelineární závislosti  $B(H)$  nebo  $J(H)$  se chová magnetický obvod jako nelineární prvek a jeho vlastnosti je nutné definovat v daném pracovním bodě.
- g) Střídavé magnetování vzorku způsobuje vždy jeho ohřev a to vlivem:
- hysterezních ztrát, které jsou úměrné ploše hysterezní smyčky a kmitočtu,
  - výřivých proudů indukovaných ve vlastním vzorku; ty jsou úměrné druhé mocnině kmitočtu, měrnému odporu materiálu a ploše, ve které se mohou uzavírat.
- h) Změna teploty vzorku ovlivňuje magnetické vlastnosti (hodnota permeability s rostoucí teplotou klesá).
- i) U některých magneticky měkkých materiálů (např. permalloy) může mechanické namáhání ovlivnit magnetické vlastnosti.
- j) Střídavé magnetování feromagnetických obvodů má v důsledku jejich nelineárních vlastností za následek zkreslení proudu a tím intenzity magnetického pole nebo magnetické indukce podle toho, zda zdroj má charakter zdroje napětí nebo zdroje proudu. Použití různého typu budicího zdroje dává proto odlišné výsledky měření.
- k) Výsledky magnetických měření mohou být ovlivněny vnějšími rušivými magnetickými poli. Při měření magneticky měkkých materiálů může dokonce vadit přítomnost zemského magnetického pole.

## 18.2. Magnetické převodníky

Magnetické převodníky (sondy) převádí měřenou magnetickou veličinu na elektrický signál. Měřenými magnetickými veličinami jsou obvykle magnetická indukce  $B$ , intenzita magnetického pole  $H$ , permeabilita  $\mu$ , magnetický tok  $\Phi$ , magnetické napětí  $U_m$ . Pro měření magnetických polí v běžné technické praxi se používají tyto převodníky:

- měřící cívka,
- Hallova sonda,
- feromagnetická sonda,
- Rogowskiho-Chattcockův potenciometr,
- převodník na principu nukleární magnetické rezonance.

### 18.2.1. Měřící cívka

Měřící cívka pracuje jako převodník změny magnetického toku  $\Phi$  na elektrické napětí. Mění-li se magnetický tok obepínaný  $N$  závity měřící cívky (obr. 18.3), indukuje se v cívce napětí  $u(t)$ .

Toto napětí lze podle (15.2) vyjádřit vztahem:

$$u(t) = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -N \cdot S \cdot \frac{dB}{dt}, \quad (\text{V}) \quad (18.4)$$

kde je  $\Phi$  ..... měřený magnetický tok,  $(\text{Wb})$   
 $N$  ..... počet závitů měřicí cívky,  $(-)$   
 $S$  ..... ekvivalentní plocha cívky,  $(\text{m}^2)$   
 $B$  ..... magnetická indukce.  $(\text{T})$

Připojíme-li k výstupu měřicí cívky integrační měřidlo (*fluxmetr, integrační zesilovač*), bude změna výsledného napětí  $\Delta U_V$  úměrná změně magnetického toku  $\Delta\Phi$ :

$$\Delta U_V = k_i \int_{t_1}^{t_2} u(t) \cdot dt = -k_i N \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} d\Phi = k_i N (\Phi_2 - \Phi_1) = k_i N \cdot \Delta\Phi, \quad (\text{V}) \quad (18.5)$$

kde je  $k_i$  ..... konstanta integrátoru,  $(\text{V.Wb}^{-1})$   
 $t_1 \div t_2$  ..... doba integrace.  $(\text{s})$

V případě, že v prostoru cívky předpokládáme homogenní magnetické pole, pak můžeme pro změnu magnetické indukce psát:

$$\Delta B = \frac{\Delta\Phi}{S} = \frac{1}{S \cdot N} \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt, \quad (\text{T}) \quad (18.6)$$

kde  $B$  je složka vektoru magnetické indukce kolmá k ploše cívky s  $N$  závity a  $S$  je její plocha. U vícevrstvé cívky musíme určit tzv. *ekvivalentní plochu cívky* kalibrací ve známém magnetickém poli.

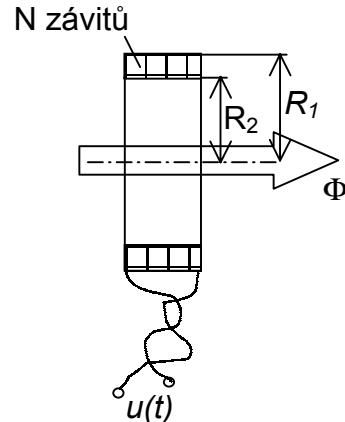
Změnu toku  $\Delta\Phi$  lze vyvolat otočením cívky umístěné v měřeném stejnosměrném magnetickém poli o  $180^\circ$  nebo komutací stejnosměrného magnetovacího proudu (u elektromagnetu), nebo vyjmutím cívky z měřeného pole. Při dalších konstrukčních úpravách lze získat rotační sondu poháněnou elektromotorkem nebo vibrační sondu, která v měřeném magnetickém poli kmitá.

### 18.2.2. Hallova sonda

Tato sonda využívá tzv. Hallova jevu, jenž se projevuje výrazně hlavně u polovodičů (např. Ge, In-As, In-Sb, Ga-As). Sondu tvoří tenká polovodičová destička (s rozměry přibližně  $5 \times 3 \times 0,1$  mm), již prochází v jednom podélném směru stejnosměrný proud (obr. 18.4). Vložíme-li destičku do magnetického pole, působí na pohybující se nosiče náboje Lorentzova síla a jejich dráhy se vychylují ve směru kolmém k vektoru magnetické indukce a pohybu těchto nábojů. Tím vzniká na protilehlých stranách destičky tzv. Hallovo napětí:

$$u_H = \frac{R_H \cdot I}{d} \cdot B \quad (\text{V}) \quad (18.7)$$

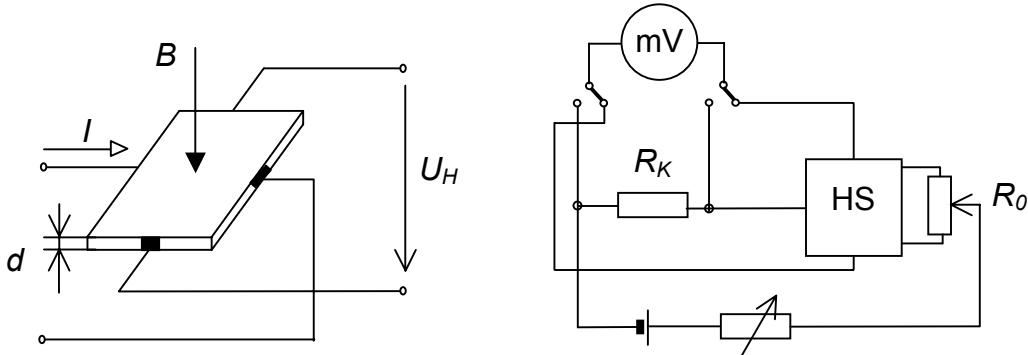
kde je  $R_H$  ..... Hallova konstanta,  $(\text{C}^{-1} \cdot \text{m}^3)$   
 $I$  ..... proud procházející destičkou,  $(\text{A})$



Obrázek 18.3: Měření magnetického toku měřicí cívko

$$\begin{aligned} B &\dots \text{indukce magnetického pole,} & (T) \\ d &\dots \text{tloušťka destičky.} & (m) \end{aligned}$$

Napětí  $u_H$  je při konstantním proudu  $I$  přímo úměrné magnetické indukci  $B$  a lze je měřit citlivým měřicím přístrojem (milivoltmetrem), kalibrovaným pro určitou sondu přímo v jednotkách magnetické indukce  $B$  nebo magnetické intenzity  $H$ . Základní zapojení měřiče (gaussmetru Metra) je na obr. 18.5.



Obrázek 18.4: Princip Hallové sondy

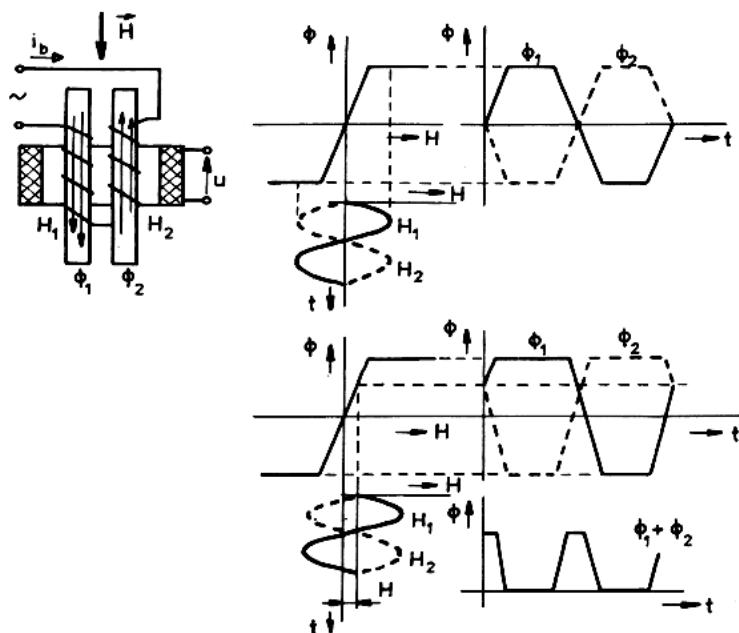
Obrázek 18.5: Měřič magnetického pole

Rozměry Hallových sond mohou být velmi malé, takže je lze používat pro *měření magnetické indukce* v malých vzduchových mezích feromagnetických obvodů. Sonda měří složku magnetické indukce kolmou k ploše destičky. Sonda prakticky neovlivňuje měřené pole, neboť neobsahuje feromagnetické části a napájecí proud je malý (10 mA až 100 mA). Převodní charakteristika je podle (15.7) lineární v měřicím rozsahu od desetin mT až do jednotek T. Citlivost indium-arsenidových sond se pohybuje v hodnotách okolo  $100\mu\text{V}/\text{mT}$ , proto je nutné pro měření nízkých hodnot indukcí použít elektronické milivoltmetry. Nepříznivou vlastností sondy je teplotní závislost Hallova napětí. Pro přesnější měření musíme provést teplotní kompenzaci vřazením polovodičových prvků s teplotním koeficientem opačného znaménka než má Hallova sonda.

Hallovou sondou lze měřit i střídavá magnetická pole o nízkých kmitočtech. Používá se také k měření silných magnetických polí generovaných supravodivými cívками, tedy při velmi nízkých teplotách.

### 18.2.3. Feromagnetická sonda

Feromagnetická sonda (*fluxgate senzor*, v německé literatuře někdy označována *Förster Sonde*) se používá k měření *velmi slabých magnetických polí*. Skládá se ze dvou feromagnetických jader z kvalitního feromagnetického materiálu (permaloy, magneticky měkký ferit), ovinutých stejným počtem závitů a umístěných do vnější cívky (obr. 18.6). Vinutí jader jsou zapojena proti sobě tak, aby magnetické toky  $\Phi_1, \Phi_2$  měly opačný smysl.



Obrázek 18.6: Princip feromagnetické sondy

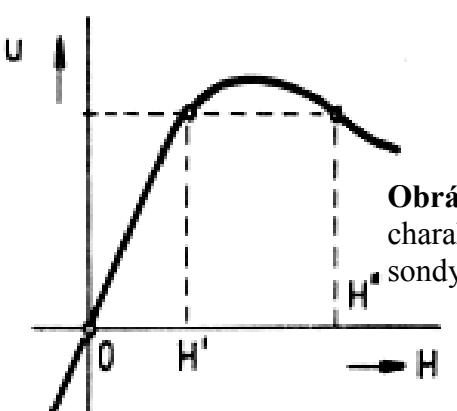
Vinutí obou jader jsou napájena střídavým magnetovacím proudem  $i_b(t)$ . Není-li sonda umístěna ve stejnosměrném magnetickém poli  $H$  rovnoběžném s osou sondy, je indukované napětí ve vnější (měřicí) cívce nulové. Působí-li na sondu stejnosměrné vnější pole s intenzitou  $H$ , souměrnost magnetických toků  $\Phi_1, \Phi_2$  v jádrech se poruší a ve vnější cívce se indukuje napětí  $u(t)$  s obsahem sudých harmonických složek kmitočtu magnetovacího proudu. Z tohoto napětí se selektivně vybírá druhá harmonická složka, která je přímo úměrná měřenému poli  $H$ . Pro citlivost sondy (pro druhou harmonickou složku napětí) byl odvozen vztah:

$$G_{2f} = K \cdot \omega \cdot S \cdot N_2 \cdot \frac{H_s}{H_{bm}} \cdot \sqrt{1 - \frac{H_s^2}{H_{bm}^2}}, \quad \left( \frac{V}{A \cdot m^{-1}} \right) \quad (18.8)$$

kde je   
 $K$  konstanta závislá na poměru délky a průměru jádra sondy,  $(\Omega \cdot s \cdot m^{-1})$   
 $S$  průřez jádra sondy,  $(m^2)$   
 $N_2$  počet závitů vnější (měřicí) cívky,  $(-)$   
 $H_s$  intenzita magnetického pole pro bod nasycení,  $(A \cdot m^{-1})$   
 $H_{bm}$  intenzita magnetického pole odpovídající amplitudě budicího proudu,  $(A \cdot m^{-1})$   
 $\omega$  kruhový kmitočet budicího proudu,  $(rad \cdot s^{-1})$

Je zřejmé, že citlivost sondy  $G_{2f}$  je závislá při dané geometrické konfiguraci sondy na kmitočtu a na amplitudě budicího proudu. Maxima citlivosti dosahuje sonda pro amplitudu budicího proudu  $H_{bm} = \sqrt{2 \cdot H_s}$ .

Indukované napětí  $u(t)$  je lineárně závislé na měřeném poli  $H$  pouze do určité velikosti pole, při větších



Obrázek 18.7: Převodní charakteristika feromagnetické sondy

intenzitách se jádra přesycují a výstupní napětí sondy klesá, obr. 18.7. Proto je vhodnější používat tzv. kompenzovanou feromagnetickou sondu. V tomto případě je sonda vybavena ještě kompenzačním vinutím, souosým s měřicím vinutím, do kterého je přiveden kompenzační proud. Tento proud budí magnetické pole opačného směru než má pole měřené. Kompenzační proud se vytvoří zpětnovazebním uspořádáním měřicího řetězce, sestaveného ze selektivního zesilovače pro výběr druhé harmonické složky indukovaného napětí sondy, fázově citlivého usměrňovače a napětím řízeného zdroje kompenzačního proudu. Velikost tohoto proudu se pomocí záporné zpětné vazby samočinně nastavuje na takovou hodnotu, aby výsledné magnetické pole v prostoru sondy bylo téměř nulové. Velikost kompenzačního proudu je pak mírou měřeného pole.

Feromagnetická sonda jako velmi citlivý převodník (je až  $1000\times$  citlivější než Hallova sonda) slouží například k měření kolísání magnetického pole Země, byla použita jako čidlo v kosmických sondách, používá se v magnetických kompasech letadel a lodí, k hledání ložisek rud, k hledání feromagnetických předmětů pod povrchem země (pokusy s hledáním obětí zasypaných lavinou), k indikaci rozptylových toků nad vadami materiálu apod. Lze ji použít i pro měření střídavých magnetických polí, pokud je kmitočet měřené veličiny alespoň o rád menší než kmitočet budicího proudu.

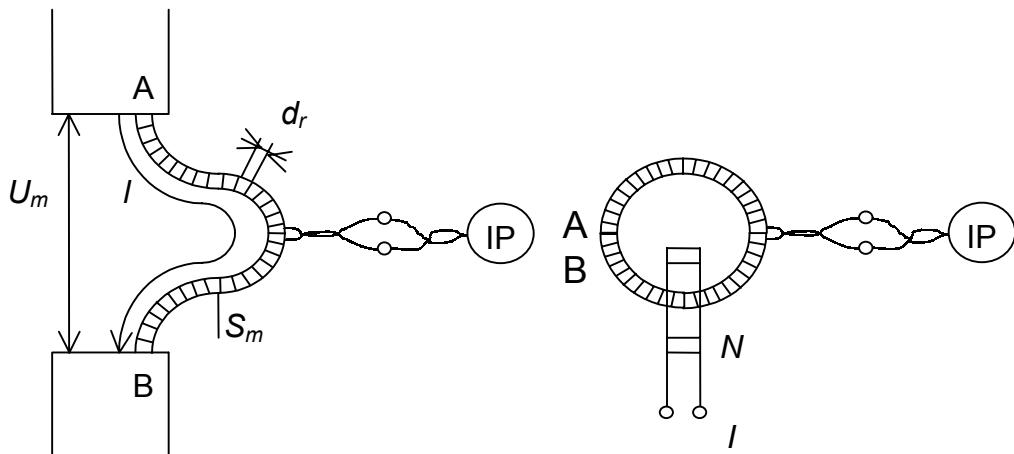
#### 18.2.4. Rogowskiho-Chatcockův potenciometr

Rogowskiho – Chatcockova potenciometru se používá k měření změn magnetického napětí  $U_m$  viz (9.1). Potenciometr je zvláštní úpravou měřicí cívky pro integrační měření. Je to ohebný pásek z nemagnetického a nevodivého materiálu s konstantním průřezem, rovnoměrně ovinutý po celé délce vodičem (obr. 18.8).

Při změně magnetického toku protékajícího cívku se v ní indukuje impuls napětí  $Q_U$ , který změříme integračním přístrojem IP. Změna magnetického napětí mezi konci A a B je:

$$\Delta U_m = K_p \cdot Q_U . \quad (A) \quad (18.9)$$

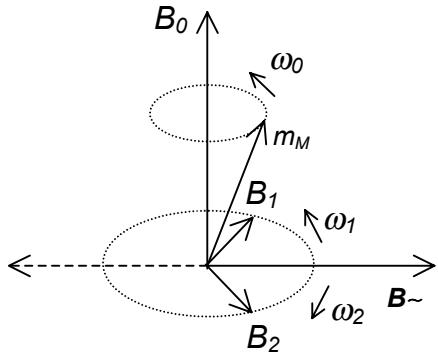
Konstantu potenciometru  $K_p$  nemůžeme stanovit s postačující přesností z rozměrů a počtu závitů cívky, ale musíme potenciometr kalibrovat ve známém magnetickém poli. Při použití



Obrázek 18.8: Rogowskiho – Chatcockův potenciometr

slabého drátu Rogowskoho – Chattockova potenciometru je nutno vzít v úvahu, že má velký počet závitů zpravidla a tím tedy i velký vnitřní odpor.

Kromě popsáne úpravy se používá také potenciometr vinutý na pevném jádru tvaru poloviny toroidu. Tato úprava se používá k měření *intenzity magnetického pole*  $H$  na povrchu otevřených feromagnetických vzorků.



**Obrázek 18.9:** K nukleární magnetické rezonanci

### 18.2.5. Převodník na principu nukleární magnetické rezonance

Nejpřesnější měření magnetického pole je založené na principu nukleární magnetické rezonance (NMR).

Prakticky všechna atomová jádra látek lze považovat za elementární magnety s magnetickým momentem  $m_M$  rotující kolem své osy. Působí-li na tyto rotující elementární magnety vnější stejnosměrné magnetické pole  $B_0$ , způsobí vzniklá síla, že vektor magnetického momentu  $m_M$  vykonává precesní pohyb kolem vektoru  $B_0$ . Působením střídavého magnetického pole  $B\sim$  s kmitočtem odpovídajícím kmitočtu precese lze vyvolat a indikovat rezonanční efekty, obr. 18.9. Tato tzv. metoda vynucené precese je nejrozšířenější pro přesná měření magnetické indukce homogenních magnetických polí v rozsahu 0,02 T až 2,5 T.

Úhlový kmitočet precesního pohybu je:

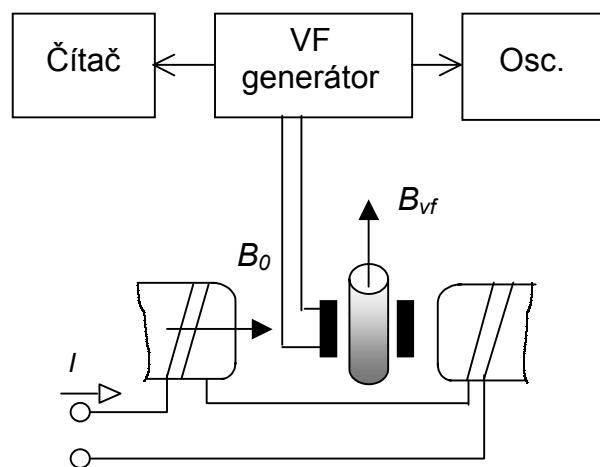
$$\omega_0 = \gamma \cdot B_0, \quad (\text{rad.s}^{-1}) \quad (18.10)$$

kde je  $B_0$  ..... indukce stejnosměrného magnetického pole, (T)

$\gamma$  ..... konstanta přesně definovaná pro různé materiály. (rad.s<sup>-1</sup>.T<sup>-1</sup>)

Základní uspořádání pro měření indukce stacionárního magnetického pole je na obr. 18.10. Ve zkumavce je vhodná látka, která je vystavena působení měřeného pole  $B_0$  a vysokofrekvenčního střídavého magnetického pole  $B_{vf}$  vytvářeného snímací cívkou napájenou z vysokofrekvenčního generátoru  $G$ . Aby bylo možné snadno indikovat rezonanci, je k stejnosměrnému magnetickému poli superponována střídavá nízkofrekvenční složka harmonického či pilového průběhu, která periodicky rozladuje takto vzniklý rezonanční obvod a jež je současně přivedena na vstup X osciloskopu. Pomalého periodického rozladování se docílí modulačním proudem ve vinutí na polových nástavcích magnetu.

Nejčastější používanou látkou pro měření pomocí NMR je voda (rezonance jader vodíku). Podmínkou indikace rezonance je dostatečná homogenita magnetického pole. Přesnost měření magnetické indukce dosahuje  $10^{-2}\%$ .



**Obrázek 18.10:** Princip měření indukce  $B_0$  pomocí NMR

### 18.3. Měření magnetických veličin ve vzduchu

#### 18.3.1. Měření stejnosměrných magnetických polí

K měření magnetické indukce a intenzity magnetického pole ve vzduchu lze použít některých metod, které jsme právě uvedli. Je třeba zdůraznit, že jedinou *přímou metodou* měření indukce či intenzity magnetického pole ve vzduchu je Hallova sonda.

Spojením měřicí cívky o  $N$  závitech a některého integračního přístroje získáme přístroj měřící změnu magnetického toku. Jako integrační měřidlo byl dříve používán balistický galvanometr, dnes zpravidla elektronický fluxmetr, což je v podstatě kvalitní elektronický integrátor, u něhož je (za určitých podmínek) výstupní napětí rovno integrálu napětí vstupního:

$$U_{vyst} = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t u_{vst}(t) dt .$$

Napětí indukované na cívce je podle (18.2) úměrné změně magnetického toku, proto:

$$\int_{t_1}^{t_2} u_{vst}(t) \cdot dt = -N \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} d\Phi = N(\Phi_1 - \Phi_2) = N \cdot \Delta\Phi .$$

Časový integrál vstupního napětí fluxmetru (napěťového impulsu) je úměrný změně magnetického toku.

Změnu magnetického toku můžeme provést:

- vzdálením měřicí cívky z místa s tokem  $\Phi$  do místa  $\Phi = 0$ , tedy vytažením cívky z magnetického pole, např. z prostoru pólových nástavců elektromagnetu;
- zrušením pole (např. vypnutím magnetovacího proudu);
- otočením cívky o  $180^\circ$ ;
- rotací měřicí cívky (pomocným motorkem) nebo jejím kmitáním v měřeném magnetickém poli.

#### 18.3.2. Měření střídavých magnetických polí

V případě střídavého magnetického pole *harmonického průběhu* se v měřicí cívce (stejně jako v rotující cívce v případě stejnosměrného magnetického pole) indukuje střídavé napětí, rovněž harmonického průběhu.

Napětí indukované v měřicí cívce:

$$u(t) = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -N \cdot \Phi_m \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) = -N \cdot S \cdot B_m \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) , \quad (\text{V}) \quad (18.11)$$

jeho efektivní hodnota pak:

$$U = N \cdot \frac{\omega}{\sqrt{2}} \cdot S \cdot B_m = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f \cdot N \cdot S \cdot B_m = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot S \cdot B_m , \quad (\text{V}) \quad (18.12)$$

kde je  $N$  počet závitů měřicí cívky,  $(-)$   
 $f$  kmitočet měřeného harmonického pole,  $(\text{Hz})$

$$\begin{aligned} S &\dots \text{ekvivalentní plocha měřící cívky,} & (\text{m}^2) \\ B_m &\dots \text{amplituda indukce měřeného pole.} & (\text{T}) \end{aligned}$$

Pro měření indukování napětí můžeme použít běžný voltmetr pro měření efektivní hodnoty (s dostatečně velkým vstupním odporem). Ze změřené hodnoty (15.12) můžeme určit maximální hodnotu magnetické indukce a pokud se jedná o měření ve vzduchu, tak ze známé permeability  $\mu_0$  též hodnotu maximální intenzity magnetického pole:

$$B_m = \frac{U}{4,44 \cdot f \cdot N \cdot S} \quad (\text{T}) \quad (18.13)$$

$$H_m = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{U}{4,44 \cdot f \cdot N \cdot S} \quad (\text{A.m}^{-1}) \quad (18.14)$$

## 18.4. Měření magnetických charakteristik feromagnetických materiálů

### 18.4.1. Magnetizační charakteristiky feromagnetických materiálů

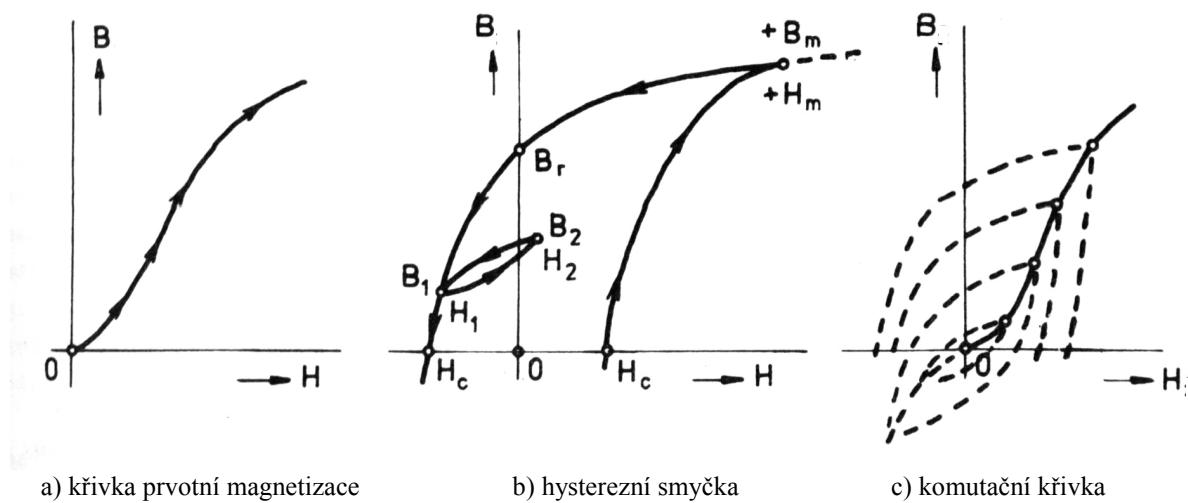
Magnetizační charakteristika je grafické znázornění závislosti magnetické indukce  $B$  feromagnetického materiálu na intenzitě magnetického pole  $H$ . Tato závislost je nejen nelineární, ale vzniká zde navíc hystereze. O stejnosměrném magnetování mluvíme tehdy, když se indukce a intenzita pole v měřeném vzorku mění tak pomalu, že se neuplatňují vlivy vříivých proudů a další zpomalování magnetování nemá již vliv na tvar měřené charakteristiky  $B = f(H)$ . V tomto případě určují tvar charakteristiky výhradně magnetické vlastnosti materiálu. Při rychlejších změnách magnetovacího proudu dochází vlivem vříivých proudů k deformaci hysterezní smyčky a to tím více, čím je kmitočet magnetování vyšší.

#### Křivka prvotní magnetizace

Křivka prvotní magnetizace (tzv. panenská křivka) vyjadřuje závislost  $B = f(H)$  pro případ, že se vychází ze stavu dokonalého odmagnetování a intenzita pole  $H$  se pomalu zvyšuje. Po křivce prvotní magnetizace lze postupovat jen jedním směrem, nesmí nastat změna intenzity  $H$  opačného směru, jinak se přejde na jinou magnetizační charakteristiku.

#### Hysterezní smyčka

Hysterezní smyčka je křivka vyjadřující závislost  $B = f(H)$  pro magnetizační cykly, při změnách intenzity magnetického pole  $H$  od kladné hodnoty  $+H$  do záporné hodnoty  $-H$  a zpět – obr. 18.11. Hysterezní smyčka má sestupnou a vzestupnou větev a její průsečík s osou magnetické indukce vymezuje hodnotu remanentní indukce  $B_r$  a průsečík s osou intenzity magnetického pole vymezuje hodnotu koercitivity  $H_c$ . Při intenzitě magnetického pole  $H_m$  dosáhneme magnetické indukce nasycení  $B_m$ . Při dalším zvyšování intenzity magnetického pole se hodnoty  $B_r$  a  $H_c$  dále nemění a hysterezní smyčku označujeme jako hraniční. Při snižování intenzity magnetického pole pod hodnotu  $H_m$  při přemagnetovávání se hysterezní smyčky zmenšují, při čemž jejich vrcholy leží na tzv. komutační křivce. Pokud se v kterémkoliv bodě změní znaménko změny intenzity magnetického pole, např. v bodě  $[H_I, B_I]$ , neodpovídá u většiny feromagnetických materiálů změna magnetické indukce původní křivce, ale funkční závislost se pohybuje po tzv. malé neboli inkrementální hysterezní smyčce.



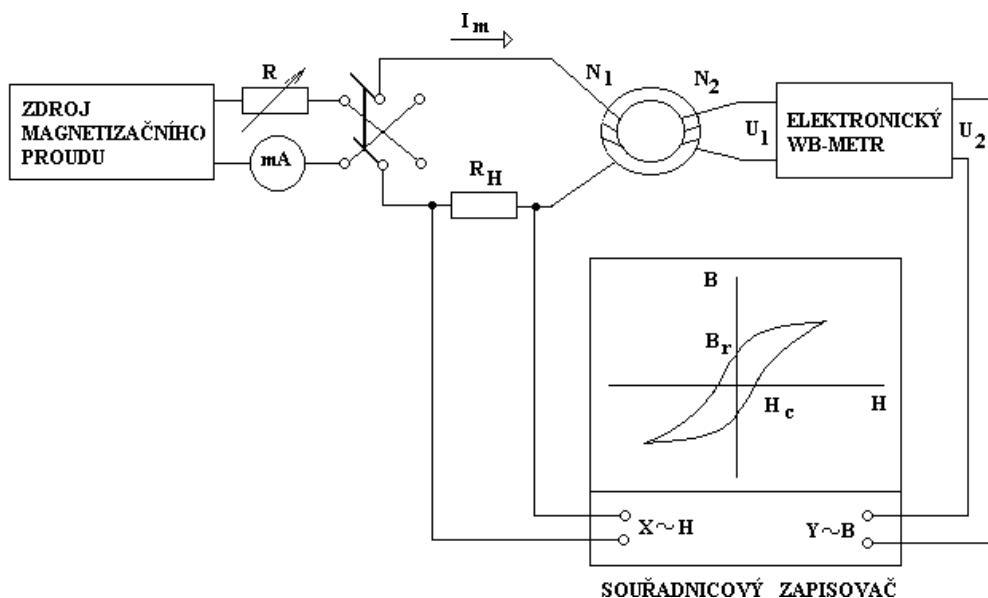
**Obrázek 18.11:** Magnetizační charakteristiky feromagnetického materiálu

Hysterezní smyčka je jednou z nejdůležitějších charakteristik každého feromagnetického materiálu. Její tvar a plocha poskytují informace potřebné k návrhu a aplikaci materiálu pro zvolený účel.

#### 18.4.2. Měření magnetizačních charakteristik na uzavřených vzorcích

K záznamu hysterezní smyčky potřebujeme kontinuálně měřit hodnoty  $B$  a  $H$ . Jestliže měřený vzorek ve tvaru toroidu opatříme magnetizačním vinutím  $N_1$  a měřicím vinutím  $N_2$  (obr. 18.12), pak při pomalých změnách magnetizačního proudu v magnetizačním vinutí  $N_1$  se bude indukovat v měřicím vinutí  $N_2$  napětí:

$$u_1(t) = N_2 \cdot \left( -\frac{d\Phi}{dt} \right) = N_2 \cdot S_z \cdot \left( -\frac{dB}{dt} \right) = k \cdot \frac{dB}{dt}. \quad (V) \quad (18.15)$$



**Obrázek 18.12:** Měření magnetizačních charakteristik feromagnetik na uzavřených vzorcích

Abychom určili magnetickou indukci  $B$  ve vzorku, musíme napětí  $u_1(t)$  integrovat v integračním zesilovači. Jeho principiální schéma je na obr. 18.13. Jde o zesilovač s

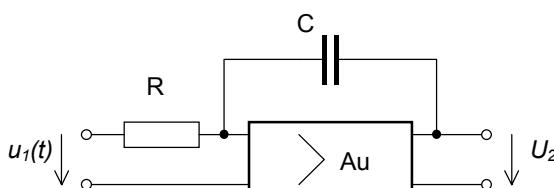
napěťovým zesílení  $A_u$  (v otevřené smyčce) s derivační zpětnou vazbou tvořenou rezistorem  $R$  a kapacitorem  $C$ . Výstupní napětí reálného integračního zesilovače je:

$$u_2(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t u_1(t) \cdot dt + \frac{1}{A_u \cdot R \cdot C} \int_0^t u_2(t) \cdot dt. \quad (V) \quad (18.16)$$

První člen na pravé straně rovnice (9.15) je žádaný integrál vstupního napětí, druhý člen představuje chybu, která se projevuje samovolnou změnou výchylky (tj. samovolným klesáním naintegrovaného napětí k nule). Relativní časová změna napětí na výstupu zesilovače je:

$$\frac{d\delta_{(\%)}^{(0)}}{dt} = \frac{1}{u_2} \cdot \frac{du_2}{dt} \cdot 100 = \frac{1}{R \cdot C \cdot A_u} \cdot 100. \quad (\%.s^{-1}) \quad (18.17)$$

Pro měření magnetizačních charakteristik při pomalém magnetizačním cyklu je třeba použít zesilovače s velmi velkým zesílením  $A_u$  stejnosměrného signálu (až  $10^8$ ) a kvalitní integrační kondenzátor  $C$  s velkým izolačním odporem.



Obrázek 18.13: Integrační zesilovač

rezistoru  $R$ . Platí vztah:

$$U_2 = -\left(\frac{1}{R \cdot C}\right) \cdot \int_0^t u_1(t) dt = -\left(\frac{1}{R \cdot C}\right) \cdot \int_0^t d\Phi = -\left(\frac{1}{R \cdot C}\right) \cdot \Delta\Phi = \frac{-1}{k_\Phi} \cdot \Delta\Phi, \quad (V) \quad (18.18)$$

kde je  $k_\Phi = RC$  ..... konstanta Wb-metru.  $(Wb \cdot V^{-1})$

Pro citlivější rozsahy Wb-metru jsou hodnoty rezistorů  $R$  menší. S vyšší citlivostí se však zvětšuje chyba a samovolná změna výchylky.

Na obrázku 18.12 je schéma zapojení pro kontinuální záznam magnetizačních charakteristik souřadnicovým zapisovačem. Na vstup X souřadnicového zapisovače přivádíme napětí z referenčního odporu  $R_H$ , které je úměrné magnetizačnímu proudu a tedy i intenzitě magnetického pole  $H$  ve vzorku. Na vstup Y souřadnicového zapisovače je přivedeno výstupní napětí  $u_2$  z elektronického Wb-metru, které je úměrné magnetické indukci  $B$  ve vzorku. Při plynulém přemagnetovávání vzorku obdržíme grafický záznam průběhu magnetizačních charakteristik.

Měřítko pro odečítání z grafického záznamu vyjádříme pomocí následujících vztahů:  
pro intenzitu magnetického pole

$$H = \frac{N_1 \cdot I_m}{l_s} = \frac{N_1 \cdot K_x \cdot x}{l_s \cdot R_H}, \quad (A \cdot m^{-1}) \quad (18.19)$$

pro magnetickou indukci

Elektronický Wb-metr je tedy v principu tvořen integračním zesilovačem – obr.18.13. U elektronického Wb metru působí velmi nepříznivě rušivá termoelektrická napětí ve vstupním obvodu. Je nutno použít vodiče a kontakty s malým termoelektrickým napětím (spoje Cu vodičem pájené kadmiovou pájkou). Rozsahy se mohou měnit přepínáním velikosti integračního

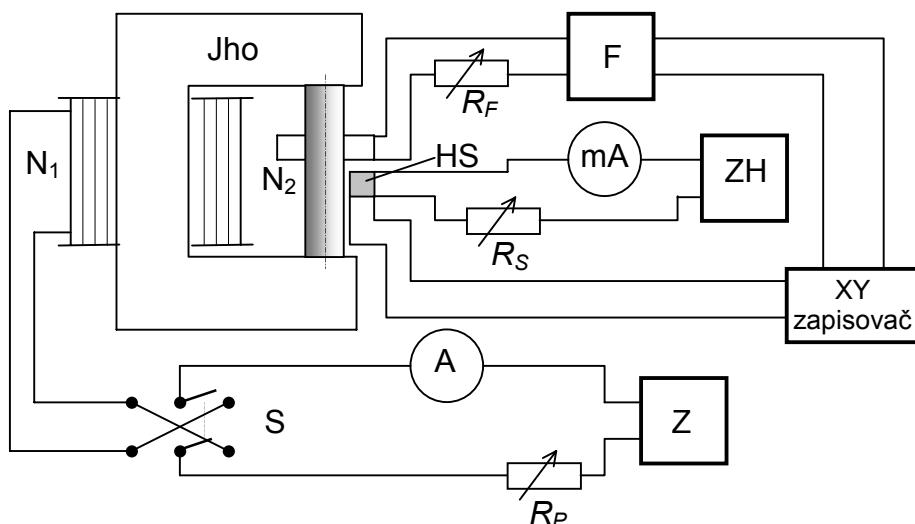
$$B = \frac{\Phi}{N_2 \cdot S_z} = \frac{R \cdot C}{N_2 \cdot S_z} \cdot K_y \cdot y = \frac{k_\Phi}{N_2 \cdot S_z} \cdot K_y \cdot y, \quad (T) \quad (18.20)$$

kde jsou  $K_x, K_y$  ..... citlivosti kanálů souřadnicového zapisovače,  $(V.m^{-1})$   
 $x, y$  ..... příslušné souřadnice,  $(m)$   
 $l_s$  ..... délka střední silocáry toroidního vzorku,  $(m)$   
 $S_z$  ..... průřez toroidního vzorku.  $(m^2)$

### 18.4.3. Měření magnetizačních charakteristik na otevřených vzorcích

Otevřené vzorky ve tvaru válečků nebo kostek jsou k dispozici častěji než prstencové vzorky. Pro měření charakteristik však vyvstává v tomto případě problém správného určení intenzity magnetického pole  $H$ . Zatímco u toroidních vzorků se dala intenzitu magnetického pole odvodit z proudu, u otevřených vzorků tak učinit nelze, neboť se vytváří při jejich magnetování ve vnějším okolí vzorku demagnetizační magnetické pole. Proto se pro magnetování takovýchto vzorků používají jha z magneticky měkkého materiálu, jak je naznačeno na obr. 18.14.

Magnetické pole je buzeno magnetovacím vinutím  $N_1$  napájeným magnetovacím proudem ze zdroje  $Z$ . Intenzita magnetického pole se neodvozuje z magnetovacího proudu vzhledem k tomu, že intenzita  $H$  není po celé délce integrační cesty konstantní a dopustili bychom se při měření velkých chyb. Protože tečné složky intenzity jsou na rozhraní dvou prostředí stejné, je možné určit intenzitu ve vzorku měřením její tečné složky těsně nad povrchem vzorku. K tomu je použita tangenciální Hallova sonda HS, napájená proudem ze zdroje  $ZH$ . Výstupní napětí z Hallovovy sondy je přivedeno na osu  $X$  souřadnicového zapisovače. Magnetická indukce se měří stejným způsobem jako v případě měření na uzavřených vzorcích, tj. integrací napětí z měřicí cívky s  $N_2$  závity pomocí elektronického integrátoru – fluxmetru  $F$ .



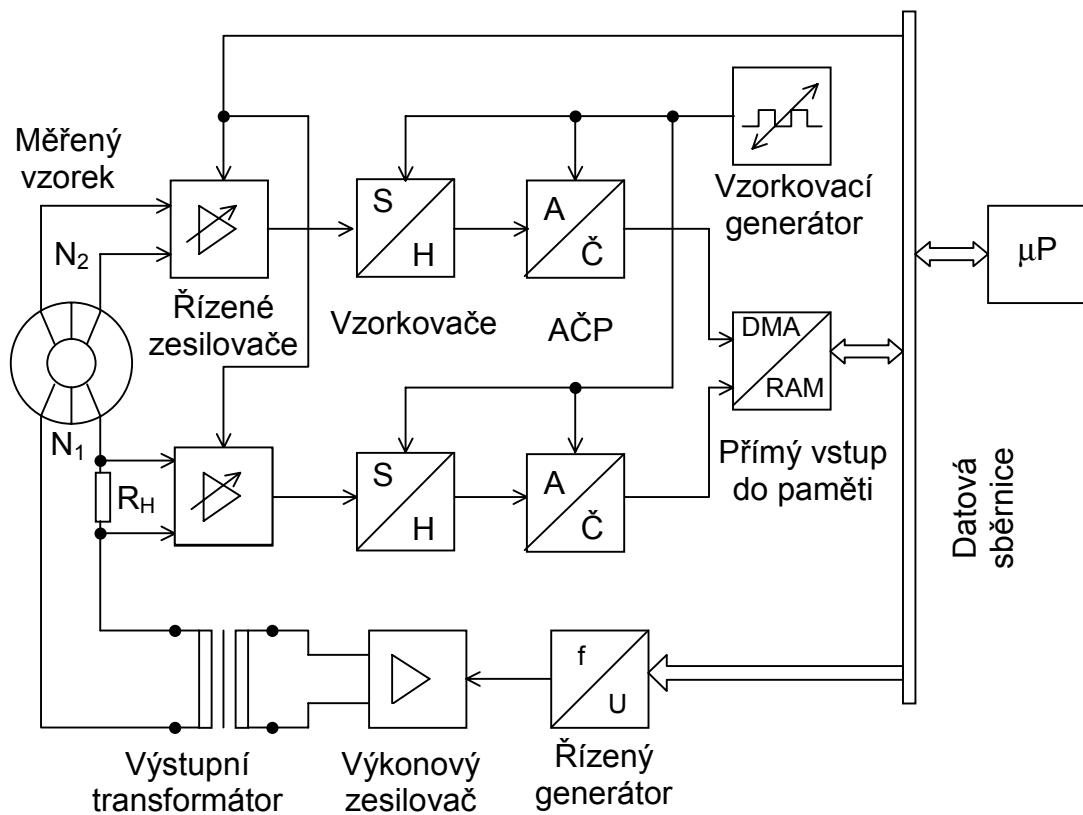
Obrázek 18.14: Měření magnetizačních charakteristik na otevřených vzorcích

#### 18.4.4. Digitalizace měření magnetizačních charakteristik

Současné přístroje pro měření magnetizačních charakteristik označované jako *hysterezigrafy* jsou při měření řízeny počítačem a měřicí proces je digitalizován. Blokové schéma hysterezigrafu je na obr. 18.15.

Zkoušený toroidní vzorek je magnetován magnetovacím vinutím  $N_1$  napájeným z výstupu transformátoru, spojeného s výkonovým budicím zesilovačem, jehož amplituda a kmitočet jsou řízeny počítačem. Napětí na referenčním odporu  $R_H$ , úměrné intenzitě magnetického pole, a indukované napětí v měřicím vinutí  $N_2$  toroidu, se zesilují dvojicí řízených zesilovačů. Jejich zesílení je podle potřeby nastaveno řídicím počítačem. Dále jsou obě zesílená napětí synchronně vzorkována vzorkovacími obvody S/H a po digitalizaci dvěma rychlými 12-ti bitovými AČ převodníky jsou ukládána přes obvody přímého vstupu DMA/RAM do paměti počítače.

Z dat sejmoutých během jedné nebo několika period počítač počítá průběh magnetické indukce numerickou integrací napětí z měřicí cívky  $N_2$ . Kromě toho jsou počítány hysterezní ztráty  $P_h$ , koercitivita  $H_c$ , remanentní indukce  $B_r$  a je zobrazena hysterezní smyčka. Číslicovým zpracováním je zajištěna podstatně vyšší přesnost ve srovnání s analogovými přístroji. Počítač zvolí nejvhodnější měřicí rozsahy vstupních zesilovačů a provádí automatické korekce offsetových chyb.

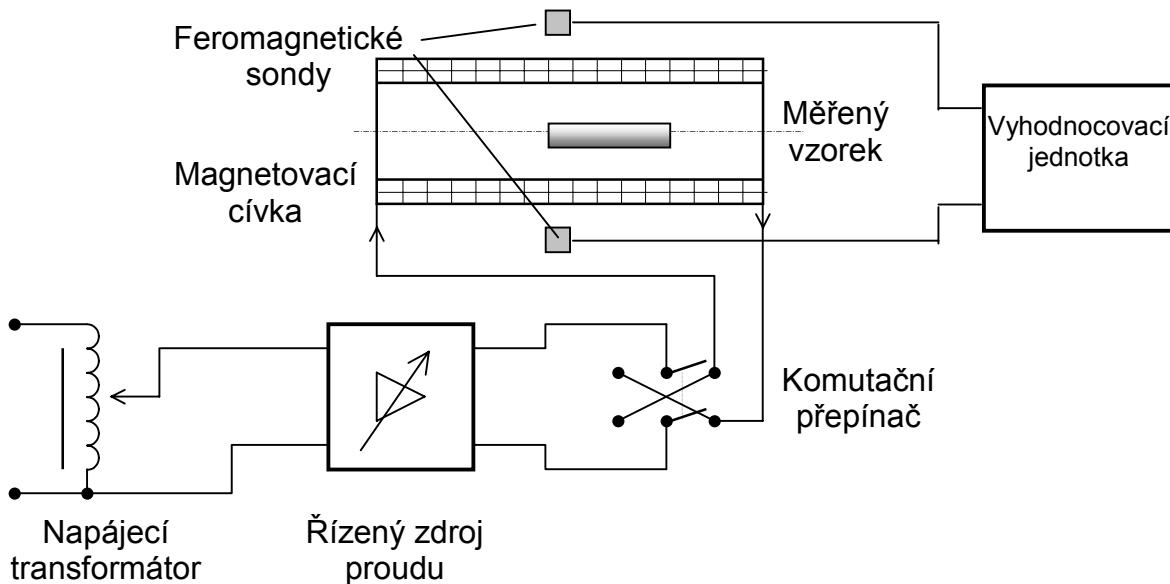


Obrázek 18.15: Blokové schéma hysterezigrafu

Komerčně vyráběné zařízení (hystergraf za přibližně 75 tis. USD) nabízí firma Tectra.

#### 18.4.5. Měření koercitivity

V praxi se dosti často vyskytuje požadavek stanovit koercitivitu materiálů, používaných pro různé části přístrojů, například magnetických obvodů relé. Přímé změření hodnoty koercitivity, aniž bychom měřili celou hysterezní křivku, umožňují přístroje označované jako



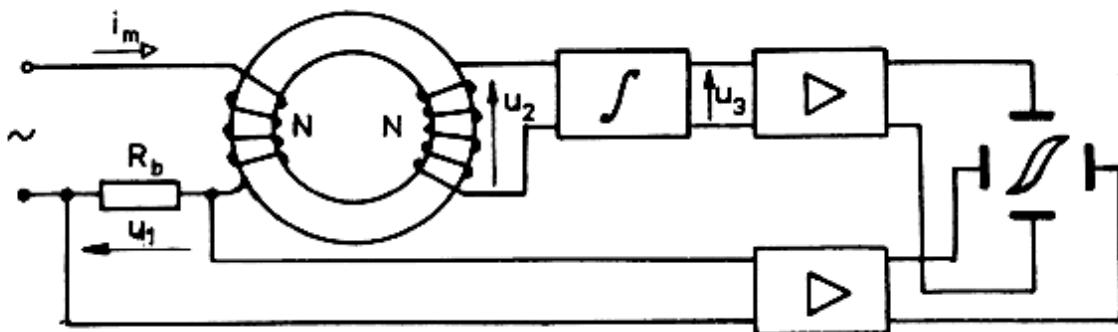
Obrázek 18.16: Blokové schéma koercimetru

koercimetry.

Blokové schéma koercimetru je na obr. 18.16. Měřený vzorek  $V$  se vkládá do magnetovací cívky, která je napájena z regulovaného zdroje stejnosměrného proudu. Dvojice feromagnetických sond v diferenciálním uspořádání měří magnetické pole vzorku (ostatní rušivá pole jsou diferenciálním zapojením sond eliminována). Při měření se vzorek nejprve zmagnetuje až do nasycení v jednom směru intenzity magnetického pole, tj. proud regulovaným zdrojem zvyšujeme do maxima a snižujeme zpět na nulu. Poté se magnetizační proud komutuje a plynulým zvyšováním intenzity magnetického pole v opačném směru se hledá stav, kdy magnetizace vzorku bude nulová. Tento stav indikují feromagnetické sondy nulovým výstupním signálem. Hodnota intenzity magnetického pole cívky pak odpovídá koercitivitě vzorku. Regulace magnetovacího proudu může být prováděna ručně (u starších koercimetrů) nebo automaticky řízeným zdrojem proudu. Ten dostává smyčkou zpětné vazby řídicí signál z feromagnetických sond. U magneticky měkkých materiálů musíme eliminovat vliv rušivých magnetických polí na měřené vzorky např. působení zemského magnetického pole. Proto je magnetovací cívka dobře stíněna vícenásobným obalem z magneticky měkkého materiálu. Komerčně vyráběné koercimetry (např. koercimetr od firmy Förster) měří koercitivitu v rozsahu od 0,2 do 100 kA/m.

#### 18.4.6. Zobrazení dynamické hysterezní smyčky na osciloskopu

Jednoduchý, názorný a rychlý způsob určení hysterezních smyček (používaný často k porovnání několika vzorků materiálů) poskytuje osciloskop. Je možné i porovnání měřených vzorků s etalonovým vzorkem. Osciloskopem lze sledovat přeměnu statické hysterezní smyčky na dynamickou při zvyšování kmitočtu magnetovacího proudu.



**Obrázek 18.17:** Zobrazení hysterezní smyčky na osciloskopu

Základní zapojení pro zobrazení hysterezní smyčky na osciloskopu je na obr. 18.17. Napětí  $u_1$  na rezistoru  $R_b$  je úměrné velikosti intenzity magnetického pole  $H$ . Toto napětí se přivede na horizontální vstup osciloskopu. Výstupní napětí  $u_2$  indukované v sekundárním vinutí vzorku feromagnetického materiálu ve tvaru toroidu se integruje např. pasivním RC členem. Aby byla provedena integrace napětí  $u_2$  s dostatečnou přesností, musí pro integrační článek platit  $R \gg 1/\omega C$ , což znamená, že napětí  $u_3$  má nízkou úroveň a musí být proto zesíleno. Po zesílení v zesilovači je toto napětí přivedeno na vertikální vstup osciloskopu. Na obrazovce se zobrazí tzv. *dynamická hysterezní smyčka*. Podobně by bylo možné zobrazit i hysterezní smyčku u otevřeného vzorku, ale v tomto případě je nutné intenzitu magnetického pole  $H$  měřit (podobně jako tomu bylo při měření statické hysterezní smyčky) jako tečnou složku intenzity pole na povrchu vzorku.

V poslední době při stále stoupajících požadavcích na kontrolu a diagnostiku různých feromagnetických materiálů se začínají používat systémy s mikropočítači, které mají značnou univerzálnost použití a nazývají se strukturoskopy, hysterezigrafy apod.

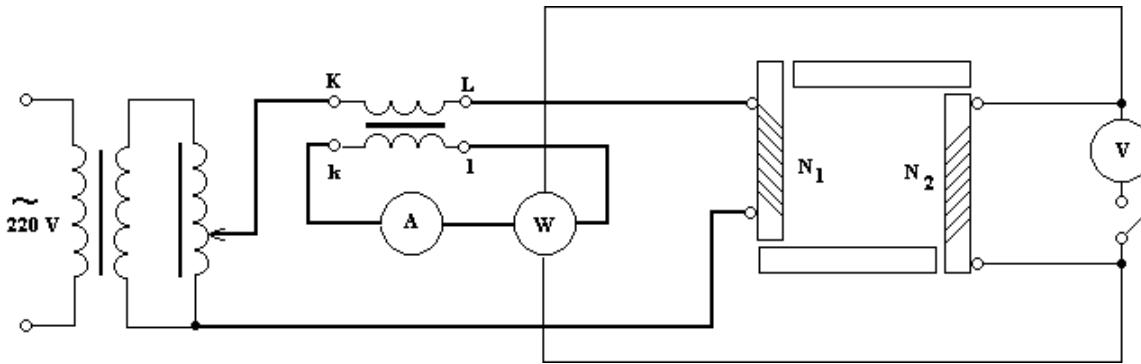
## 18.5. Měření ztrát ve feromagnetiku při střídavém magnetování

Střídavým magnetováním vznikají v magnetickém obvodu ztráty, které způsobují jeho oteplení. To u elektrických strojů (transformátorů, motorů aj.), kde je magnetický obvod vždy svázán s vinutím, způsobuje oteplení vinutí a tím případně degradaci jeho izolace. Povolené oteplení izolace závisí na druhu izolace a jen zřídka může překročit  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Ztráty ve feromagnetickém obvodu jsou způsobeny:

- *hysterezí* (závisí na ploše hysterezní smyčky a na kmitočtu magnetovacího proudu),
- *vířivými proudy* (závisí na tvaru magnetického obvodu, měrném odporu feromagnetického materiálu a na druhé mocnině kmitočtu).

Ztráty hysterezí a vířivými proudy ve feromagnetiku závisí rovněž na induci magnetického pole a tato závislost se určuje měřením. Měření ztrát ve feromagnetiku se v praxi nejčastěji provádí na tzv. Epsteinově přístroji, viz obr. 18.18.



**Obrázek 18.18:** Měření ztrát ve feromagnetiku Epsteinovým přístrojem

Vzorek feromagnetického materiálu (navzájem izolované plechy) tvoří 4 svazky o celkové hmotnosti 10 kg a rozměrech  $500 \times 35$  mm. Výběr plechů se provádí podle předepsaného postupu. Plechy se stříhají z tabulí tak, aby podélná osa vzorků souhlasila se směrem magnetické orientace plechů. U neorientovaných plechů má polovina vzorků plechů podélnou osu souhlasnou se směrem válcování, druhá polovina má směr kolmý ke směru válcování. Časový průběh magnetické indukce pole má být harmonický a proto napájecí zdroj musí mít malou vnitřní impedanci a magnetovací vinutí  $N_1$  musí být navinuto silným vodičem. Ztráty se měří v závislosti na magnetické indukci ve vzorku.

Hodnota amplitudy magnetické indukce ve vzorku se stanoví nepřímo podle napětí indukovaného ve vinutí  $N_2$ , pro *harmonický průběh* platí:

$$U = 4,44 \cdot f \cdot S \cdot N_2 \cdot B_m, \quad (V) \quad (18.21)$$

kde je  $f$  ..... kmitočet budicího harmonického proudu, (Hz)

$B_m$  ..... amplitudová (maximální) hodnota indukce ve vzorku, (T)

$S$  ..... činný průřez jádra z měřených plechů, ( $m^2$ )

$N_2$  ..... počet sekundárních závitů Epsteinova přístroje. (-)

Wattmetr udává při uvedeném zapojení ztráty ve vzorku  $P_{FE}$  a spotřebu svého napěťového obvodu  $P_W$  (voltmetr se po nastavení požadované hodnoty indukce odpojí)

$$P' = \frac{N_2}{N_1} \cdot (P_{FE} + P_W). \quad (W) \quad (18.22)$$

Pro měření ztrát je vhodné použít W-metr s kalibrací pro účiník 0,1 nebo 0,2. Spotřebu napěťového obvodu wattmetru lze stanovit ze vztahu:

$$P_W = \frac{U^2}{R_W}, \quad (V) \quad (18.23)$$

kde je  $R_W$  ..... odpor napěťové cívky wattmetru. ( $\Omega$ )

Vlastní ztráty ve feromagnetiku potom jsou:

$$P_{FE} = \frac{N_1}{N_2} \cdot P' - P_W = \frac{N_1}{N_2} \cdot P' - \frac{U^2}{R_W}. \quad (W) \quad (18.24)$$

Ztrátové číslo, které udává měrné ztráty na 1 kg feromagnetika při určité indukci, určíme ze vztahu:

$$Z = \frac{P_{FE}}{m} \quad (V) \quad (18.25)$$

Zpravidla se určují ztrátová čísla  $Z_I$  pro  $B_m = 1,0$  T a  $Z_{I,5}$  pro  $B_m = 1,5$  T.

## 19 Měření neelektrických veličin

Měření neelektrických veličin tvoří významnou součást měřicí techniky. Tuto skutečnost nejlépe vystihuje fakt, že představuje více jak 90 % všech měření. Nejčastěji se v technické praxi vyskytuje měření průtoku, teploty, tlaku, polohy, mechanického napětí a rychlosti.

Obecná koncepce měřicího kanálu, volba metody měření, následné zpracování (úpravy měřených signálů, jejich přenos –sběrnice, protokoly) a vyhodnocení, včetně řízení měření a jeho automatizace, je v podstatě stejná jak při měření elektrických veličin. S ohledem na omezený rozsah budou uveden pouze přehled nejvíce používaných principů snímačů a metod při měření nejfrekventovanějších neelektrických veličin, doplnění principiálními obrázky (převzato zejména z [24]). Další podrobnější informace je možné získat v doporučené literatuře. **Obrázky použité v této kapitole jsou z publikace ĎAĎO,S.-KREIDL,M.: Senzory a měřicí obvody. ČVUT Praha, 1996 a bez souhlasu uvedených autorů je zakázáno je jakýmkoli způsobem šířit nebo kopírovat a to pro jakýkoli účel.**

### 19.1 MĚŘENÍ PRŮTOKU

Snímače průtoku (průtokoměry) měří množství objemové  $Q_v$  nebo hmotnostní  $Q_m$  tekutiny proteklé známým průřezem  $S$  za jednotku času  $t$ . Tomu odpovídají metody měření průtoku:

- objemové

$$Q_v = \frac{V}{t} \quad [\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1}] \quad \text{nebo} \quad Q_m = \frac{V}{t} \cdot \rho \quad [\text{kg} \cdot \text{s}^{-1}] \quad (19.1)$$

- hmotnostní

$$Q_m = \frac{m}{t} \quad (19.2)$$

- rychlostní

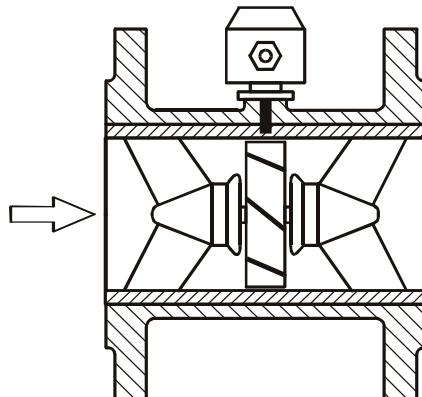
$$Q_v = \bar{v} \cdot S \quad \text{nebo} \quad Q_m = \bar{v} \cdot S \cdot \rho \quad (19.3)$$

kde  $\bar{v}$  je střední rychlosť proudění a  
 $\rho$  hustota tekutiny.

Rozeznáváme přímé a nepřímé měření  $Q_v$  a  $Q_m$ .

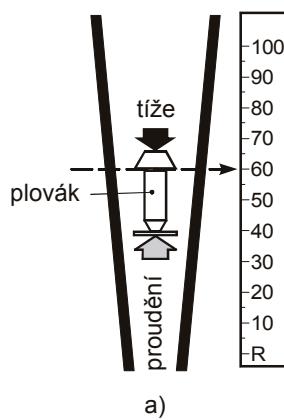
### 19.1.1 Druhy snímačů průtoku

- turbínkový  
vhodný pro kapaliny, přesnost v rozsahu 10 až 100 % jmenovitého rozsahu průtoku  $\pm 0,1$  až  $1,0 \%$ , střední tlaková ztráta.



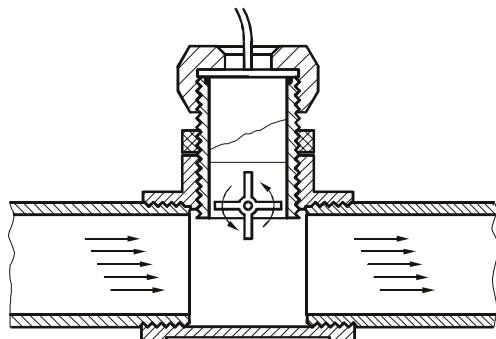
Obrázek 19.1: Turbínkový snímač průtoku

- plováčkový (rotametr)  
svislá poloha, rozsah průtoku u kapalin do  $70 \text{ m}^3 \cdot \text{h}^{-1}$ , u kapalin do  $3000 \text{ m}^3 \cdot \text{h}^{-1}$ , přesnost  $\pm 1$  až  $10 \%$  z měřicího rozsahu, střední tlaková ztráta.



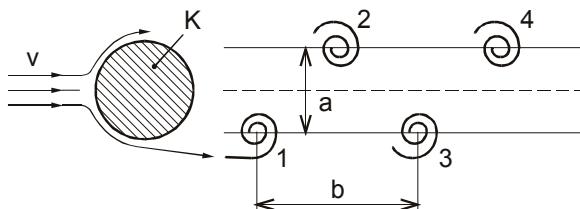
Obrázek 19.2: Plováčkový snímač průtoku

- lopatkový  
pro kapaliny (např. vodoměry), přesnost do  $\pm 2 \%$  z měřené hodnoty, střední tlaková ztráta.



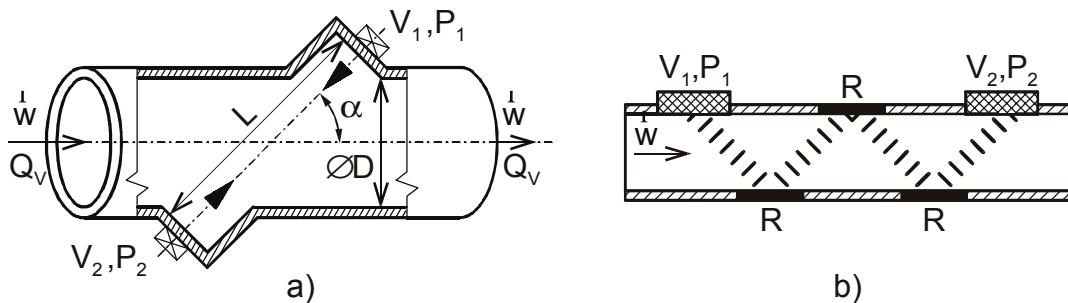
Obrázek 19.3: Lopatkový snímač průtoku

- vírový  
pro kapaliny, plyny i páru, přesnost  $\pm 0,65$  až  $1,35$  % z měřené hodnoty, střední tlaková ztráta.



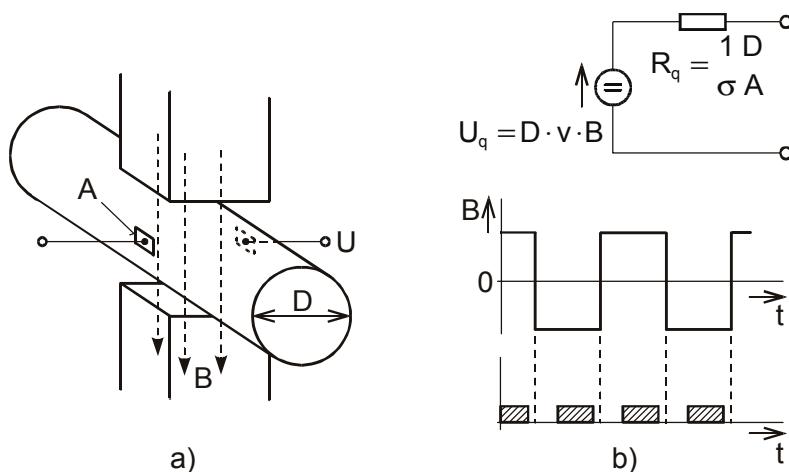
Obrázek 19.4: Princip vírového snímače průtoku

- ultrazvukový  
dotykové ale zejména bezdotykové měření, zejména kapaliny, přesnost  $\pm 1,0$  až  $3,0$  % měřené hodnoty. Rychlosť proudění do  $13 \text{ m.s}^{-1}$ , malá (nulová) tlaková ztráta.



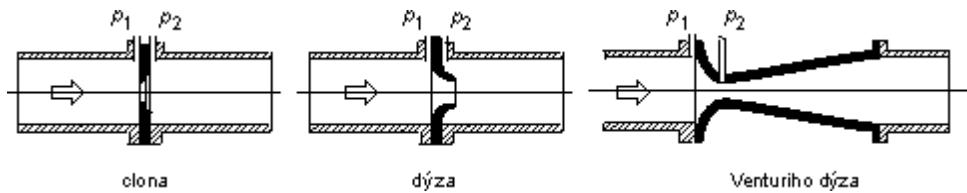
Obrázek 19.5: Princip ultrazvukového snímače průtoku

- indukční



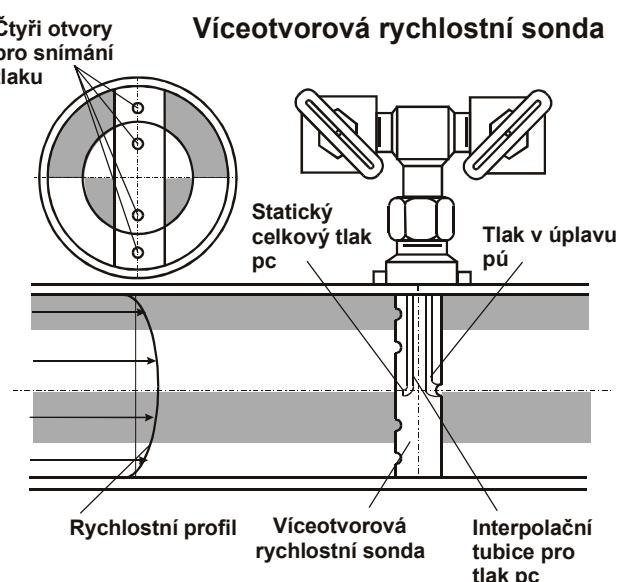
Obrázek 19.6: Princíp indukčního snímače průtoku

- pro vodivé kapaliny, přesnost  $\pm 0,25$  až  $1,0$  % z měřené hodnoty, malá (nulová) tlaková ztráta.
- průrezové (se škrticími orgány)
  - pro kapaliny, plyny i páru, přesnost  $\pm 0,5$  až  $5,0$  % z měřené hodnoty, střední až velká tlaková ztráta.



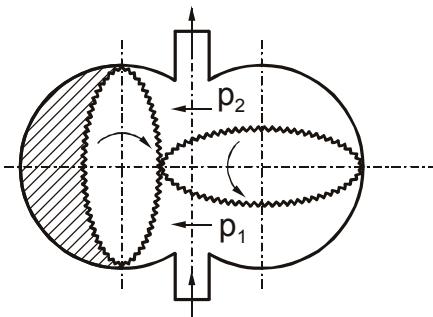
Obrázek 19.7: Princíp průrezového snímače průtoku

- rychlostní (anubar)
  - malá tlaková ztráta.



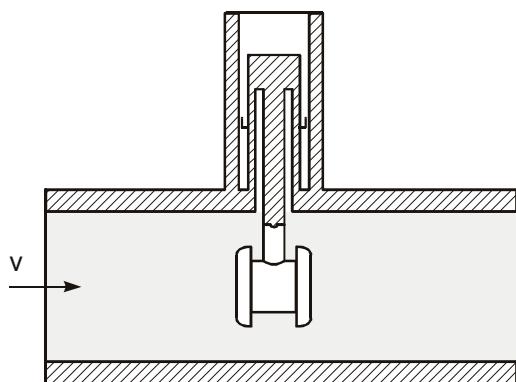
Obrázek 19.8: Rychlostní snímač průtoku

- dávkovací  
pro kapaliny, přesnost  $\pm 0,2$  až  $0,5$  % z měřené hodnoty, střední tlaková ztráta.



**Obrázek 19.9:** Princip dávkovacího snímače průtoku

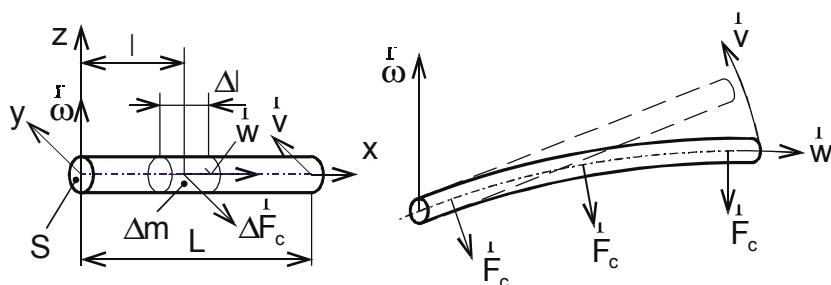
- deformační  
pro kapaliny (i znečistěné), přesnost  $\pm$  jednotky %, střední až velká tlaková ztráta.



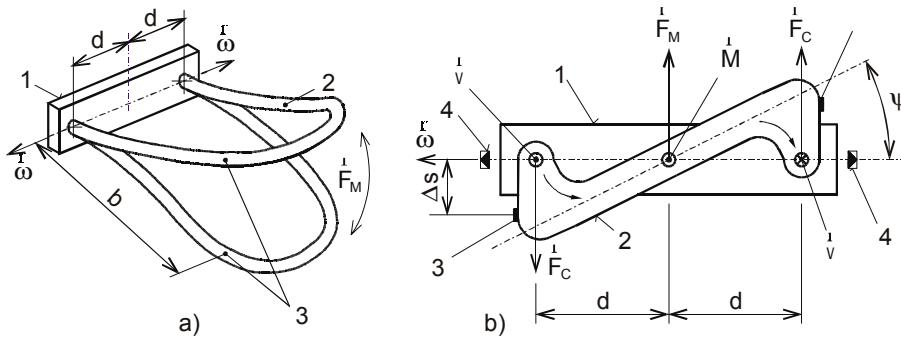
b)

**Obrázek 19.10:** Princip deformačního snímače průtoku

- využívající Coriolisovy síly  
pro kapaliny a plyny, přesnost  $\pm 0,1$  až  $0,3$  % z měřené hodnoty, malá tlaková ztráta.

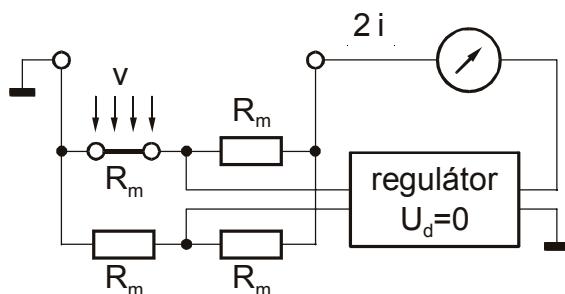


**Obrázek 19.11:** Princip Coriolisovy síly



Obrázek 19.12: Průtokoměr využívající Coriolisovy síly

- tepelný  
zejména plyny, přesnost  $\pm 0,2$  až  $1,0\%$  z měřicího rozsahu, malá tlaková ztráta.



Obrázek 19.13: Tepelný snímač průtoku

- a další.

## 19.2 MĚŘENÍ TEPLITÝ

V průmyslové praxi se setkáváme s rozsahem teplot zhruba od  $-300$  do  $+2500^{\circ}\text{C}$ . Pro toto značné rozpětí používáme jak různé druhy snímačů (měřičů) teploty, tak i metod měření. Metody měření teploty dělíme na

- dotykové (kontaktní) a
- bezdotykové (bez kontaktní).

Snímače pak ve smyslu normy ČSN 25 8010 „Směrnice pro měření teplot v průmyslu“ na

- dilatační (skleněné, tyčové, dvojkovové, tlakové),
- odporové (kovové a polovodičové),
- termoelektrické a speciální (kapacitní, indukčnostní, magnetické, rezonanční, akustické příp. další).

K nejrozšířenějším patří odporové snímače teploty a termoelektrické články.

### 19.2.1 Odpорové snímače teploty

Využívají závislosti odporu  $R$  (vodivosti  $G$ ) na teplotě  $\vartheta$ .

#### 19.2.1.1 Kovové

Změnu odporu s teplotou u kovů lze vyjádřit přibližně

$$R \approx R_0 (1 + \alpha \vartheta) \quad [\Omega; \Omega, {}^0\text{C}^{-1}, {}^0\text{C}] \quad (19.4)$$

kde  $R$  je odpor snímače při teplotě  $\vartheta$

$R_0$  je odpor snímače při teplotě  $0\text{ }{}^0\text{C}$  (nominální odpor)

$\alpha$  je teplotní součinitel odporu

Materiály používané k výrobě odporových kovových snímače musí splňovat řadu kritérií, z nichž nejdůležitější jsou: velký teplotní součinitel  $\alpha$  a jeho stabilita, odolnost vůči měřenému (okolnímu) prostředí, technologické vlastnosti a dostupnost a doba života.

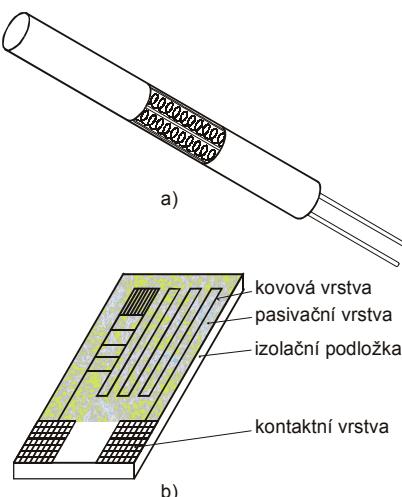
Podle ČSN 25 8306 (ST SEV 1057-78) se pro měřicí účely používá platina, nikl a měď.

V **Tabulka 19.1** jsou uvedeny základní vlastnosti těchto materiálů.

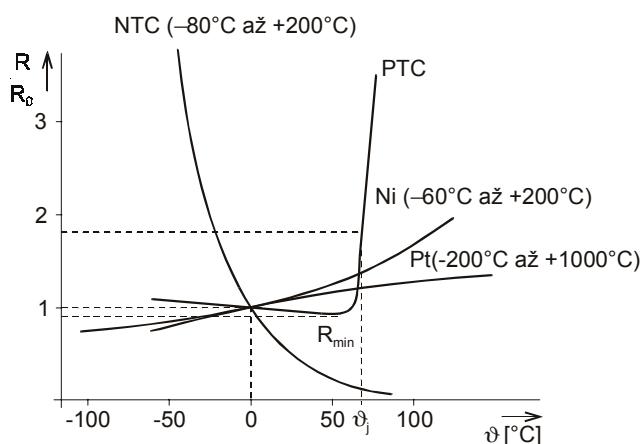
**Tabulka 19.1:** Vlastnosti materiálů pro odporové snímače teploty

Typ odporového snímače	Označení typu	Třída přesnosti	Pracovní rozsah [ ${}^0\text{C}$ ]
Cu měřicí odpory	Cu	2 a 3	-50 až +180
Ni měřicí odpory	Ni	3	-60 až +180
Pt měřicí odpory	Pt	1	-200 až +650
		2	-200 až +850

Na **Obrázek 19.14** je základní provedení kovových měřicích odporů teploty a teplotní závislost odporových snímačů teploty.



Obrázek 19.14: Odporové snímače teploty



Obrázek 19.15: Závislosti odporu na teplotě u různých odpovorových snímačů

### 19.2.1.2 Polovodičové

se dělí podle materiálu na

- polykryštallické (NTC a PTC)
- monokryštalycké (bez a s PN přechodem)

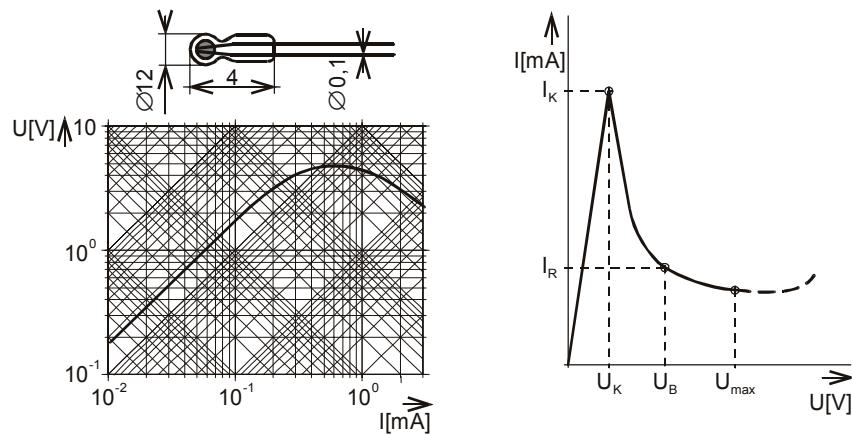
**Polykryštallické** jsou podle závislosti na teplotě negastory nebo posistory. Jako materiálu se používají kysličníky kovů a technologie slinutých materiálů. Podle parametrů se dělí na standardní a průmyslové. Rozsah použitelnosti obvykle od -50 do + 150 °C (-270 do + 100 °C).

Přibližná závislost odporu  $R$  negastoru (NTC) na teplotě  $T$  je

$$R \approx R_0 e^{-B \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad [\Omega; \Omega, K, K] \quad (19.5)$$

kde  $R$  ( $R_0$ ) je odpor NTC při teplotě  $T$  ( $T_0 = 298,15$  K, tj. 25 °C)  $B$  je materiálová konstanta [K]

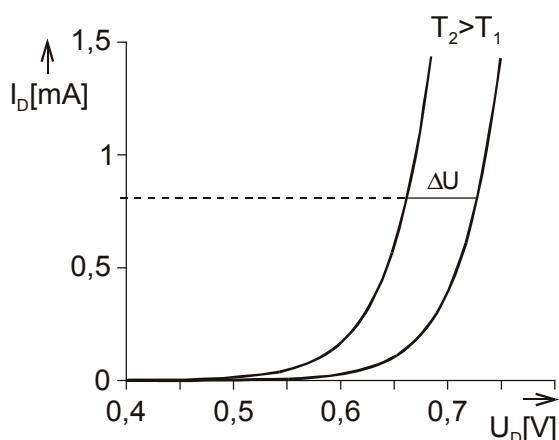
Na Obrázek 19.16 je provedení a V-A charakteristika negastoru a posistoru.



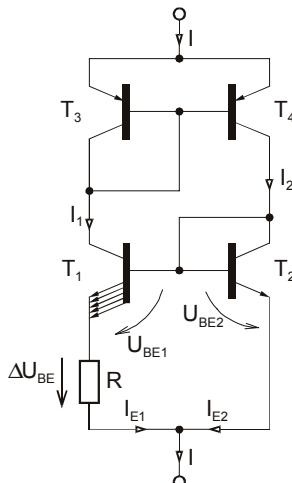
Obrázek 19.16: Provedení a V-A charakteristika negastoru a posistoru

**Monokrystalické** se vyrábí z obvyklých polovodičových materiálů (Si, Ge, In atd.). Bez PN přechodu a používají se zejména pro měření nízkých teplot.

S jedním nebo více PN přechody jsou používány diody, Zenerovy diody a tranzistory v diodovém zapojení. Nejčastěji jsou v integrovaném provedení (**Obrázek 19.17**). Využívá se teplotní závislosti napětí přechodu E-B na teplotě (u Si přibližně  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ) - **Obrázek 19.18**.



Obrázek 19.17: Závislost charakteristiky B-E přechodu na teplotě



**Obrázek 19.18:** Snímač teploty využívající změny napětí B-E na teplotě

### 19.2.2 Zapojení odporových snímačů teploty

Odporové snímače teploty se zapojují, kromě integrovaného provedení, obvykle do měřicího mostu. Vlastní měřicí odpor se pak připojuje tří- až šestivodičově (podle požadavků měření), aby se omezil nebo eliminoval parazitní vliv odporů přívodů. Velikost napájecího proudu nesmí způsobit přídavnou chybu měření. Pro přesná a číslicová měření se převodní charakteristika snímače linearizuje.

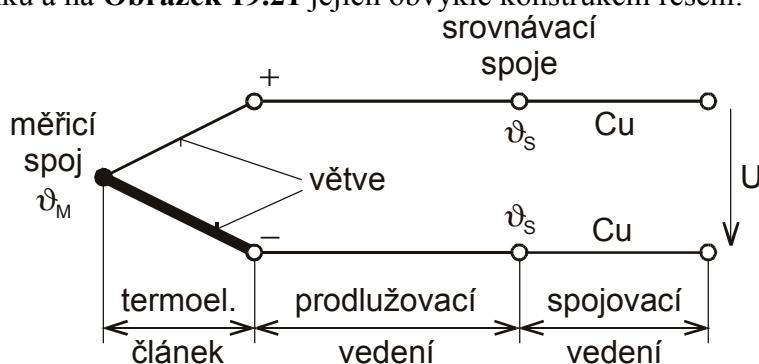
### 19.2.3 Termoelektrické snímače teploty

Princip těchto snímačů je založen na Seebeckově efektu. Výstupní napětí  $U$  na svorkách termočlánku (v jednom místě spojených materiálů -vodičů s rozdílnou výstupní prací a teplotou spoje  $\vartheta_M$  a teplotou srovnávacího spoje  $\vartheta_S$  - **Obrázek 19.19**) je

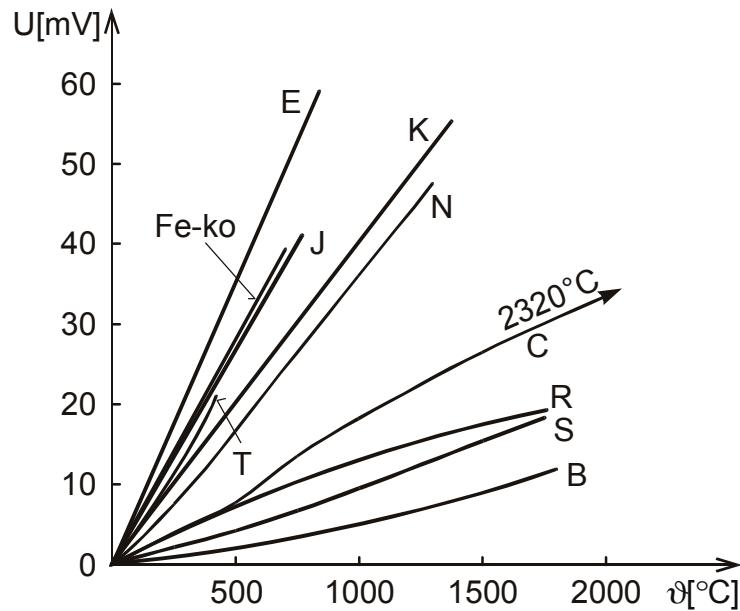
$$U = \alpha(\vartheta_M - \vartheta_S) \quad (19.6)$$

kde  $\alpha$  termoelektrický koeficient dané dvojice (páru) vodičů.

Vhodné materiály termoelektrických článků, jejich značení, tolerance, rozsah použití, terminologie a další stanoví ČSN 35 6710. Na **Obrázek 19.20** jsou statické charakteristiky termočlánků a na **Obrázek 19.21** jejich obvyklé konstrukční řešení.



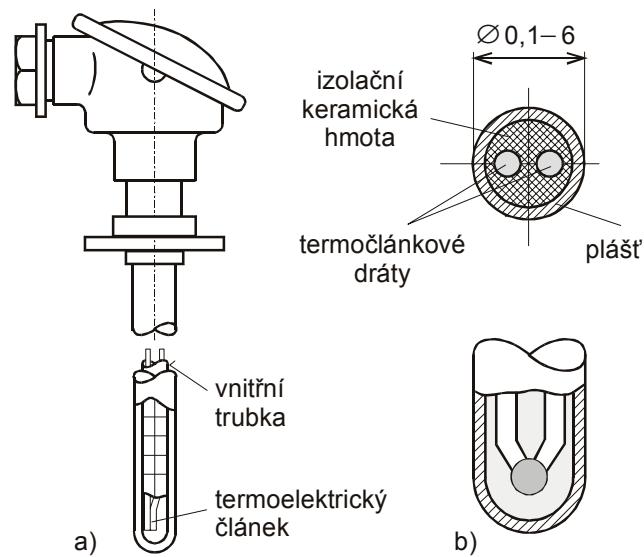
**Obrázek 19.19:** Termočlánek



Statické charakteristiky některých termoelektrických článků

E: NiCr-Ni	N: NiCrSi-NiSi
Fe-ko	C: WRe5-WRe26
J: Fe-CuNi	R: PtRh13-Pt
T: Cu-CuNi	S: PtRh10-Pt
K: NiCr-NiAl	B: PtRh30-PtRh6

Obrázek 19.20: Statické charakteristiky termočlánků



Obrázek 19.21: Provedení termočlánků

Teplota srovnávacího napětí se musí udržovat na konstantní teplotě nebo její změny kompenzovat (hardware nebo software) a výstupní signál z termočlánku zesílit na potřebnou velikost.

### 19.3 MĚŘENÍ TLAKU

Základní definice tlaku je

$$p = \frac{dF}{dS} \quad [ \text{Pa} = 1 \text{ N.m}^{-2} ] \quad (19.7)$$

$$1 \text{ bar} = 10^5 \text{ N.m}^{-2} = 10^5 \text{ Pa}$$

$$1 \text{ atm} = 1,01325 \cdot 10^5 \text{ Pa} = 1,01325 \text{ bar} = 760 \text{ mmHg}$$

Rozeznáváme tlak

- nulový (bez hmoty - vakuum)
- atmosférický (barometrický) - přetlak  
- podtlak
- rozdílový (diferenční)

a podle charakteru ho dělíme na

statický tlak  $p_s$

$$\text{dynamický tlak } p_d \quad \hat{p}_d = \frac{\vec{v}^2}{2} \rho_v \quad (19.8)$$

celkový (kombinovaný) tlak  $p_c$

Při známé ploše  $S$  převádíme měření **tlaku**  $p$  na měření **síly**  $F$ , která je definována jako

a) dynamická

$$F = \frac{dp}{dt} = \frac{d(mv)}{dt} = \frac{dm}{dt}v + m\frac{dv}{dt} \approx ma \quad [\text{N}] \quad (19.9)$$

b) statická

$$G = mg \quad [\text{N}] \quad (19.10)$$

$$g_n = 9,806 \text{ } 65 \text{ m.s}^{-2} \Rightarrow \text{závislost na geografické poloze.}$$

$$[F] = [G] = 1 \text{ N} = 1 \text{ kg.m.s}^{-2} \quad (1 \text{ kp} = 9,806 \text{ } 65 \cdot 10^3 \text{ N})$$

Rozsah měření sil v technické praxi se pohybuje obvykle v rozmezí od  $10^{-2}$  do  $10^8 \text{ N}$ .

Vztah mezi mechanickým napětím  $\sigma$  vyvolaným silou  $F$  a deformačním účinkem  $\epsilon$  (Hookův zákon)

$$\sigma = \frac{dF}{dS} = \frac{F}{S} = \epsilon E = \frac{\Delta l}{l} E \quad [\text{Pa}] \quad (19.11)$$

Vztahy (19.9) až (19.11) určují základní principy měření síly.

Požadavky na snímače síly:

1. velká tuhost
2. necitlivost na boční síly
3. stabilita a malá hystereze
4. malé rozměry
5. rychlá odezva (malá časová konstanta)
6. nízká cena

### Dělení snímačů síly

a) podle odezvy snímače

přímé měření (s elektricky aktivním prvkem)

nepřímé měření (s deformačním tělesem)

b) podle měřeného rozsahu

malé síly

střední síly

velké síly

c) podle charakteru měřené síly

statické síly

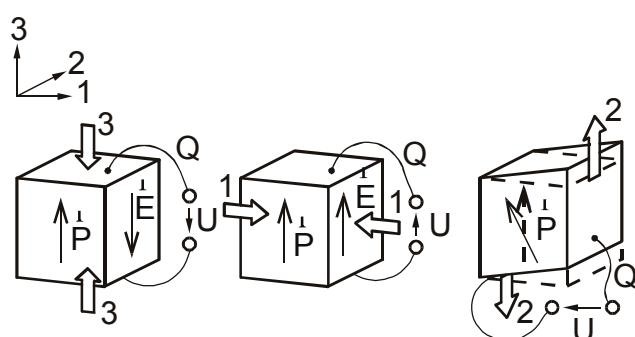
dynamické síly

kombinované síly

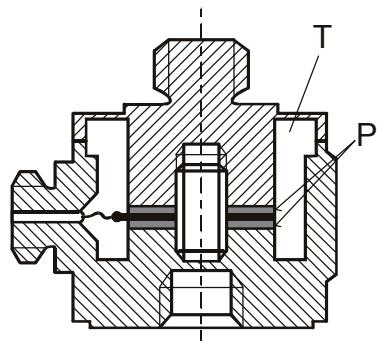
### • TYPY SNÍMAČŮ SÍLY

a) S elektricky aktivním prvkem (přímé)

- piezoelektrické ( $10^{-1}$  až  $10^9$  N)



Obrázek 19.22: Piezoelektrický snímač sil



Obrázek 19.23: Provedení piezoelektrického snímače síly

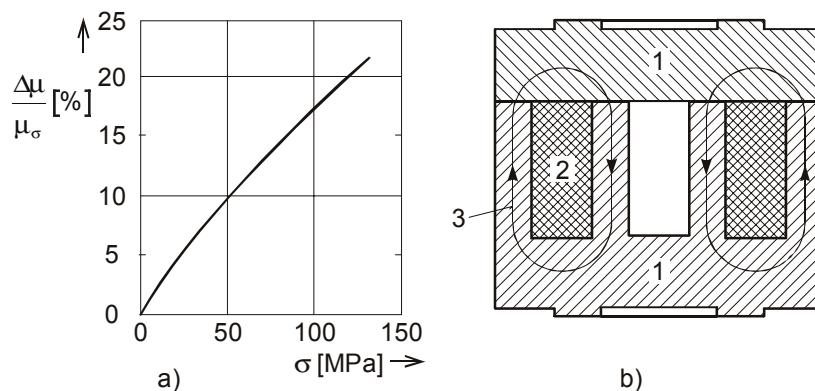
Jednosložkové, vícesložkové, řadové a maticové

Časová konstanta  $\Rightarrow$  požadavky na kabeláž

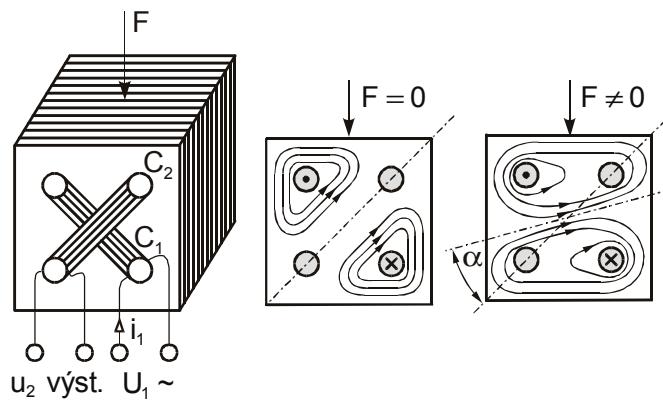
Zesilovač - externí a interní (nábojový výstup)  
- elektrometrický a nábojový

Triboelektrické jevy v kabelu

- magnetoelastické a anizotropní ( $10^3$  až  $10^7$  N)



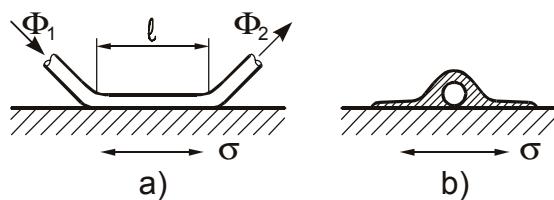
Obrázek 19.24: Magnetoelastický snímač



Obrázek 19.25: Anizotropní snímač síly

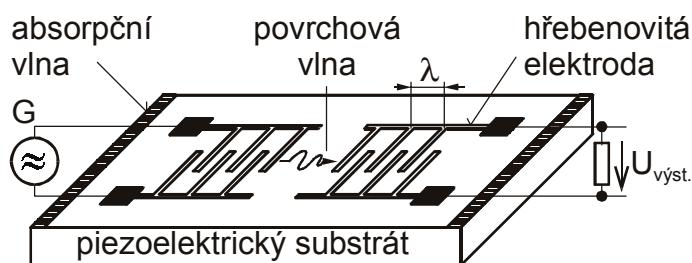
provedení impedanční a transformátorové

#### - optické



Obrázek 19.26: Optický snímač síly

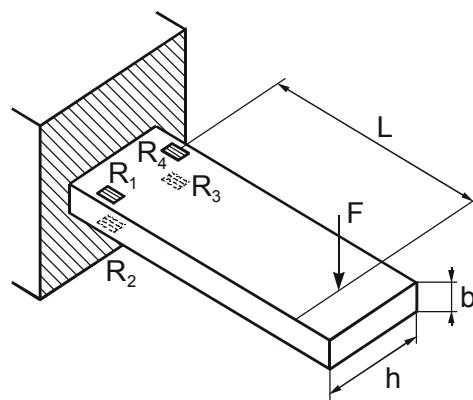
#### - rezonanční a fotoelastické



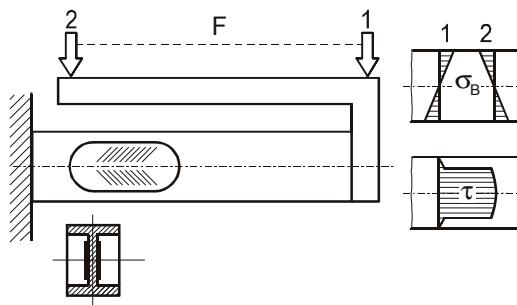
Obrázek 19.27: Rezonanční a fotoelastický snímač síly

#### b) S deformačním prvkem (nepřímé)

materiál a tvar deformačního prvku (tlak a tah obr.19-28, smyk obr.19-29)



**Obrázek 19.28:** Deformační prvek



**Obrázek 19.29:** Deformační prvek na smyk

- **Principy měření**
  - odporové (tenzometry, diodové, integrované)
  - indukčnostní ( $10^{-2}$  až  $10^8$  N),  $10 \text{ mV/V/N}$
  - kapacitní ( $10^{-2}$  až  $10^8$  N)
  - ostatní - speciální (strunové, hydraulické, kompenzační)

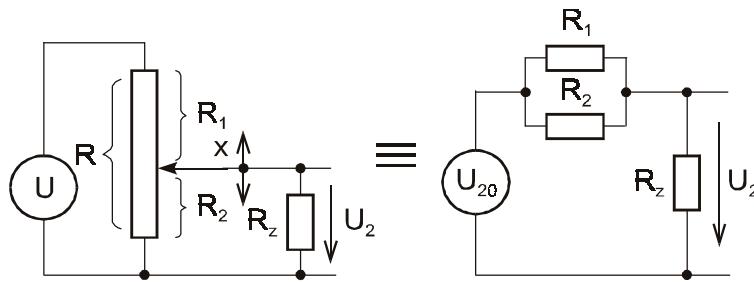
- **Metody měření**

jednosložkové  
vícesložkové  
řadové a maticové

## 19.4 MĚŘENÍ POLOHY

### 19.4.1 ODPOROVÉ SNÍMAČE

- plynulá změna odporu (Obrázek 19.30:)

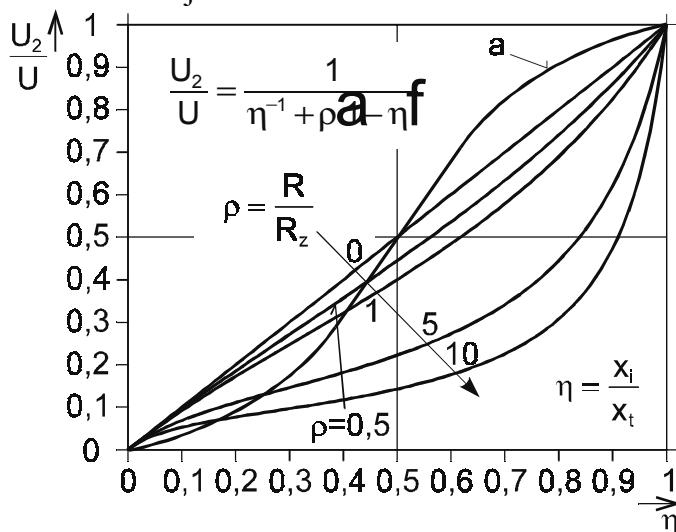


Obrázek 19.30: Odporový snímač polohy s potenciometrem

Potenciometry - kovové, nekovové

- lineární, funkční
- speciální

Převodní charakteristika je na Obrázek 19.31



Obrázek 19.31: Převodní charakteristika zatíženého potenciometru

- skoková změna odporu (elektrokontaktní)
- ovládání mechanicky nebo magnetickým polem

#### 19.4.2 KAPACITNÍ

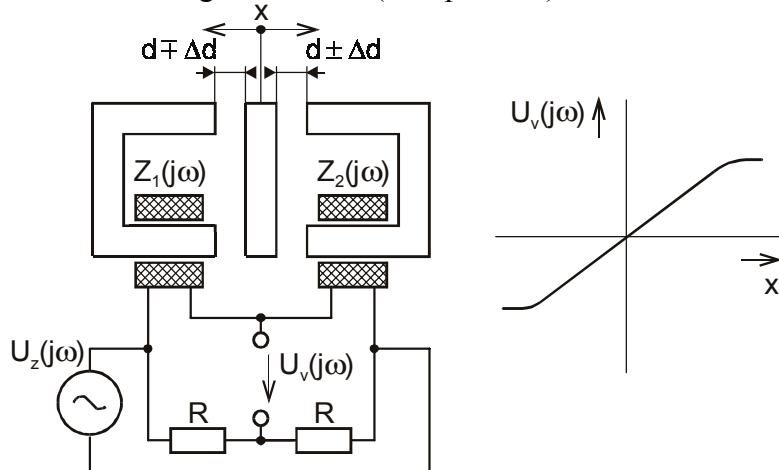
Využívá se změny kapacity  $C$  snímače na vzdálenosti  $d$  mezi elektrodami, na ploše  $S$  elektrod nebo na dielektriku  $\epsilon$  (viz vztah 19.12)

$$C = \epsilon \cdot \frac{S}{d} \quad (19.16)$$

#### 19.4.3 INDUKČNOSTNÍ

- s malou vzduchovou mezerou
- s otevřeným magnetickým obvodem Obrázek 19.32

- induktosyny
- selsyny, resolversy
- s potlačeným magnetickým polem
- magnetostriktční (→ speciální)



Obrázek 19.32: Indukčnostní snímač polohy

#### 19.4.4 OPTICKÉ

- s nábojově vázanou strukturou (CCD)
- polohově citlivé (PSD)
- inkrementální
- absolutní
- laserové měřiče
- triangulační dálkoměry
- LIDAR
- interferometry

#### 19.4.5 SPECIÁLNÍ

- fluidikové
- magnetické
- proximační (přibližovací) spínače
- indukčnostní
- kapacitní
- optické
- ....

### 19.5 Měření mechanického napětí

Zjišťování mechanického napětí (pnutí) v materiálech představuje širokou aplikační oblast. Nejčastěji se zde používají různé druhy tenzometrů, z nichž nejrozsáhlejší využití mají

odporové tenzometry. V principu využívají změny odporu (vodivosti) kovů nebo polovodičů na mechanickém namáhání.

Změna vodivosti kovů při deformaci

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (19.12)$$

kde  $\rho$  je měrný odpor

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} (1 + 2\mu_p) \approx \frac{\Delta l}{l} (1 + \beta_\rho + 2\mu_p) = K \frac{\Delta l}{l} \quad (19.13)$$

kde  $\mu_p$  je součinitel příčného stlačení (Poissonovo číslo)

$\alpha_\rho$  je součinitel úměrnosti

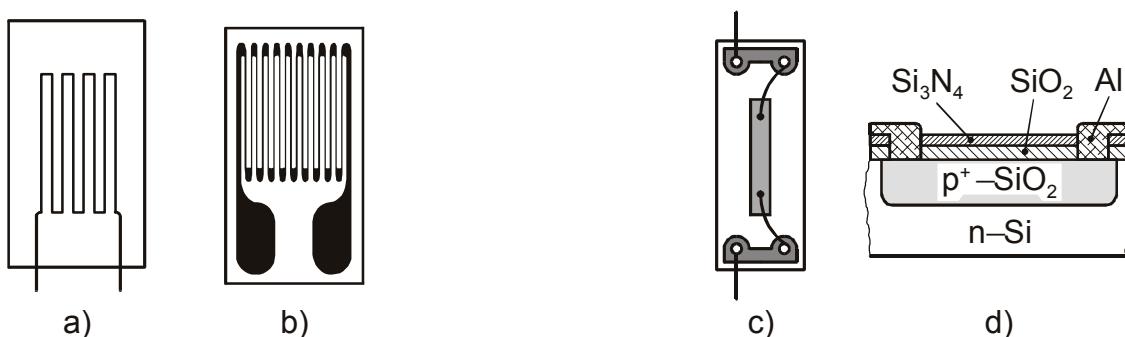
$K$  je součinitel deformační citlivosti

Základní vlastnosti tenzometrů

Konstrukce a použití

### Dělení snímačů

Kovové tenzometry - drátkové, fóliové a vrstvové (**Obrázek 19.33a,b**)



**Obrázek 19.33:** Tenzometry

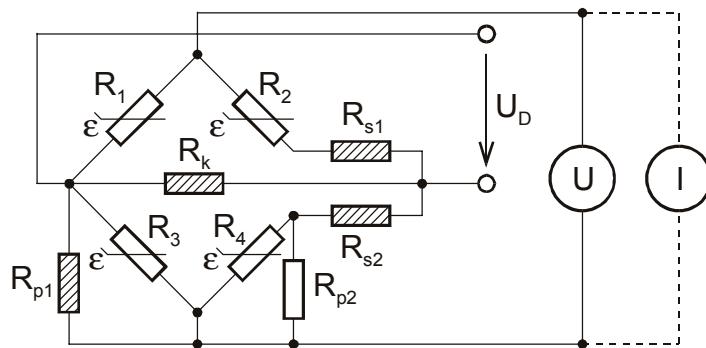
Polovodičové tenzometry – monokrystalické, polykrystalické (**Obrázek 19.33c,d**)

Deformace polovodičového přechodu

Dynamický režim tenzometrů

Parazitní vlivy, kompenzace

Zapojení tenzometrů (**Obrázek 19.34**), ochrana měřeného místa



Obrázek 19.34: Zapojení tenzometrů

## 19.6 Měření rychlosti

Rychlosť  $v$  definuje změnu polohy tělesa v daném časovém intervalu a souřadnicové soustavě. Rozlišujeme rychlosť okamžitou, střední (průměrnou). Základní jednotkou je  $\text{m.s}^{-1}$ . Obvykleji se vyjadřuje v  $\text{km.h}^{-1}$  ( $1 \text{ km.h}^{-1} = 0,27 \text{ m.s}^{-1}$ ).

Zvláštním případem obecného pohybu je pohyb tělesa po kružnici kolem osy rotace. Rychlosť v tomto případě označujeme jako úhlovou rychlosť  $\omega$  (vektor). Hlavní jednotkou je  $\text{rad.s}^{-1}$ . V případě rovnoměrného kruhového pohybu je  $\omega = \text{konst.}$  a těleso vykoná jednu otáčku za dobu nazývanou periodou  $T$  (převrácená hodnota je frekvence  $f$ ). Frekvence otáčení, otáčky  $n$ , jsou vyjádřeny

$$n = \frac{\omega}{2\pi} \quad [\text{s}^{-1}] \quad (19.14)$$

V technické praxi je běžné vyjadřovat otáčky za minutu

$$n = 60.f \quad [\text{min}^{-1}; \text{s}^{-1}] \quad (19.15)$$

Rozsah rychlosti se běžně pohybuje v rozmezí od  $10^{-2} \text{ m.s}^{-1}$  do  $10^4 \text{ km.h}^{-1}$ , u otáček v rozmezí od  $10^0$  do  $10^5 \text{ min}^{-1}$ .

Praktické požadavky (poloha, rychlosť a zrychlení)

### Dělení metod (měřičů) úhlové rychlosti

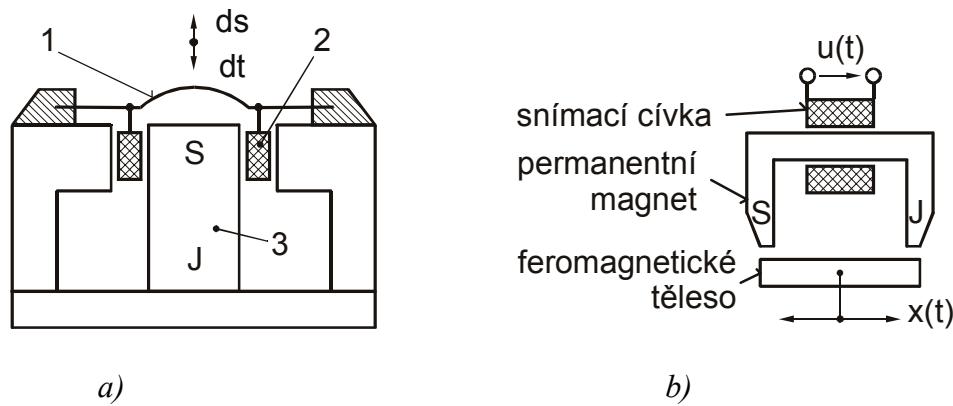
#### A) s neelektrickým výstupním signálem

1. odstředivé
2. rezonanční
3. mechanické s čítačem
4. kapalinové
5. stroboskopické

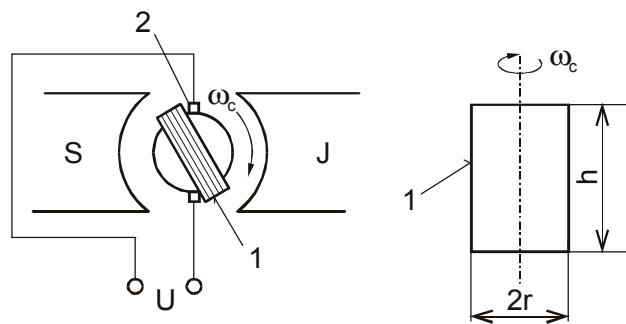
#### B) s elektrickým výstupním signálem - analogové

1. indukční stejnosměrné
2. indukční střídavé

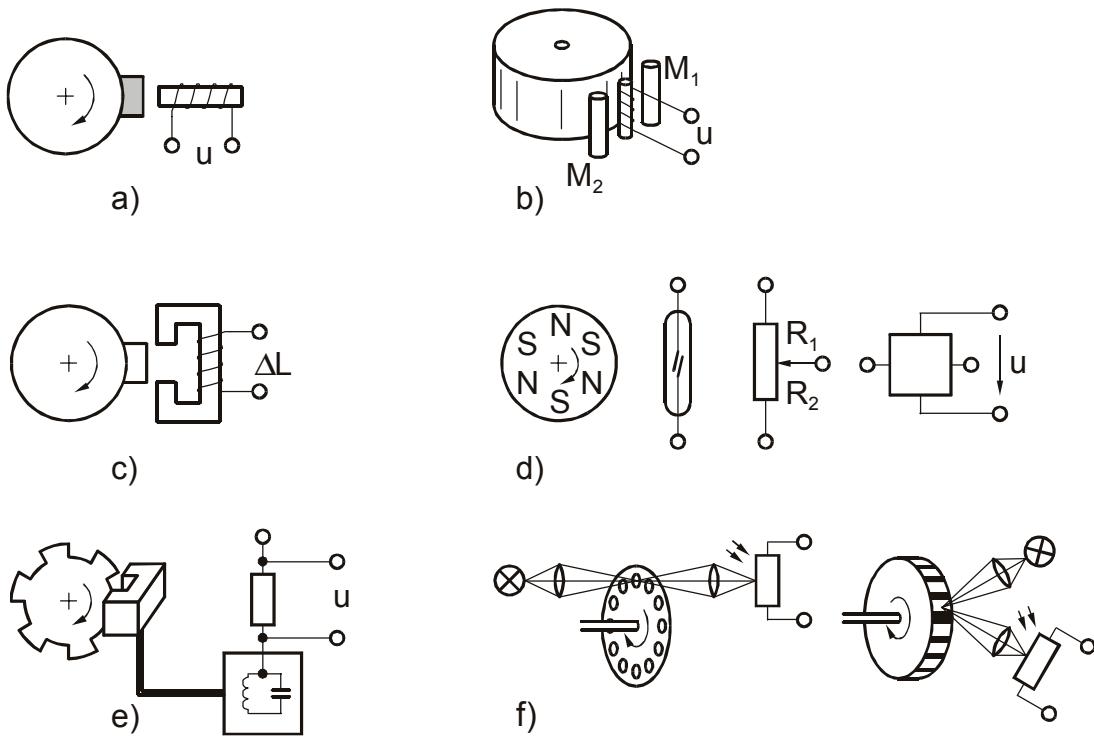
## 3. indukční střídavé s buzením

**Obrázek 19.35:** Elektrodynamický a elektromagnetický snímač kmitů

Na **Obrázek 19.35a** je principiální zobrazení elektrodynamického snímače rychlosti kmitů, na **Obrázek 19.35b** elektromagnetický snímač elektromagnetického snímače rychlosti kmitů a na **Obrázek 19.36** snímače úhlové rychlosti.

**Obrázek 19.36:** Snímač úhlové rychlosti**C) s elektrickým výstupním signálem - číslicové (impulsní)**

1. elektrokontaktní
2. indukční
3. indukčnostní
4. kapacitní
5. magnetické
6. fotoelektrické



**Obrázek 19.37:** Princip impulsních snímačů otáček

Na **Obrázek 19.37** je principiální znázornění impulsních snímačů otáček. V případě ad a) jde o indukční snímač, b) Wiegandův snímač, c) indukčnostní snímač, d) elektrokontaktní (jazýčkové relé a Halovu sondu), e) oscilátorový snímač a f) optoelektronické snímače.

## Seznam použité a doporučené literatury

- [1] HAASZ, V. - SEDLÁČEK, M.: Elektrická měření. Vydatelství ČVUT Praha, 1998
- [2] ČEJKA, M. – MATYÁŠ, V.: Elektronická měřicí technika. Nakladatelství VUTIUM Brno, 2002
- [3] GESCHEIDTOVÁ, E. – REZ, J. – STEINBAUER, M.: Měření v elektrotechnice. Vydatelství VUT Brno, nakladatelství VUTIUM, 2002
- [4] GESCHEIDTOVÁ, E. a kol.: Základní metody měření v elektrotechnice. Vydatelství VUT Brno, vydatelství CERM, 2001
- [5] ĎAĎO, S. - SEDLÁČEK, M.: Měření aktivních veličin s neharmonickými průběhy. SNTL Praha, 1987
- [6] MATOUŠEK, A. - HRADIL, F.: Provozní měření v elektrotechnice. Nakladatelství STROM Praha, 1996
- [7] ĎAĎO, S.: Syntéza měřicích přístrojů. Vydatelství ČVUT Praha, 1997
- [8] DOSTÁL, J.: Operační zesilovače. SNTL Praha, 1981
- [9] CLYDE, F. - COOMBS, J.: Electronic instrument Handbook. Vydatelství McGraw-Hill Inc. USA, 1995
- [10] DUFEK, M. - HRABÁK, J. - TRNKA, Z.: Magnetická měření. SNTL Praha, 1964
- [11] SEDLÁČEK, M.: Zpracování signálů v měřicí technice. Vydatelství ČVUT Praha, 1996
- [12] MIKULA, V. – VRBA, K.: Číslicová a impulsová technika 1. Nakladatelství VUT, Brno 1992
- [13] GOFTON, P. W.: Sériová komunikace. Nakladatelství Grada, Praha 1995
- [14] ČSN 34 5880: Stejnosměrná měření magnetických materiálů. Vydatelství ÚNM, 1985
- [15] ČSN 34 5872: Měření magnetických vlastností plechů pro elektrotechniku. Vydatelství ÚNM, 1984
- [16] IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement
- [17] IEEE Transaction on Magnetics
- [18] -: Low Level Measurements. Keithley, 5th Edition.
- [19] -: Data Acquisition and Control handbook. Keithley, 1th Edition.
- [20] -: Firemní prospekty firmy Tectra AG Zurich
- [21] -: Firemní prospekty firmy Metra Blansko
- [22] <http://www.bipm.fr>
- [23] <http://www.cmi.cz>
- [24] ĎAĎO,S.-KREIDL,M.: Senzory a měřicí obvody. ČVUT Praha, 1996
- [25] ZEHNULA,K.: Převodníky fyzikálních veličin. VUT FEI Brno, 1990
- [26] ZEHULA,K.: Snímače neelektrických veličin. SNTL Praha, 1983
- [27] ZEHULA,K.: Čidla robotů. SNTL Praha, 1990
- [28] JENČÍK,J.-KUHN,L.: Technická měření ve strojírenství. SNTL Praha, 1982
- [29] INTERNET, Databáze ..., Firemní literatura (dokumentace)
- [30] JENČÍK,J: Principy měření průtoku a množství tekutin. AUTOMA č.2(2002), str.4-6
- [31] MATYÁŠ,V.: Automatizace měření. Praha, SNTL/ALFA 1987
- [32] MAGRAB,E.B.- BLOMQUIST,D.S.: The Measurement of Time-Varying Phenomena. New York, Wiley 1971.
- [33] MIRTES,B.-SÝKORA,Z.: Číslicové měření a zpracování analogových veličin. Praha, SNTL 1971.
- [34] MATYÁŠ,V.: Měření, analýza a vytváření náhodných procesů. Praha, SNTL 1975.

- [35] MATYÁŠ,V.: Elektronické měřicí přístroje. Praha, SNTL/ALFA 1981.
- [36] DRACHSEL,R.-RICHTER,W.: Grundlagen der elektrischen Messtechnik. Berlin, Technik 1983
- [37] KOCOUREK,P. a kol.: Číslicové měřicí systémy. Praha, ČVUT 1994

Při zpracování tohoto textu byla využita firemní literatura a webové stránky firem Anritsu, Agilent Technologies, Hewlett-Packard, Hung-Chang, Kikusui, LeCroy, Metra Blansko, Philips, Rhode-Schwartz, Tektonix, Tesla a další.