

Analogová technika

Garant předmětu:

Prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Autoři textu:

Prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Ing. Ivo Lattenberg, Ph.D.

Ing. Lukáš Matějčík

Obsah

1	STAVEBNÍ PRVKY ANALOGOVÝCH OBVODŮ	7
2	VNITŘNÍ STRUKTURA ANALOGOVÝCH INTEGROVANÝCH OBVODŮ	7
2.1	ELEMENTÁRNÍ ZAPOJENÍ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE	7
2.1.1	<i>Diferenční zesilovač s bipolárními tranzistory.....</i>	<i>7</i>
2.1.2	<i>Diferenční zesilovač s unipolárními tranzistory.....</i>	<i>10</i>
2.1.3	<i>Elementární diferenční operační zesilovač</i>	<i>11</i>
2.2	UNIVERZÁLNÍ OPERAČNÍ ZESILOVAČE	12
2.3	PŘÍSTROJOVÉ A ELEKTROMETRICKÉ OPERAČNÍ ZESILOVAČE.....	14
2.4	RYCHLÉ OPERAČNÍ ZESILOVAČE	14
2.5	NETRADIČNÍ OBVODOVÉ PRVKY	15
2.6	NOVÉ TYPY ŠIROKOPÁSMOVÝCH ZESILOVAČŮ.....	18
3	ŠIROKOPÁSMOVÉ ZESILOVAČE.....	20
3.1	FREKVENČNÍ ZÁVISLOST PROUDOVÉHO ZESILOVACÍHO Činitele	20
3.2	VLIV VNĚJŠÍCH A PARAZITNÍCH KAPACIT TRANZISTORU	20
3.3	KASKÓDOVÝ ZESILOVAČ	20
3.4	DIFERENČNÍ ZESILOVAČ JAKO ŠIROKOPÁSMOVÝ ZESILOVAČ	20
3.5	SYMETRICKÝ ŠIROKOPÁSMOVÝ ZESILOVAČ.....	20
3.6	TRANSIMPEDANČNÍ ZESILOVAČE	20
4	VÝKONOVÉ ZESILOVAČE	21
4.1	EMITOROVÝ SLEDOVAČ JAKO ZESILOVAČ VÝKONU	21
4.2	KOMPLEMENTÁRNÍ EMITOROVÝ SLEDOVAČ JAKO POSILOVAČ	22
4.2.1	<i>Komplementární emitorový sledovač pracující ve třídě B</i>	<i>22</i>
4.2.2	<i>Komplementární emitorový sledovač pracující ve třídě AB.....</i>	<i>23</i>
4.2.3	<i>Realizace předpětí tranzistorů.....</i>	<i>25</i>
4.3	KONCOVÉ ZESILOVAČE S DARLINGTONOVÝM ZAPOJENÍM.....	26
4.4	KONCOVÉ ZESILOVAČE S VÝKONOVÝMI TRANZISTORY MOSFET	27
5	LINEÁRNÍ OBVODY.....	28
6	FILTRY	28
6.1	ÚVOD	28
6.2	PASIVNÍ FILTRY RC A RLC	29
6.2.1	<i>Dolní propust RC prvního řádu.....</i>	<i>29</i>
6.2.2	<i>Dolní propust RLC druhého řádu.....</i>	<i>32</i>
6.2.3	<i>Horní propust RC prvního řádu</i>	<i>34</i>
6.2.4	<i>Pásmová propust RC prvního řádu</i>	<i>36</i>
6.2.5	<i>Pasivní pásmová zádrž RC - Wienův-Robinsonův můstek</i>	<i>39</i>
6.3	APROXIMACE PŘENOSOVÉ FUNKCE.....	41
6.3.1	<i>Aproximace přenosové funkce dle Butterwortha.....</i>	<i>44</i>
6.3.2	<i>Aproximace přenosové funkce dle Čebyševa.....</i>	<i>47</i>
6.3.3	<i>Aproximace přenosové funkce dle Bessela.....</i>	<i>52</i>
7	AKTIVNÍ FILTRY	55
7.1	AKTIVNÍ FILTRY RC	56
7.2	AKTIVNÍ PRVKY FILTRŮ RC.....	57
7.2.1	<i>Operační zesilovač</i>	<i>57</i>

7.2.2	<i>Proudové konvejory</i>	58
7.2.3	<i>Napěťový konvektor</i>	58
7.2.4	<i>Univerzální proudový konvektor (UCC)</i>	59
7.2.5	<i>Transkonduktanční zesilovače – OTA, BOTA, MOTA</i>	59
7.2.6	<i>Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou – CFA</i>	60
7.3	TYPY AKTIVNÍCH FILTRŮ RC	61
7.3.1	<i>Aktivní filtr s jednoduchou smyčkou zpětné vazby</i>	61
7.3.2	<i>Aktivní filtr s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby</i>	63
7.3.3	<i>Aktivní filtry se zesilovači s konečným zesílením</i>	64
7.3.4	<i>Aktivní filtry s několika zesilovači</i>	66
7.3.5	<i>Nekaskádní aktivní filtry s operačními zesilovači</i>	67
7.3.6	<i>Nekaskádní aktivní filtry s moderními aktivními prvky</i>	69
7.3.7	<i>Aktivní filtry navržené metodou autonomního obvodu</i>	72
8	NELINEÁRNÍ OBVODY	72
9	OBVODY S ELEKTRONICKÝMI SPÍNAČI	72
10	D/A A A/D PŘEVODNÍKY	72
11	KOMPARÁTORY	72
11.1	<i>VNITŘNÍ STRUKTURA KOMPARÁTORU</i>	72
11.2	<i>VLASTNOSTI KOMPARÁTORŮ</i>	73
11.3	<i>KOMPARÁTOR S HYSTEREZÍ</i>	74
12	GENERÁTORY	76
12.1	<i>LC OSCILÁTORY</i>	76
12.2	<i>OSCILÁTORY RC</i>	79
12.3	<i>OSCILÁTORY MODELUJÍCÍ DIFERENCIÁLNÍ ROVNICI HARMONICKÝCH KMITŮ</i>	84
12.4	<i>KRYSTALOVÉ OSCILÁTORY</i>	86
12.4.1	<i>Elektrické vlastnosti krystalu</i>	86
12.4.2	<i>Základní typy krystalových oscilátorů</i>	88
12.5	<i>FUNKČNÍ GENERÁTORY</i>	90
12.5.1	<i>Základní uspořádání funkčního generátoru</i>	91
12.5.2	<i>Příklady zapojení funkčních generátorů</i>	92
12.6	<i>MULTIVIBRÁTORY</i>	97
12.7	<i>MULTIVIBRÁTORY S ČASOVAČEM 555</i>	99
13	NAPÁJECÍ ZDROJE	101
13.1	<i>USMĚRŇOVAČE</i>	101
13.2	<i>ZÁKLADNÍ USPOŘÁDÁNÍ STABILIZÁTORŮ NAPĚTÍ</i>	101
13.2.1	<i>Stabilizátor s referenční diodou</i>	101
13.2.2	<i>Stabilizátor s tranzistorem</i>	102
13.3	<i>REGULAČNÍ PRVKY STABILIZÁTORŮ</i>	103
13.4	<i>ELEKTRONICKÉ POJISTKY</i>	103
13.5	<i>INTEGROVANÉ STABILIZÁTORY</i>	103

Seznam obrázků

OBR. 2.1:	DIFERENČNÍ ZESILOVAČ S BIPOLÁRNÍMI TRANZISTORY	8
OBR. 2.2:	DIFERENČNÍ ZESILOVAČ S UNIPOLÁRNÍMI TRANZISTORY	10
OBR. 2.3:	ELEMENTÁRNÍ USPOŘÁDÁNÍ DIFERENČNÍHO OPERAČNÍHO ZESILOVAČE	11
OBR. 2.4:	VNITŘNÍ STRUKTURA UNIVERZÁLNÍHO OPERAČNÍHO ZESILOVAČE VYCHÁZEJÍCÍHO Z NÁVRHU R. J. WIDLARA	12
OBR. 2.5:	VNITŘNÍ STRUKTURA UNIVERZÁLNÍHO OPERAČNÍHO ZESILOVAČE VYCHÁZEJÍCÍHO Z NÁVRHU D. J. FULLAGARA	13
OBR. 2.6:	VNITŘNÍ STRUKTURA UNIVERZÁLNÍHO UNIPOLÁRNÍHO OPERAČNÍHO ZESILOVAČE	13
OBR. 2.7:	PŘÍSTROJOVÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ TYPOVÉ ŘADY 725	14
OBR. 2.8:	VÝCHOZÍ STRUKTURA PRO NÁVRH PROUDOVÝCH KONVEJORŮ	15
OBR. 2.9:	A) BIPOLÁRNÍ STRUKTURA PROUDOVÉHO KONVEJORU CCIII+, B) BIPOLÁRNÍ STRUKTURA PROUDOVÉHO KONVEJORU CCIII-	16
OBR. 2.10:	BIPOLÁRNÍ STRUKTURA PRVKU CDBA	17
OBR. 2.11:	PŘÍKLAD STRUKTURY ZESILOVAČE S PROUDOVOU ZPĚTNOU VAZBOU	18
OBR. 2.12:	ŠIROKOPÁSMOVÝ OPERAČNÍ TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČ	19
OBR. 2.13:	OPERAČNÍ TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČ S VYSOKOIMPEDANČNÍMI VSTUPY 19	
OBR. 4.1:	EMITOROVÝ SLEDOVAČ JAKO ZESILOVAČ VÝKONU	21
OBR. 4.2:	KOMPLEMENTÁRNÍ EMITOROVÝ SLEDOVAČ	22
OBR. 4.3:	PŘECHODOVÉ ZKRESLENÍ DVOJČINNÉHO ZESILOVAČE PRACUJÍCÍHO VE TŘÍDĚ B ...	23
OBR. 4.4:	KŘIVKY ZOBRAZUJÍCÍ CELKOVÝ PŘÍKON P_{TOT} , VÝSTUPNÍ VÝKON P_L A ZTRÁTOVÝ VÝKON P_{TI} KOMPLEMENTÁRNÍHO EMITOROVÉHO SLEDOVAČE	23
OBR. 4.5:	KOMPLEMENTÁRNÍ EMITOROVÝ SLEDOVAČ PRACUJÍCÍ VE TŘÍDĚ AB A) SE DVĚMA ZDROJI, B) S JEDNÍM ZDROJEM PŘEDPĚTÍ	24
OBR. 4.6:	PŘECHODOVÉ ZKRESLENÍ DVOJČINNÉHO ZESILOVAČE PRACUJÍCÍHO VE TŘÍDĚ AB	24
OBR. 4.7:	STABILIZACE PRACOVNÍHO BODU POMOCÍ ODPORŮ V EMITORECH TRANZISTORŮ ..	25
OBR. 4.8:	PŘEDPĚTÍ TRANZISTORŮ REALIZOVÁNO POMOCÍ DVOU DIOD	25
OBR. 4.9:	PŘEDPĚTÍ TRANZISTORŮ REALIZOVÁNO NÁSOBIČEM NAPĚTÍ REALIZOVANÉHO POMOCÍ TRANZISTORU	26
OBR. 4.10:	A) DARLINGTONOVO ZAPOJENÍ, B) KOMPLEMENTÁRNÍ DARLINGTONOVO ZAPOJENÍ TRANZISTORŮ	26
OBR. 4.11:	A) KOMPLEMENTÁRNÍ DARLINGTONOVA DVOJICE, B) KVAZI-KOMPLEMENTÁRNÍ DARLINGTONOVA DVOJICE	27
OBR. 4.12:	KOMPLEMENTÁRNÍ ZESILOVAČ VÝKONU S TRANZISTORY MOSFET	28
OBR. 6.1:	PASIVNÍ DOLNÍ PROPUST PRVNÍHO ŘÁDU	29
OBR. 6.2:	BODEHO DIAGRAM A) MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA A B) ARGUMENTOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA	30
OBR. 6.3:	ČASOVÁ ODEZVA FILTRU NA JEDNOTKOVÝ SKOK	31
OBR. 6.4:	BODEŮV DIAGRAM DOLNÍ PROPUSTI PRVNÍHO ŘÁDU Z OBR. 6.1	32
OBR. 6.5:	A) PASIVNÍ DOLNÍ PROPUST RLC DRUHÉHO ŘÁDU A B) ODPOVÍDAJÍCÍ PRŮBĚHY MODULU A ARGUMENTU PŘENOSOVÉ FUNKCE	33
OBR. 6.6:	PRŮBĚH MODULU PŘENOSOVÉ FUNKCE DOLNÍ PROPUSTI DRUHÉHO ŘÁDU V ZÁVISLOSTI NA ÚHLOVÉM KMITOČTU NORMOVANÉM A) VZHLEDEM K ω_M , B) VZHLEDEM K ω_R PRO RŮZNÉ HODNOTY Činitele JAKOSTI	34
OBR. 6.7:	PASIVNÍ HORNÍ PROPUST RC PRVNÍHO ŘÁDU	35
OBR. 6.8:	PRŮBĚH MODULU A ARGUMENTU PŘENOSOVÉ FUNKCE HORNÍ PROPUSTI RC PRVNÍHO ŘÁDU	35
OBR. 6.9:	ČASOVÁ ODEZVA NA JEDNOTKOVÝ SKOK	36
OBR. 6.10:	PASIVNÍ PÁSMOVÁ PROPUST RC	36

OBR. 6.11:	MODUL A ARGUMENT PŘENOSU PASIVNÍ PÁSMOVÉ PROPUSTI	37
OBR. 6.12:	TRANSFORMACE DOLNÍ PROPUSTI (ČÁRKOVANĚ) NA PÁSMOVOU PROPUST	38
OBR. 6.13:	MODULOVÉ A ARGUMENTOVÉ CHARAKTERISTIKY PÁSMOVÝCH PROPUSTÍ DRUHÉHO ŘÁDU	39
OBR. 6.14:	PÁSMOVÁ ZÁDRŽ RC – WIENŮV-ROBINSONŮV MŮSTEK	39
OBR. 6.15:	MODULOVÁ A ARGUMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA PASIVNÍ PÁSMOVÉ ZÁDRŽE	40
OBR. 6.16:	MODULOVÉ A ARGUMENTOVÉ CHARAKTERISTIKY PÁSMOVÝCH ZÁDRŽÍ DRUHÉHO ŘÁDU	41
OBR. 6.17:	RŮZNÉ TYPY APROXIMACÍ PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ DOLNÍCH PROPUSTÍ A) ČTVRTÉHO ŘÁDU, B) DESÁTÉHO ŘÁDU	42
OBR. 6.18:	A) PŘECHODOVÉ CHARAKTERISTIKY DOLNÍCH PROPUSTÍ ČTVRTÉHO ŘÁDU PRO RŮZNÉ TYPY APROXIMACÍ PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ, B) K VYSVĚTLENÍ DOBY ČELA, DOBY ZPOŽDĚNÍ, A RELATIVNÍHO PŘEKMITU VÝSTUPNÍHO SIGNÁLU DOLNÍ PROPUSTI	43
OBR. 6.19:	PRŮBĚHY MODULOVÝCH CHARAKTERISTIK FILTRŮ APROXIMOVANÝCH DLE BUTTERWORTH A	45
OBR. 6.20:	MODULOVÉ CHARAKTERISTIKY FILTRŮ APROXIMOVANÝCH DLE ČEBYŠEVA SE ZVLNĚNÍM $\Delta K = 3$ dB: A) PRO FILTRY SUDÉHO ŘÁDU, B) PRO FILTRY LICHÉHO ŘÁDU	51
OBR. 6.21:	MODULOVÉ CHARAKTERISTIKY FILTRŮ ČTVRTÉHO ŘÁDU APROXIMOVANÝCH DLE ČEBYŠEVA PRO RŮZNÉ VELIKOSTI ZVLNĚNÍ ΔK	52
OBR. 6.22:	PRŮBĚHY MODULOVÝCH CHARAKTERISTIK FILTRŮ APROXIMOVANÝCH DLE BESSELA	54
OBR. 6.23:	A) ARGUMENTOVÉ CHARAKTERISTIKY, B) ZÁVISLOST SKUPINOVÉHO ZPOŽDĚNÍ NA KMITOČTU PRO RŮZNÉ TYPY FILTRŮ ČTVRTÉHO ŘÁDU	55
OBR. 7.1:	A) SYMBOLICKÁ ZNAČKA OPERAČNÍHO ZESILOVAČE, B) PŘÍMÉ SPOJENÍ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE SE SPOLEČNÝM VODIČEM, C) NEPŘÍMÉ SPOJENÍ SE SPOLEČNÝM VODIČEM	57
OBR. 7.2:	TŘÍBRANOVÝ PROUDOVÝ KONVEJOR	58
OBR. 7.3:	SCHÉMATICKÁ ZNAČKA OBECNÉHO NAPĚŤOVÉHO KONVEJORU	59
OBR. 7.4:	SCHÉMATICKÁ ZNAČKA UNIVERZÁLNÍHO PROUDOVÉHO KONVEJORU	59
OBR. 7.5:	SCHÉMATICKÁ ZNAČKA TRANSKONDUKTANČNÍHO ZESILOVAČE A) OTA (OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER) A B) BOTA (BALLANCED OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER)	60
OBR. 7.6:	SCHÉMATICKÁ ZNAČKA ZESILOVAČE S PROUDOVOU ZPĚTNOU VAZBOU – CFA (CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER)	60
OBR. 7.7:	AKTIVNÍ FILTR S JEDNODUCHOU SMYČKOU ZPĚTNÉ VAZBY	61
OBR. 7.8:	JEDNODUCHÝ TYP AKTIVNÍHO FILTRU S ROZVĚTVENOU SMYČKOU ZPĚTNÉ VAZBY	63
OBR. 7.9:	DOLNÍ PROPUST S ROZVĚTVENOU SMYČKOU ZPĚTNÉ VAZBY	63
OBR. 7.10:	HORNÍ PROPUST S ROZVĚTVENOU SMYČKOU ZPĚTNÉ VAZBY	64
OBR. 7.11:	AKTIVNÍ FILTR SE ZESILOVAČEM S KONEČNÝM ZESÍLENÍM	65
OBR. 7.12:	DOLNÍ PROPUST S Kladnou ZPĚTNOU VAZBOU	65
OBR. 7.13:	HORNÍ PROPUST S Kladnou ZPĚTNOU VAZBOU	66
OBR. 7.14:	ZAPOJENÍ FILTRU S VÍCE ZESILOVAČI (KHN FILTR)	66
OBR. 7.15:	JINÉ ZAPOJENÍ AKTIVNÍHO FILTRU SE TŘEMI ZESILOVAČI (DLE TOWA)	67
OBR. 7.16:	REALIZAČNÍ STRUKTURY NEKASKÁDNÍCH AKTIVNÍCH DOLNÍCH PROPUSTÍ N -TÉHO ŘÁDU A) PRO N SUDÉ, B) PRO N LICHÉ	68
OBR. 7.17:	NEKASKÁDNÍ DOLNÍ PROPUST ČTVRTÉHO ŘÁDU S PROUDOVÝMI KONVEJORY	69
OBR. 7.18:	KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY DOLNÍ PROPUSTI S PROUDOVÝMI KONVEJORY – MOŽNOST PŘELAŽOVÁNÍ FILTRU ($C_1 = 61$ pF, $C_2 = 122$ pF, $C_3 = 208$ pF, $C_4 = 416$ pF)	70
OBR. 7.19:	KMITOČTOVÉ CHARAKTERISTIKY DOLNÍ PROPUSTI S PROUDOVÝMI KONVEJORY – VLIV VELIKOSTI HODNOT PRVKŮ	71

OBR. 7.20:	NEKASKÁDNÍ DOLNÍ PROPUST ČTVRTÉHO ŘÁDU S BOTA ZESILOVAČI V PROUDOVÉM MÓDU	71
OBR. 21.1:	KOMPARÁTOR S DIFERENČNÍM OPERAČNÍM ZESILOVAČEM.....	73
OBR. 21.2:	PŘÍKLAD VNITŘNÍ STRUKTURY DIFERENČNÍHO ZESILOVAČE URČENÉHO PRO POUŽITÍ JAKO KOMPARÁTORU	73
OBR. 21.3:	INVERTUJÍCÍ KOMPARÁTOR S HYSTEREZÍ – SCHMITTŮV KLOPNÝ OBVOD	74
OBR. 21.4:	NEINVERTUJÍCÍ KOMPARÁTOR S HYSTEREZÍ	75
OBR. 21.5:	PŘESNÝ KOMPARÁTOR S HYSTEREZÍ	75
OBR. 22.1:	BLOKOVÉ SCHÉMA OSCILÁTORU	76
OBR. 22.2:	ZAPOJENÍ OSCILÁTORU LC	77
OBR. 22.3:	TYPICKÉ ZPĚTNOVAZEBNÍ OBVODY OSCILÁTORŮ RC	80
OBR. 22.4:	ARGUMENTOVÉ CHARAKTERISTIKY: 1 – PASIVNÍ DOLNÍ PROPUST S $Q = 1/3$; 2 – KMITAVÝ OKRUH S $Q = 10$; 3 – WIENŮV – ROBINSONŮV MŮSTEK S $E = 0,01$	81
OBR. 22.5:	OSCILÁTOR RC SE ZÁPORNOU ZPĚTNOU VAZBOU PRO OMEZENÍ AMPLITUDY KMITŮ	82
OBR. 22.6:	PŘÍKLAD ZAPOJENÍ RC OSCILÁTORU	82
OBR. 22.7:	OSCILÁTOR PRACUJÍCÍ NA PRINCIPU MODELOVÁNÍ DIFERENCIÁLNÍ ROVNICE POPISUJÍCÍ HARMONICKÉ KMITY	85
OBR. 22.8:	NÁHRADNÍ SCHÉMA KRYSTALU	86
OBR. 22.9:	DOLADĚNÍ SÉRIOVÉHO REZONANČNÍHO KMITOČTU	87
OBR. 22.10:	PIERCEŮV OSCILÁTOR SE ZESILOVAČEM V ZAPOJENÍ SE SPOLEČNÝM EMITOREM	88
OBR. 22.11:	PIERCEŮV OSCILÁTOR S CMOS INVERTOREM	89
OBR. 22.12:	PŘESNÝ KRYSTALOVÝ OSCILÁTOR	90
OBR. 22.13:	RELAXAČNÍ KMITY	91
OBR. 22.14:	OBEČNÉ SCHÉMA FUNKČNÍHO GENERÁTORU S KAPACITOREM	92
OBR. 22.15:	JEDNODUCHÝ GENERÁTOR TROJÚHELNÍKOVÝCH A PRAVOÚHLÝCH KMITŮ	93
OBR. 22.16:	PŘESNÝ FUNKČNÍ GENERÁTOR S INTEGRÁTOREM	94
OBR. 22.17:	PRINCIPIÁLNÍ USPOŘÁDÁNÍ FUNKČNÍHO GENERÁTORU S PŘEPÍNATELNÝMI ZDROJI PROUDU	95
OBR. 22.18:	A) ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA FUNKČNÍHO GENERÁTORU S PŘEPÍNANÝMI ZDROJI PROUDU, B) PŘÍKLAD ZAPOJENÍ FUNKČNÍHO GENERÁTORU	96
OBR. 22.19:	A) MULTIVIBRÁTOR S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM, B) ČASOVÉ PRŮBĚHY V MULTIVIBRÁTORU	98
OBR. 22.20:	A) MULTIVIBRÁTOR S ČASOVAČEM 555, B) ČASOVÉ PRŮBĚHY MULTIVIBRÁTORU	100
OBR. 13.1:	A) STABILIZÁTOR NAPĚTÍ S REFERENČNÍ DIODOU A B) DUÁLNÍ ZAPOJENÍ PRO ZÍSKÁNÍ ZÁPORNÉHO NAPĚTÍ	102
OBR. 13.2:	A) STABILIZÁTOR NAPĚTÍ S TRANZISTOREM A B) DUÁLNÍ ZAPOJENÍ PRO ZÍSKÁNÍ ZÁPORNÉHO NAPĚTÍ	102

Seznam tabulek

TAB. 4.1:	PARAMETRY EMITOROVÉHO SLEDOVAČE [1].....	21
TAB. 4.2:	PARAMETRY KOMPLEMENTÁRNÍHO EMITOROVÉHO SLEDOVAČE [1]	22
TAB. 6.1:	DOBA ČELA T_c , DOBA ZPOŽDĚNÍ T_z A RELATIVNÍ PŘEKMIT R_p PRO RŮZNÉ TYPY A RŮZNÝ ŘÁD FILTRU	44
TAB. 6.2:	KOEFICIENTY PŘENOSOVÉ FUNKCE APROXIMOVANÉ DLE BUTTERWORTH A PRO KASKÁDNÍ SYNTÉZU POMOCÍ DÍLČÍCH FILTRŮ 1. A 2. ŘÁDU	46
TAB. 6.3:	KOEFICIENTY PŘENOSOVÉ FUNKCE APROXIMOVANÉ DLE BUTTERWORTH A PRO NEKASKÁDNÍ SYNTÉZU.....	46
TAB. 6.4:	KOEFICIENTY PŘENOSOVÉ FUNKCE APROXIMOVANÉ DLE ČEBYŠEVA PRO KASKÁDNÍ SYNTÉZU.....	48
TAB. 6.5:	KOEFICIENTY PŘENOSOVÉ FUNKCE APROXIMOVANÉ DLE ČEBYŠEVA PRO NEKASKÁDNÍ SYNTÉZU.....	49
TAB. 6.6:	KOEFICIENTY PŘENOSOVÉ FUNKCE APROXIMOVANÉ DLE BESSELA PRO KASKÁDNÍ SYNTÉZU POMOCÍ DÍLČÍCH PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ PRVNÍHO A DRUHÉHO ŘÁDU 53	
TAB. 6.7:	KOEFICIENTY PŘENOSOVÉ FUNKCE APROXIMOVANÉ DLE BESSELA PRO NEKASKÁDNÍ SYNTÉZU.....	53
TAB. 7.1:	HODNOTY KOEFICIENTŮ KONKRÉTNÍCH KONVEJORŮ	58
TAB. 7.2:	NĚKTERÉ DVOJBRANY RC A JEJICH PŘENOSOVÉ VODIVOSTI	62
TAB. 7.3:	KOEFICIENTY PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ PRO $n=1$ AŽ 10 VYJÁDŘENÉ POMOCÍ PARAMETRŮ PRVKŮ AKTIVNÍ DOLNÍ PROPUSTI ZAPOJENÉ PODLE OBR. 7.16	69

1 Stavební prvky analogových obvodů

2 Vnitřní struktura analogových integrovaných obvodů

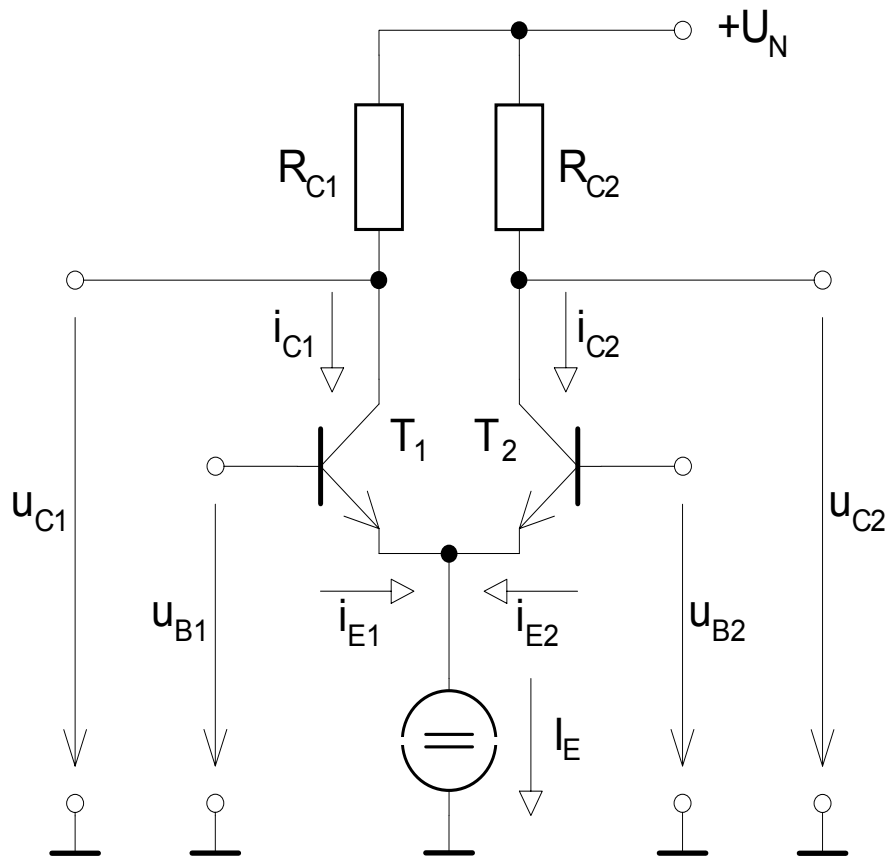
V této kapitole budou popsány principy vnitřních zapojení integrovaných obvodů.

2.1 Elementární zapojení operačního zesilovače

Nejobvykleji používané operační zesilovače mají diferenční (rozdílový) vstup a jednoduše zakončený výstup. Diferenční vstup umožňuje širší výběr zpětnovazebních zapojení než jednoduchý (zpravidla invertující) vstup zesilovače. Výstupní napětí diferenčního operačního zesilovače závisí pouze na rozdílu mezi napětími přivedenými na dvě vstupní svorky.

2.1.1 Diferenční zesilovač s bipolárními tranzistory

Významným stavebním prvkem operačních zesilovačů je tranzistorový diferenční zesilovač, který v důsledku své symetrické stavby umožňuje výrazně kompenzovat vlivy teplotních změn parametrů tranzistorů. Tranzistorový diferenční zesilovač získáme spojením dvou tranzistorových zesilovačů pracujících se společným emitorem (viz. **Obr. 2.1**). Dodáváme-li těmto spojeným tranzistorům společný konstantní proud I_E , bude se tento proud rozdělovat mezi oba tranzistory v závislosti na rozdílu (diferenci) $u_d = u_1 - u_2$ napětí přiváděných na bázi obou tranzistorů. Uvedeme si zjednodušeně analýzu takového diferenčního stupně.



Obr. 2.1: Diferenční zesilovač s bipolárními tranzistory

Předpokládejme, že $R_{C1} = R_{C2}$. I_{C1} , I_{C2} se volí řádově desítky μA , bude tedy malé I_{B1} a I_{B2} a malý šum.

$$I_E = i_{E1} + i_{E2} \quad (2.1)$$

- Pokud $u_{B1} = u_{B2} = 0$, pak platí následující vztahy

$$i_{E1} = i_{E2} = I_E / 2, \quad (2.2)$$

$$i_{C1} = i_{C2} \approx I_E / 2. \quad (2.3)$$

a bude tedy platit $u_{C1} = u_{C2}$.

- Pokud $u_{B1} = u_{B2} \neq 0$, tak poměry budou stejné, nereaguje na souhlasné buzení, protože tranzistory T_1 a T_2 mají stejné vlastnosti a platí, že $u_{BE1} = u_{BE2}$. Změny u_{BE} s teplotou se jeví jako souhlasné napětí a neuplatní se.

- Bude-li $u_{B1} > u_{B2}$ poroste i_{C1} a bude klesat i_{C2} ale platí následující vztahy

$$i_{C1} + i_{C2} = I_E, \quad (2.4)$$

$$\Delta i_{C1} = -\Delta i_{C2}. \quad (2.5)$$

u_{C1} bude klesat a u_{C2} poroste. Kladná změna u_{B1} vyvolá zápornou změnu $u_{C1} = U_N - u_{RC1}$, kladná změna u_{B2} způsobí kladnou změnu napětí u_{C1} . B_1 se chová jako invertující vstup a B_2 jako neinvertující vstup.

Budeme sledovat zesílení z diferenčního vstupu na jednoduchý výstup T_1 . Diferenční vstupní napětí $u_I = u_{B1} - u_{B2}$; při symetrickém buzení $\Delta u_{B1} = -\Delta u_{B2} = \Delta u_I / 2$. T_1 a T_2 pracují v zapojení SE, přičemž každý realizuje zesílení poloviny Δu_I

$$A_{D1} = \frac{\Delta u_{C1}}{\Delta u_I} = \frac{\Delta u_{C1}}{2\Delta u_{BE1}} = -S(R_{C1} \parallel r_{CE}) / 2 \approx -SR_{C1} / 2. \quad (2.6)$$

Podobně pro výstup T_2

$$A_{D2} = \frac{\Delta u_{C2}}{\Delta u_I} = \frac{\Delta u_{C2}}{-2\Delta u_{BE2}} = S(R_{C2} \parallel r_{CE}) / 2 \approx SR_{C2} / 2. \quad (2.7)$$

Strmost S se určí při $I_E / 2$

$$S \approx I_E / (2U_T) \approx 40 I_E \quad \text{A/V}. \quad (2.8)$$

Zesílení z diferenčního vstupu na diferenční výstup ($u_{výst} = u_{C1} - u_{C2}$)

$$A_D = \frac{\Delta u_{výst}}{\Delta u_I} = \frac{\Delta u_{C1}}{\Delta u_I} - \frac{\Delta u_{C2}}{\Delta u_I} = A_{D1} - A_{D2} = -S(R_C \parallel r_{CE}) \approx -SR_C. \quad (2.9)$$

Diferenční vstupní odpor (vstupní odpor pro symetrické buzení)

$$R_I = 2 r_{BE} \quad (2 \times \text{větší než u zapojení SE})$$

Výstupní odpor vůči společnému vodiči

$$R_{výst1} = R_{výst2} = R_C \parallel r_{CE} \quad (\text{jako u zapojení SE})$$

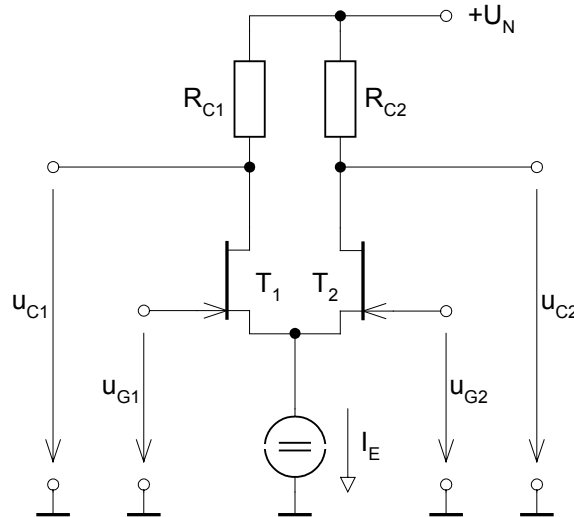
Diferenční výstupní odpor vůči společnému vodiči

$$R_{výst} = R_{výst1} + R_{výst2} = 2(R_C \parallel r_{CE})$$

Přenosová charakteristika je lineární jen kolem počátku. Pokud si dáme podmínku, že zkreslení výstupního signálu nesmí přesáhnout 1%, pak amplituda vstupního diferenčního napětí nesmí překročit $U_{Imax} \cong 17 \text{ mV}$.

2.1.2 Diferenční zesilovač s unipolárními tranzistory

Diferenční zesilovač s unipolárními tranzistory je uspořádán podle **Obr. 2.2**. Používá se především v těch případech, kdy se požaduje dosažení velkého vstupního odporu. Pro určení vlastností obvodu můžeme použít vztahy uvedené výše pro zesilovač s bipolárními tranzistory. Protože u unipolárních tranzistorů $r_{GE} \approx \infty$, je diferenční vstupní odpor $R_I \approx \infty$. Při návrhu obvodu se musí přihlídnout k tomu, že celkový proud tekoucí oběma tranzistory I_E musí vyhovovat podmínce $I_E \ll I_{C0}$. To proto, aby přechody PN mezi hradlem a vlastním kanálem byly pólovány v závěrném směru i při maximálních vstupních signálech.



Obr. 2.2: Diferenční zesilovač s unipolárními tranzistory

Volba klidových proudů se v tomto případě řídí teplotním činitelem napětí u_{GE} . Lze nalézt proud I_C , při kterém je koeficient nulový. Vhodný proud lze určit podle vztahu

$$I_{C2} \approx (I_{C0} / U_p^2) \cdot 0,4V^2. \quad (2.10)$$

Zesílení z diferenčního vstupu na jednoduchý výstup T_1 ($u_I = u_{G1} - u_{G2}$)

$$A_{D1} = \frac{\Delta u_{C1}}{\Delta u_I} = -S(R_{C1} \parallel r_{CE}) / 2. \quad (2.11)$$

Podobně pro výstup T_2

$$A_{D2} = \frac{\Delta u_{C2}}{\Delta u_I} = S(R_{C2} \parallel r_{CE}) / 2. \quad (2.12)$$

Diferenční vstupní odpor (vstupní odpor pro symetrické buzení)

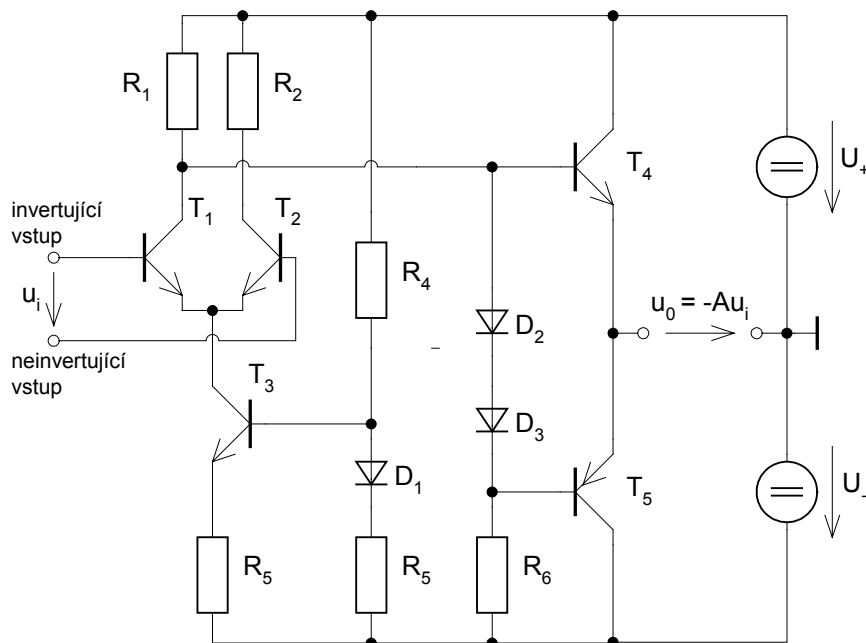
$$R_I \approx \infty$$

Výstupní odpor vůči společnému vodiči

$$R_{výst1} = R_{výst2} = R_C \parallel r_{CE}$$

2.1.3 Elementární diferenční operační zesilovač

Elementární uspořádání diferenčního operačního zesilovače je uvedeno na **Obr. 2.3**. Aby na výstupu operačního zesilovače nebyla nežádoucí stejnosměrná složka, je použit symetrický napájecí zdroj. Ve vstupním diferenčním tranzistorovém zesilovači je použit jako zdroj proudu tranzistor T_3 . Koncový stupeň je tvořen komplementární dvojicí emitorových sledovačů pracujících ve třídě B (tranzistory T_4 a T_5). Diody mezi bázemi těchto tranzistorů zajišťují vodivý stav obou tranzistorů při průchodu výstupního napětí nulou. Převodní charakteristika celého uspořádání je pak hladká i v oblasti velmi malých napětí.



Obr. 2.3: Elementární uspořádání diferenčního operačního zesilovače

Dvě nejvýraznější části každého operačního zesilovače tvoří první (vstupní) stupeň a poslední (koncový, výkonový) stupeň. Jejich vazba může být bezprostřední tak, jak je tomu u elementárního operačního zesilovače uvedeného na **Obr. 2.3**, nebo přes další zesilovací mezistupně.

Vstupní zesilovací stupeň je nejkritičtější částí operačního zesilovače, místem kde se střetávají vzájemně protichůdné konstrukční požadavky na přesnost, rychlost, vysoký vstupní odpor a malé vstupní proudy. Přímou určuje všechny vstupní parametry a spoluurčuje řadu přenosových i výstupních parametrů. Vlastnosti dvou velkých skupin operačních zesilovačů určuje volba vstupního zesilovacího prvku – bipolárního nebo unipolárního tranzistoru.

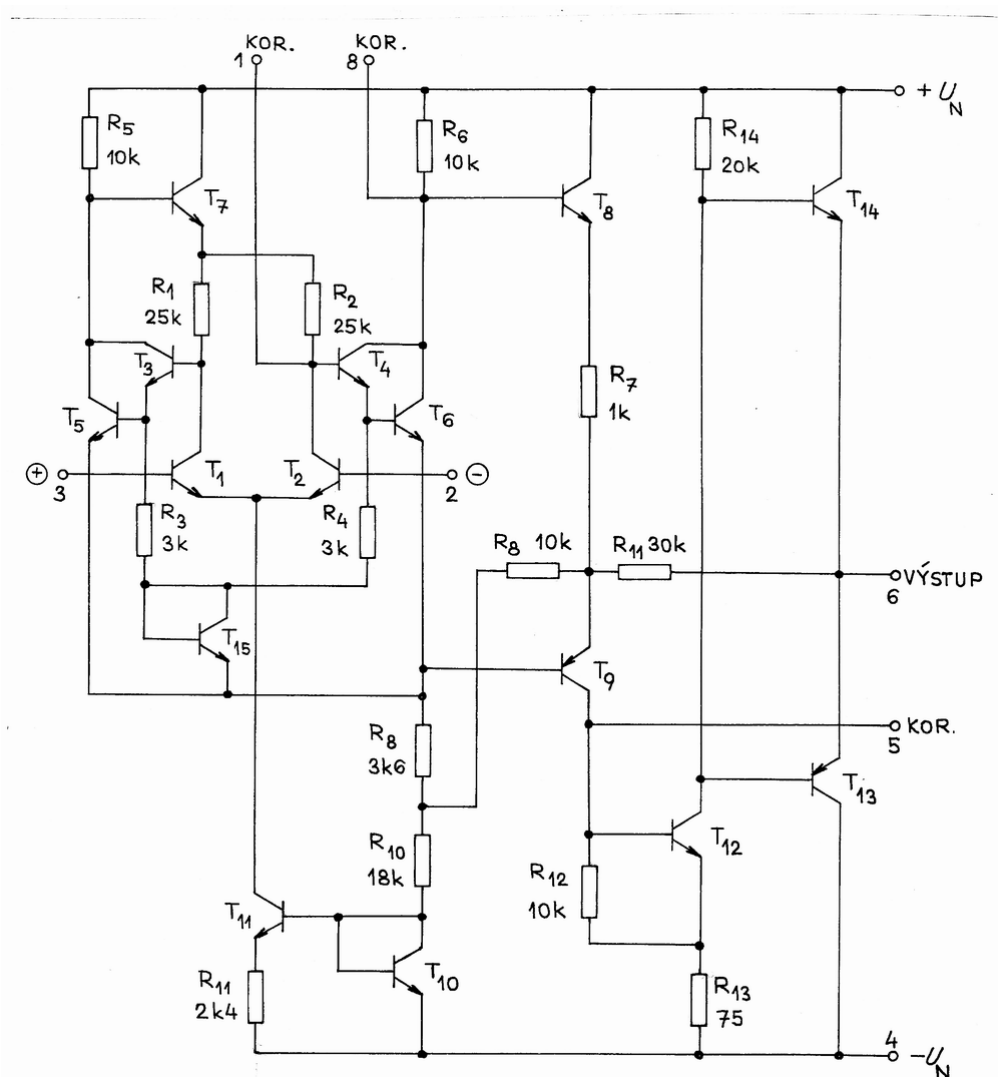
Bipolární operační zesilovač se vstupní dvojicí bipolárních tranzistorů se vyznačuje dobrou až výbornou stabilitou vstupního zbytkového napětí, průměrnými někdy až příliš velkými vstupními proudy a průměrnými až malými vstupními odpory. Konstrukční kompromisy u něho často vedou k malé rychlosti přeběhu.

Unipolární operační zesilovač se vstupní dvojicí unipolárních tranzistorů JFET se vyznačuje malými vstupními proudy a velkými vstupními odpory za cenu horší stability vstupního zbytkového napětí. Nezávislost vstupních klidových proudů na pracovních kolektorových proudech vstupní dvojice tranzistorů umožňuje vystupňovat dynamické parametry unipolárního operačního zesilovače bez podstatného zhoršení přesnosti. Možnost osazení vstupního stupně dvojicí unipolárních tranzistorů typu MOSFET se využívá zřídka

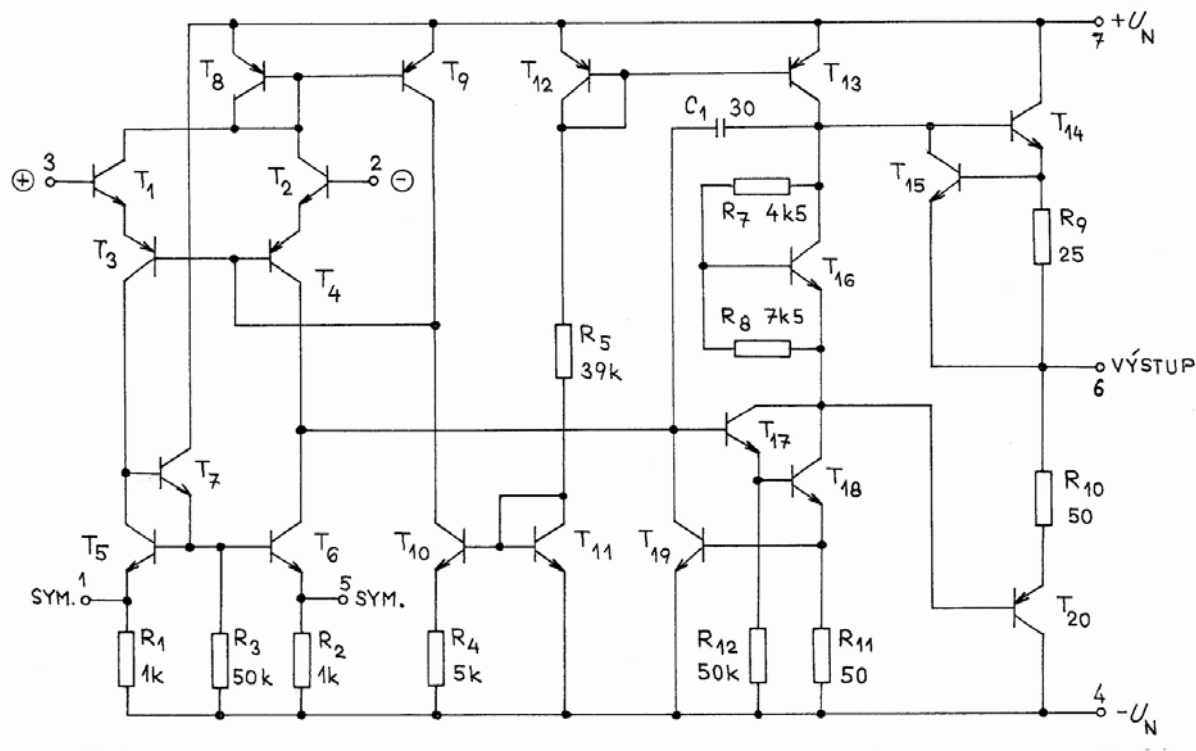
pro velmi špatnou časovou a teplotní stálost jejich prahového napětí, pro jejich šum a pro obtížnou ochranu jejich hradel před elektrostatickým průrazem.

2.2 Univerzální operační zesilovače

Příklady bipolárních operačních zesilovačů pro všeobecné užití jsou na **Obr. 2.4** a **Obr. 2.5**.

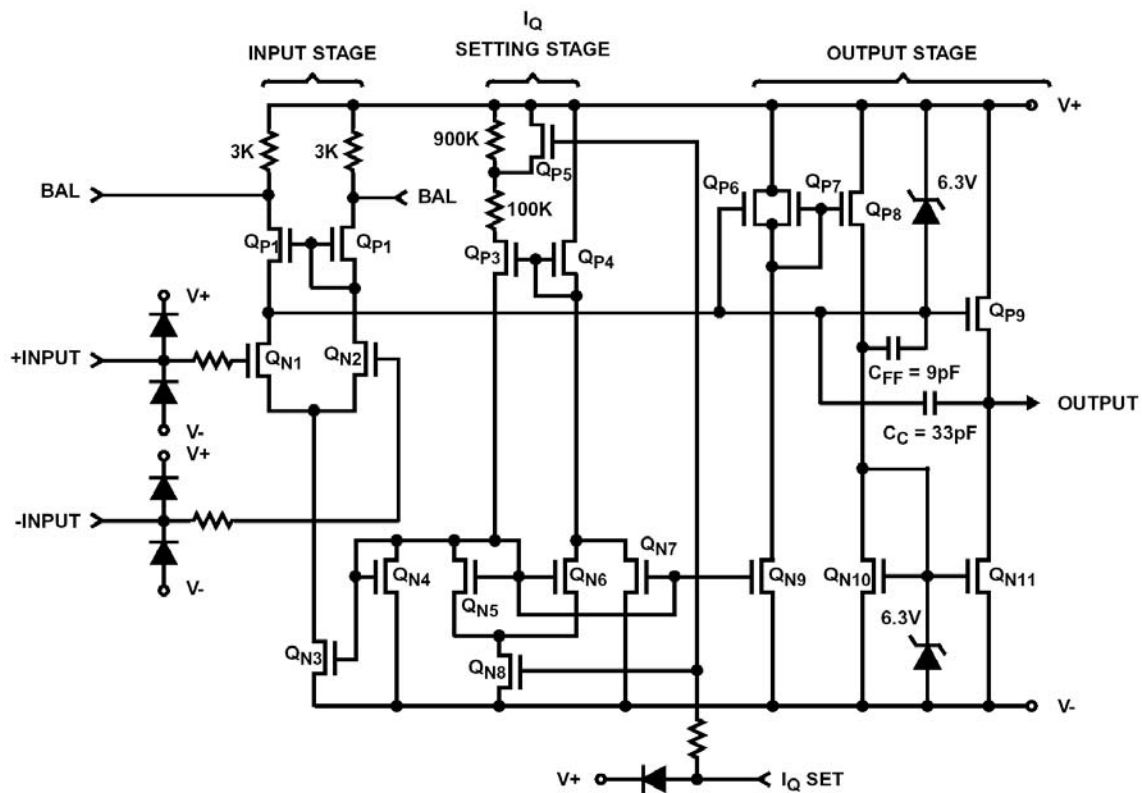


Obr. 2.4: Vnitřní struktura univerzálního operačního zesilovače vycházejícího z návrhu R. J. Widlara



Obr. 2.5: Vnitřní struktura univerzálního operačního zesilovače vycházejícího z návrhu D. J. Fullagara

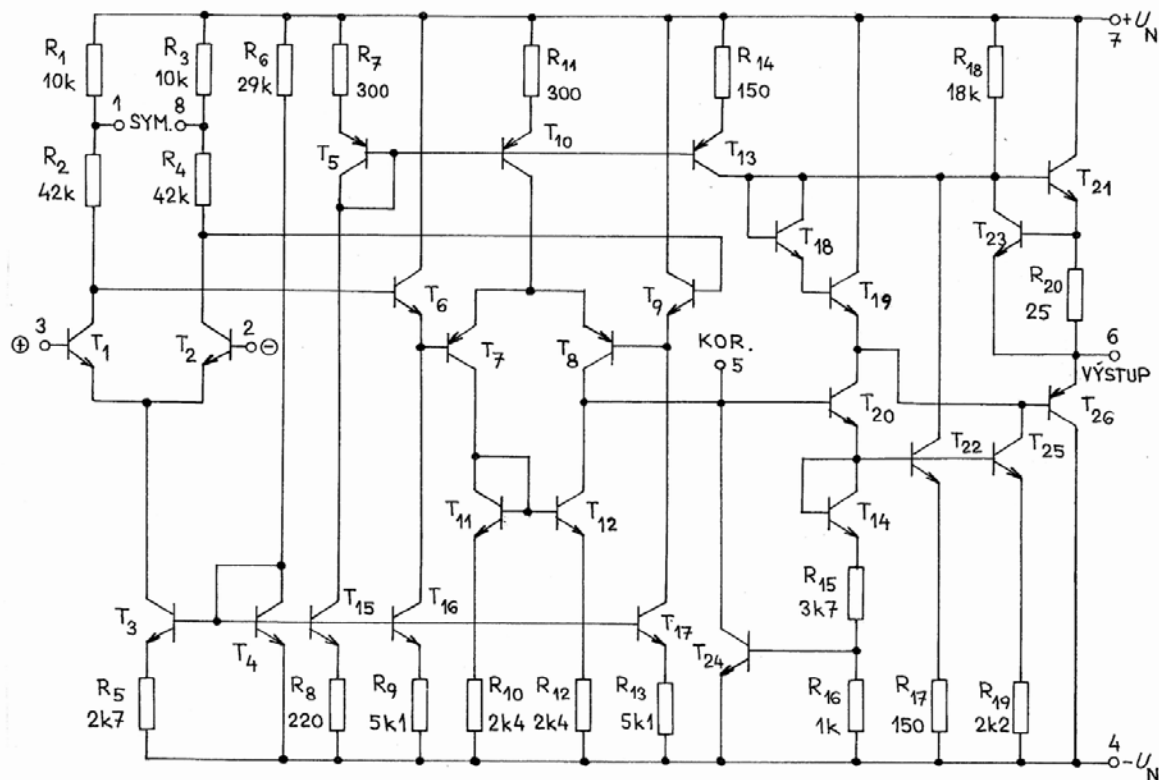
Příklad unipolárního zesilovače je na **Obr. 2.6**.



Obr. 2.6: Vnitřní struktura univerzálního unipolárního operačního zesilovače

2.3 Přístrojové a elektrometrické operační zesilovače

Pro náročné přístrojové účely požadujeme obvykle operační zesilovač s velkým zesílením (běžně 10^6), nízkým šumem, malou vstupní nesymetrií a s malým ujížděním výstupního napětí. Přístrojové operační zesilovače jsou řešeny dnes již tradičně třístupňovou koncepcí. Příklad přístrojového operačního zesilovače je na **Obr. 2.7**.



Obr. 2.7: Přístrojový operační zesilovač typové řady 725

Operační zesilovače pro elektrometrické aplikace se vyznačují velmi malým vstupním klidovým a šumovým proudem a velkým vstupním odporem. Převážně je řešen jako přímo vázaný unipolární s tranzistory typu JFET, v některých případech s tranzistory typu MOSFET.

2.4 Rychlé operační zesilovače

Rychlé operační zesilovače slouží ke zpracování nebo generování rychlých analogových signálů. Dvě odlišné aplikační oblasti přispěly k dělení rychlých zesilovačů na širokopásmové a impulsové.

Širokopásmové operační zesilovače jsou určeny ke zpracování signálů sledovaných v kmitočtové oblasti (širokopásmové zesilovače, aktivní filtry, oscilátory). Vyznačují se velkým tranzitním kmitočtem a velkým mezním výkonovým kmitočtem. Konstrukčně jsou

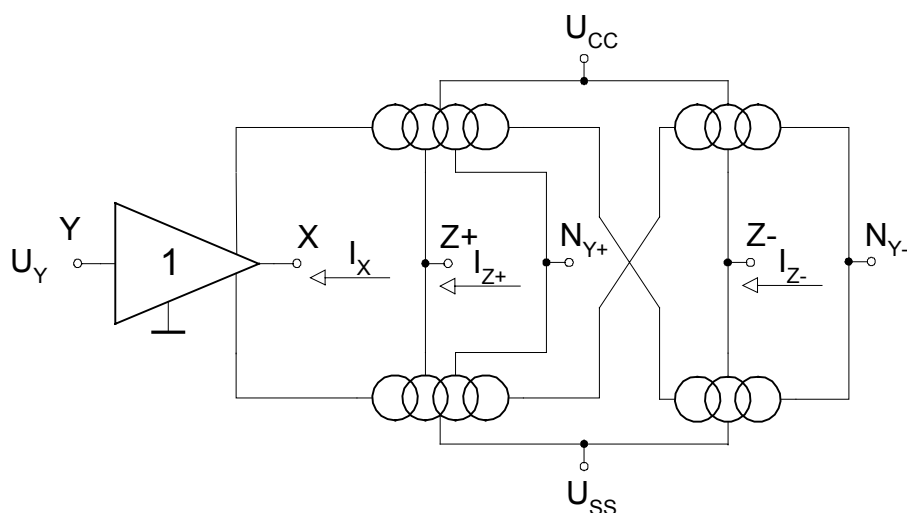
často řešeny jen jako invertující zesilovačů; neinvertující vstupní svorka nemá požadované vysokofrekvenční vlastnosti.

Impulsové operační zesilovače jsou určeny k zesilování signálů vyznačujících se skokovými změnami (impulsové zesilovače, číslicově analogové i analogově číslicové převodníky, vzorkovací zesilovače, špičkové detektory, spínané zesilovače). Měřítkem jejich kvality je krátká doba ustálení v impulsovém provozu. Vedle dostatečného tranzitního kmitočtu a rychlosti přeběhu se vyznačují kontrolovaným jednoduchým tvarem kmitočtové charakteristiky zesílení.

Aplikace, které vyžadují současně rychlou a přesnou odezvu na skokové změny (přesné číslicově analogové převodníky a vzorkovací zesilovače), se nejnázne řeší unipolárními operačními zesilovači.

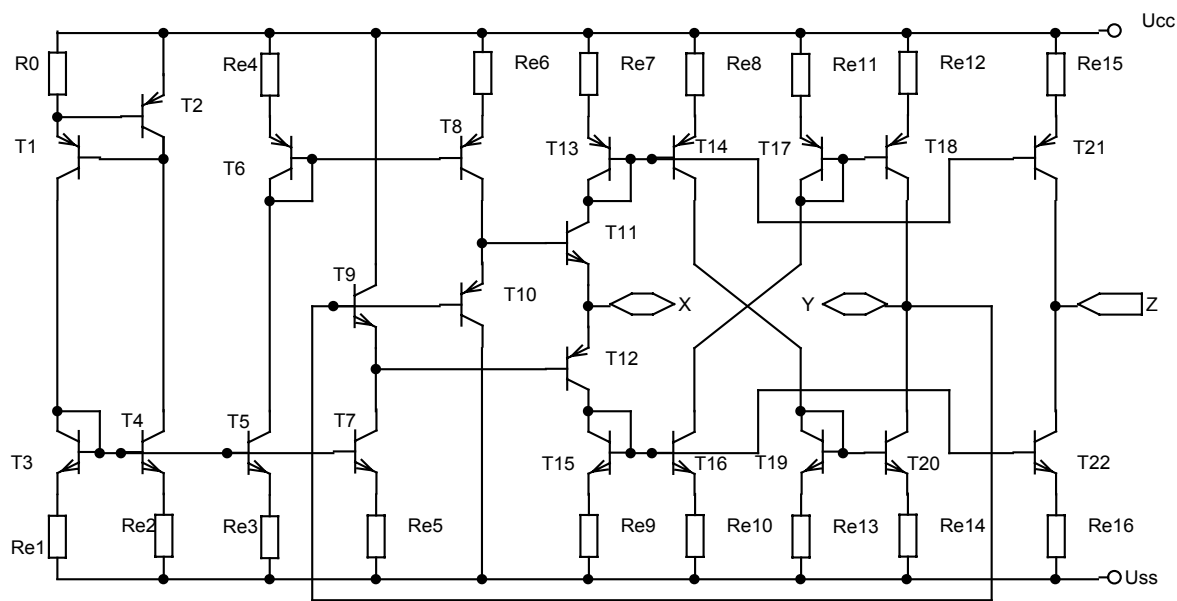
2.5 Netradiční obvodové prvky

Mezi netradiční obvodové prvky řadíme různé typy proudových a napětových konvektorů. Základní struktura pro návrh proudových konvektorů je v podstatě proudový konvektor se dvěma pozitivními výstupy ($Z+$ a N_{Y+}) a se dvěma negativními výstupy ($Z-$ a N_{Y-}), viz **Obr. 2.8**.

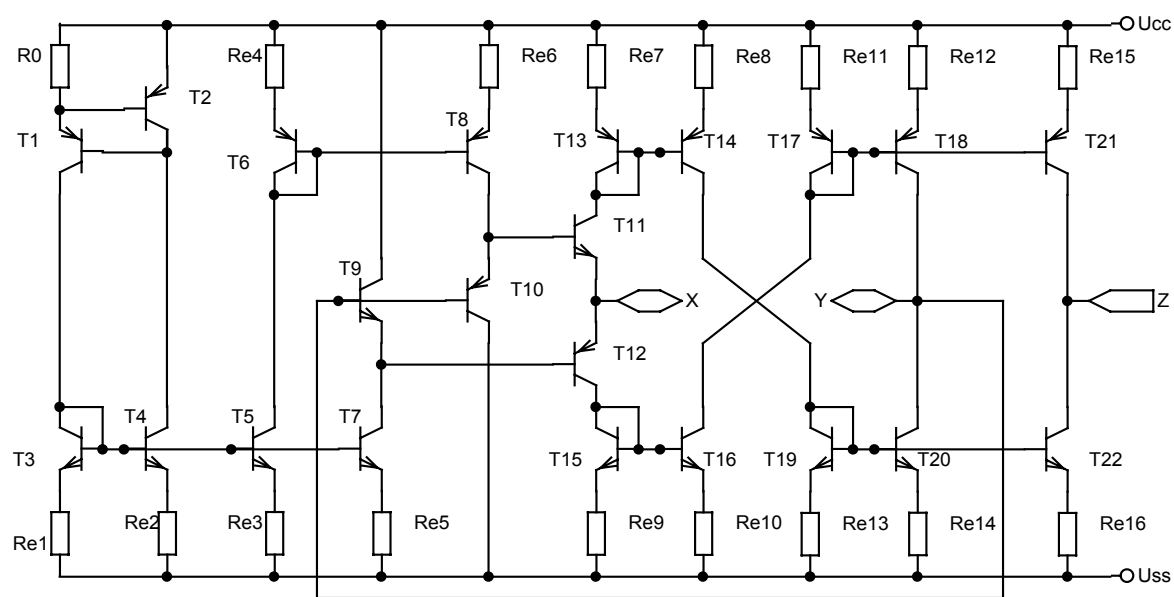


Obr. 2.8: Výchozí struktura pro návrh proudových konvektorů

Jednotlivé generace neinvertujících proudových konvektorů docílíme propojením svorek. Propojíme-li svorku Y se svorkou N_{Y+} , získá tato vlastnost svorky Y konvektoru CCI, zůstane-li svorka Y nepřipojena k svorkám N, půjde o konvektor CCII (svorky N_{Y+} a N_{Y-} se nevyužijí) a v případě propojení Y a N_{Y-} získá tato svorka vlastnost svorky Y konvektoru CCIII. Použitím vytypovaných proudových zrcadel, napětového sledovače a zdroje konstantního proudu lze navrhnout bipolární struktury CCIII+ a CCIII- (viz **Obr. 2.9**). Nevyužitá zrcadla jsou oproti výchozího blokového modelu odstraněna. V případě CCIII+ nejsou požadována proudová zrcadla s výstupy $Z-$ a N_{Y+} , u CCIII- lze odstranit proudová zrcadla s výstupy $Z+$ a N_{Y+} .



a)



b)

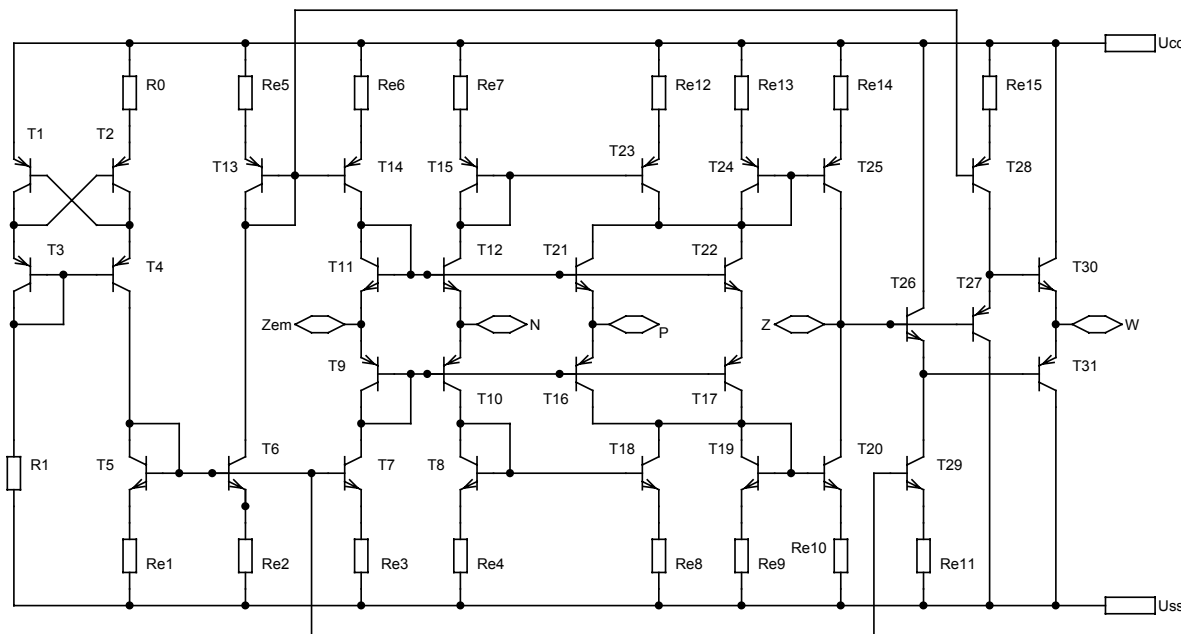
Obr. 2.9: a) Bipolární struktura proudového konveju CCIII+, b) Bipolární struktura proudového konveju CCIII-

Zdroj konstantního proudu pro nastavení pracovních bodů tranzistorů T9 a T10 je tvořen tranzistory T1 – T8, velikost proudu je nastavena rezistorem R_0 . Vlastní napěťový sledovač je tvořen tranzistory T9 – T12. Tranzistory T9 a T10 zapojené jako emitorové sledovače eliminují tzv. přechodové zkreslení komplementárního emitorového sledovače s tranzistory T11 a T12. Dvojice tranzistorů T13 – T20 představují jednoduchá Widlarova zrcadla. Připojením bází výstupních tranzistorů T21 a T22 na báze tranzistorů T13 respektive T15 docílíme stejné polaroty a velikosti proudu I_Z a I_X ($I_Z = I_X \Rightarrow$ konveju CCIII+).

Připojíme-li báze výstupních tranzistorů T21 a T22 na báze tranzistorů T17 respektive T19, bude mít proud I_Z opačnou velikost oproti proudu I_X ($I_Z = -I_X \Rightarrow$ konvektor CCIII-).

Vzhledem k oblasti použití proudových konvektorů v kmitočtových filtrech, kde pracujeme obvykle jen se střídavými signály, není pro nás existence stejnosměrné napětové nesymetrie napětového opakovatele tak důležitá. V případě nutnosti lze však tuto nesymetrii kompenzovat. Pak postupujeme tak, že rozvážíme proudové zdroje budící emitory tranzistorů T9 a T10 změnou emitorových rezistorů R_{e5} a R_{e6} .

Jako příklad zástupce rodiny napětových proudových konvektorů lze uvést prvek CDBA (= *Current Differencing Buffered Amplifier*) (viz Obr. 2.10).



Obr. 2.10: Bipolární struktura prvku CDBA

Jako zdroj konstantního proudu je použit zdroj konstantního proudu tvořen tranzistorem T1 – T4. Napájecí proudy pro obvod sledovače s tranzistorem T9 až T12 jsou pak realizovány tranzistorem T5 – T7 a zrcadlem T13 a T14. Odtud jsou také pomocí tranzistorů T22 a T23 odvozeny napájecí proudy sledovače s tranzistorem T28 a T29 napájecí proudy pro sledovač s T26, T27 a T30, T31.

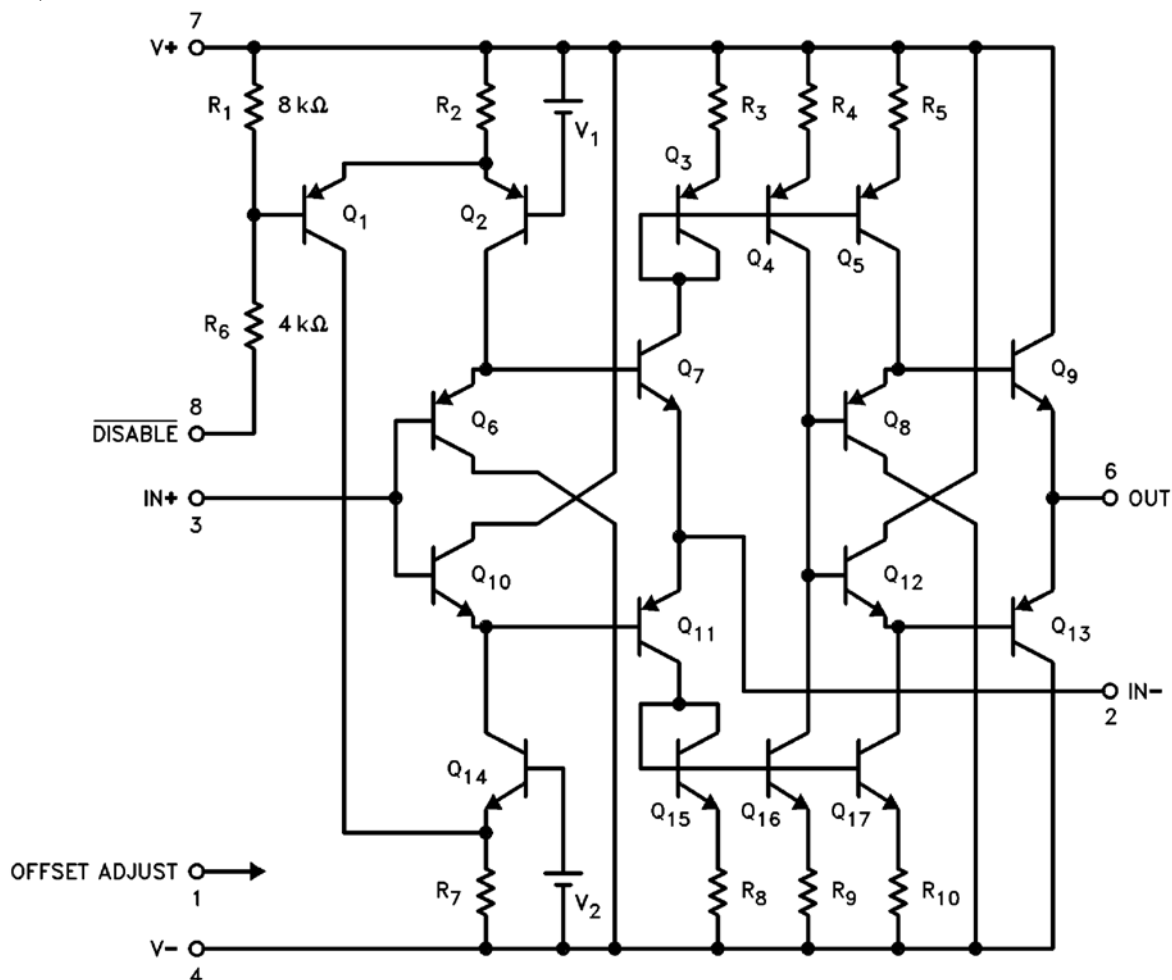
Pro nastavení nulového napětí na proudových vstupech byl použit jednoduchý napětový sledovač s komplementárními emitorovými sledovači ve třídě AB. Napětové opakovatele jsou tvořeny tranzistorem T9 – T12 a T16, T21.

Prvek CDBA je navržen s jednoduchými Widlarovými proudovými zrcadly. Funkce odečítání proudu je zajištěna spojením kolektorů tranzistorů T21 a T23 pro jednu polaritu signálu a T16, T18 pro druhou polaritu. Pro negaci proudu I_N byla použita pomocná proudová zrcadla (T15, T23 a T8, T18). Pro správnou funkci odečítání proudů I_N a I_P bylo nutné přidat kompenzační tranzistory T17 a T22. Proudové zrcadlo (T24, T25, T19, T20) pak zrcadlí rozdíl proudů I_P a I_N na svorku Z.

Výstupní napětový sledovač připojený mezi svorky Z a W je napětový sledovač s komplementárními emitorovými sledovači ve třídě AB v kaskádě. Je tvořen tranzistorem T26, T27, T30 a T31.

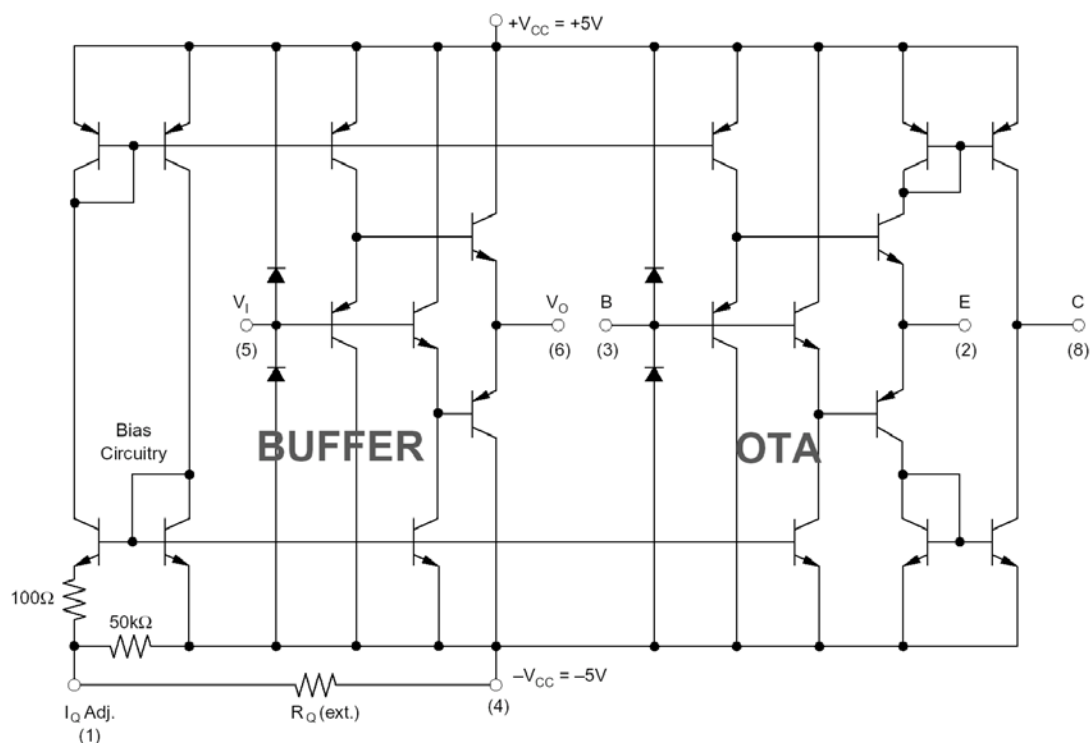
2.6 Nové typy širokopásmových zesilovačů

V poslední době se lze často setkat s takzvanými zesilovači s proudovou zpětnou vazbou. Svou strukturou v podstatě připomínají proudové konvejory II. generace (viz **Obr. 2.11**)



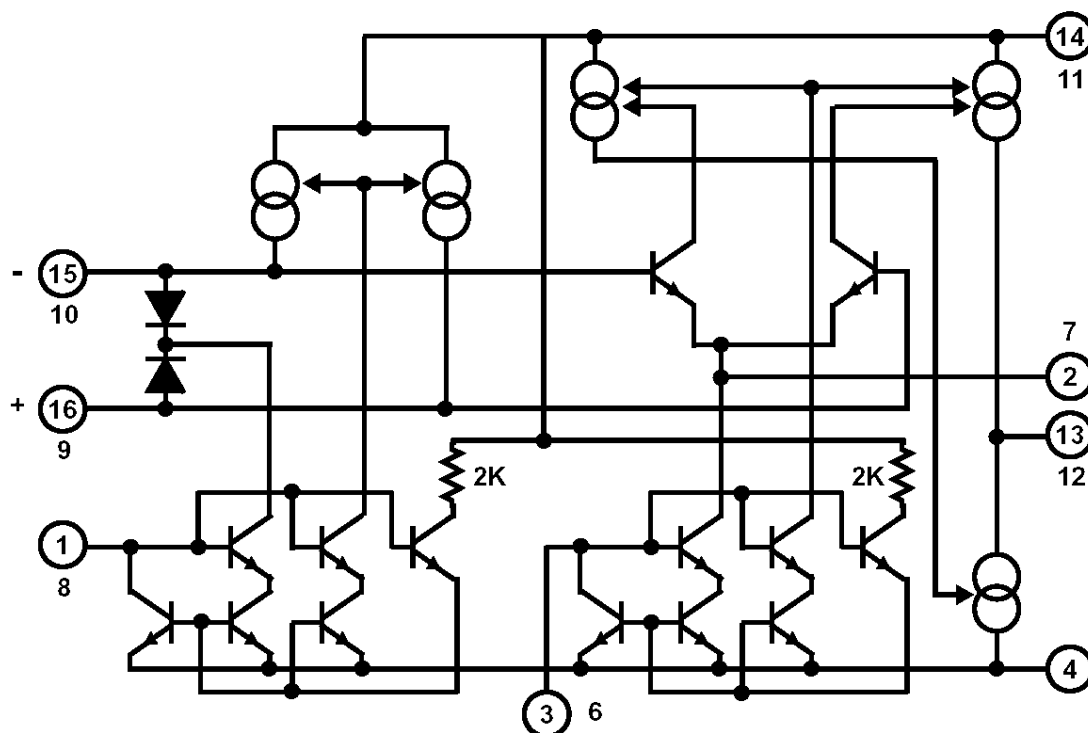
Obr. 2.11: Příklad struktury zesilovače s proudovou zpětnou vazbou

Obvody bývají často doplněny zesilovačem s jednotkovým přenosem a označovány jako operační transkonduktanční zesilovače. Změnou nastavovacího proudu lze měnit strmost (viz **Obr. 2.12**).



Obr. 2.12: Širokopásmový operační transkonduktanční zesilovač

Dalším příkladem je operační transkonduktanční zesilovač s oběma vstupy vysokoimpedančními (viz **Obr. 2.13**). Předchozí prvky měly jeden vstup vysokoimpedanční a jeden vstup nízkoimpedanční.



Obr. 2.13: Operační transkonduktanční zesilovač s vysokoimpedančními vstupy

3 Širokopásmové zesilovače

Při návrhu obvodů se zesilovači s horním mezním kmitočtem vyšším než 100 kHz musí být zohledněny určité speciální aspekty. Jsou dvě hlavní vlastnosti, které mají vliv na horní mezní kmitočet:

- 1) kmitočtová závislost proudového zesilovacího činitele, která je řízena vnitřní strukturou tranzistoru,
- 2) parazitní kapacity, které spolu s externími odpory tvoří filtry typu dolní propust.

3.1 Frekvenční závislost proudového zesilovacího činitele

Nejobvykleji používané operační zesilovače mají diferenční (rozdílový) vstup a jednoduše zakončený výstup. Diferenční vstup umožňuje širší výběr zpětnovazebních zapojení než jednoduchý (zpravidla invertující) vstup zesilovače. Výstupní napětí diferenčního operačního zesilovače závisí pouze na rozdílu mezi napětími přivedenými na dvě vstupní svorky.

3.2 Vliv vnějších a parazitních kapacit tranzistoru

3.3 Kaskódový zesilovač

3.4 Diferenční zesilovač jako širokopásmový zesilovač

3.5 Symetrický širokopásmový zesilovač

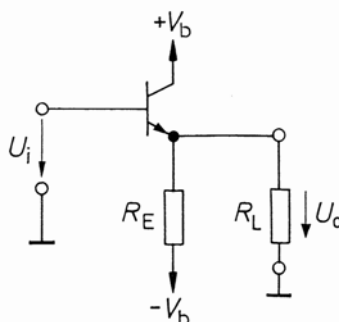
3.6 Transimpedanční zesilovače

4 Výkonové zesilovače

Výkonové zesilovače jsou konstruovány tak, aby dodávaly do zátěže velký výkon přičemž napětěvé zesílení signálu je podružné. Obvykle se napětěvé zesílení těchto obvodů blíží jedné a tedy výkonové zesílení je realizováno proudovým zesílením. Obvod musí být schopen zpracovat kladné i záporné hodnoty napětí a proudů.

4.1 Emitorový sledovač jako zesilovač výkonu

Na **Obr. 4.1** je nakresleno základní zapojení zesilovače výkonu s bipolárním tranzistorem. Aby tento zesilovač výkonu mohl zpracovávat obě polarity napětí a proudů bez zkreslení, volí se pracovní bod tranzistoru uprostřed aktivní oblasti. V tomto případě protéká tranzistorem klidový proud I_{CP} , a to tak velký, aby pro největší změnu Δi_c vyvolanou změnou Δu_i platilo $|I_{CP}| - |\Delta i_c| > 0$. Nyní bude zesilovač pracovat v tzv. třídě A. Má-li zesilovač dodávat do zátěže výkon, je jeho činnost ve třídě A energeticky nevýhodná, protože ze zdroje je odebrán trvalý příkon $P = U_N I_{CP}$, z čehož plyne i malá účinnost tohoto zesilovače. Vlastnosti emitorového sledovače jsou v **Tab. 4.1**.



Obr. 4.1: Emitorový sledovač jako zesilovač výkonu

Tab. 4.1: Parametry emitorového sledovače [1]

Napětěvé zesílení	$A \approx 1$
Proudové zesílení (přizpůsobená zátěž)	$A_i = \frac{1}{2} \beta$
Zatěžovací odpor (při přizpůsobení)	$R_L = R_E$
Maximální výstupní výkon (přizpůsobená zátěž, sinusový signál)	$P_{L \max} = \frac{V_b^2}{8R_E}$
Maximální účinnost	$\eta_{\max} = \frac{P_{L \max}}{P_{\text{tot}}} = 6,25\%$
Maximální výkonová ztráta tranzistoru	$P_T = \frac{V_b^2}{R_E} = 8P_{L \max}$

Jestliže vstupní napětí má tvar sinusoidy s nulovou stejnosměrnou složkou, bude maximální hodnota výstupního napětí dána vztahem

$$U_{\text{omax}} = \frac{R_L}{R_E + R_L} V_b. \quad (4.1)$$

Výkon dodaný do zátěže R_L bude mít potom hodnotu

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{U_{o\max}^2}{R_L} = \frac{V_b^2 R_L}{2(R_E + R_L)^2}. \quad (4.2)$$

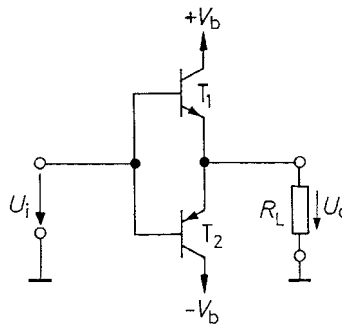
Pokud $\frac{dP_L}{dR_L} = 0$ a pro $R_L = R_E$ lze dosáhnout maximálního výstupního výkonu

$$P_{L\max} = \frac{V_b^2}{8R_E}. \quad (4.3)$$

4.2 Komplementární emitorový sledovač jako posilovač

4.2.1 Komplementární emitorový sledovač pracující ve třídě B

Výstupní výkon emitorového sledovače z **Obr. 4.1** je omezen tím, že rezistor R_E omezuje maximální hodnotu výstupního proudu. Pro dosažení většího výstupního výkonu je pro větší účinnost nahradit odpor R_E druhým tranzistorem jak je ukázáno na **Obr. 4.2**. Základní vlastnosti komplementárního sledovače jsou shrnuty v **Tab. 4.2**.



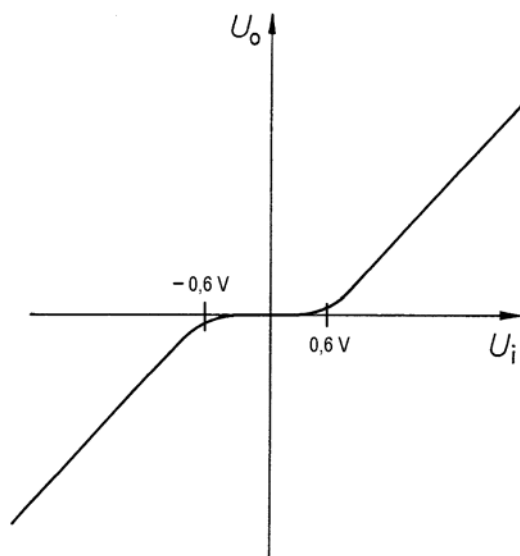
Obr. 4.2: Komplementární emitorový sledovač

Tab. 4.2: Parametry komplementárního emitorového sledovače [1]

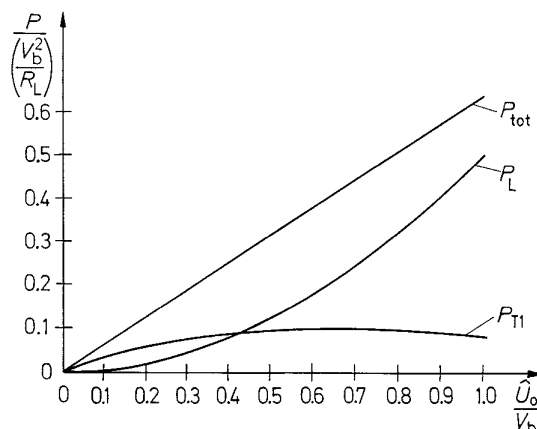
Napětíové zesílení	$A \approx 1$
Proudové zesílení	$A_i = \beta$
Výstupní výkon (sinusový signál)	$P_L = \frac{V_b^2}{2R_L}$
Účinnost (sinusový signál)	$\eta_{\max} = \frac{P_L}{P_{\text{tot}}} = 78,5\%$
Maximální výkonová ztráta jednoho tranzistoru	$P_{T1} = P_{T2} = \frac{V_b^2}{\pi^2 R_L} = 0,2P_L$

Při vstupním napětí $u_i > 0$ pracuje tranzistor T_1 jako emitorový sledovač a tranzistor T_2 je uzavřen a naopak pro hodnoty vstupního napětí $u_i < 0$ pracuje tranzistor T_2 jako emitorový sledovač a tranzistor T_1 je uzavřen. Toto zapojení je často označováno jako dvojčinný zesilovač pracující ve třídě B. Při $u_i = 0$ jsou oba tranzistory zavřeny a ze zdroje není odebírán žádný klidový proud.

Toto zapojení má však i své nevýhody. Velkou nevýhodou je to, že aby se jeden či druhý tranzistor otevřel, je zapotřebí překonat napětí $\pm 0,6\text{V}$. Tím samozřejmě vzniká tzv. přechodové zkreslení, viz **Obr. 4.3**. Toto zkreslení lze odstranit předřazením zesilovače ve třídě A a celý obvod zavazbit zápornou zpětnou vazbou. Velké zesílení předřazeného zesilovače pak rychle překlene přechodovou oblast. Na **Obr. 4.4** jsou pro úplnost vyneseny ještě křivky zobrazující celkový příkon obvodu, výkon dodaný do zátěže a ztrátový výkon tranzistoru.



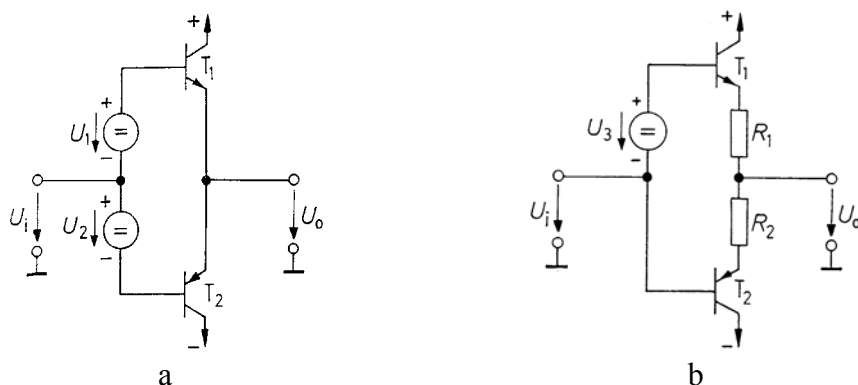
Obr. 4.3: Přechodové zkreslení dvojčinného zesilovače pracujícího ve třídě B



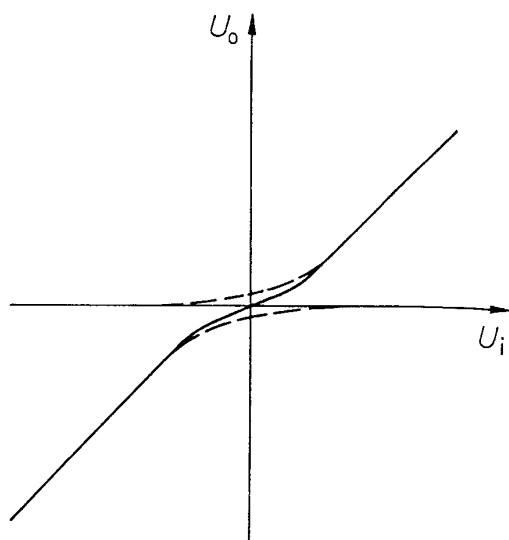
Obr. 4.4: Křivky zobrazující celkový příkon P_{tot} , výstupní výkon P_L a ztrátový výkon P_{T1} komplementárního emitorového sledovače

4.2.2 Komplementární emitorový sledovač pracující ve třídě AB

Zlepšit vlastnosti komplementárního emitorového sledovače z **Obr. 4.2** lze tak, že posuneme pracovní bod obvodu mezi třídy A a B. Tranzistory tak bude protékat malý klidový proud. Toho lze dosáhnout zapojením na **Obr. 4.5**. Mezi bázemi tranzistorů musí být napětí 1,2 V. V zapojení podle **Obr. 4.5 b)** bude ale výstupní napětí posunuto asi o 0,6 V vůči vstupnímu napětí. Tato zapojení vykazují mnohem menší přechodové zkreslení **Obr. 4.6**, než předchozí zapojení.

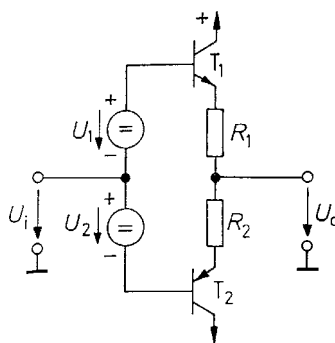


Obr. 4.5: Komplementární emitorový sledovač pracující ve třídě AB a) se dvěma zdroji, b) s jedním zdrojem předpětí



Obr. 4.6: Přechodové zkreslení dvojčinného zesilovače pracujícího ve třídě AB

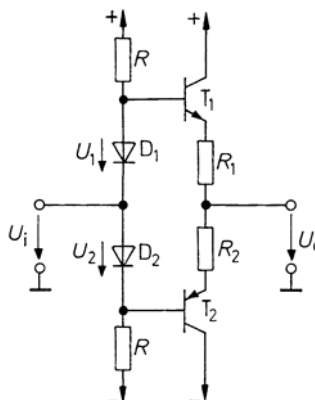
Problémem je ale udržet konstantní hodnotu klidového pracovního proudu v širokém rozmezí teplot, protože při zvýšení teploty dojde ke zvýšení klidového proudu, čímž se vlivem většího ztrátového výkonu více zahřívají tranzistory což opět vede ke zvýšení klidového proudu atd. dokud nedojde k tepelnému zničení tranzistorů. Tomuto jevu se říká kladná tepelná zpětná vazba. Tento efekt lze potlačit např. tak, že jako zdrojů předpětí použijeme diody, které ovšem musí být teplotně svázány s pouzdry tranzistorů. Zlepšení vlastností je též možné stabilizací klidového proudu pomocí záporné zpětné vazby pomocí rezistorů v emitorech tranzistorů jak je ukázáno na **Obr. 4.7**. Stabilizace je tím lepší, čím větší hodnoty mají tyto rezistory. Protože jimi ale teče veškerý proud do zátěže, musí být hodnoty těchto odporů malé ve srovnání s hodnotou odporu zátěže. Tyto odpory se obvykle současně využívají jako snímač proudu do zátěže pro elektronickou pojistku.



Obr. 4.7: Stabilizace pracovního bodu pomocí odporů v emitorech tranzistorů

4.2.3 Realizace předpětí tranzistorů

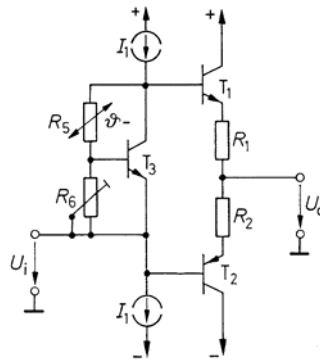
Jeden z možných způsobů realizace předpětí tranzistorů je naznačen na **Obr. 4.8**. Předpětí je zde realizováno pomocí diod, které musí být stále propustně pólovány. Z důvodu kompenzace tepelné kladně zpětné vazby je vhodné teplotně svázat pouzdra diod a tranzistorů.



Obr. 4.8: Předpětí tranzistorů realizováno pomocí dvou diod

Jiná varianta realizace předpětí tranzistorů je naznačená na **Obr. 4.9**. Zde je předpětí realizováno násobičem napětí realizovaného pomocí tranzistoru a dvou rezistorů. Toto řešení umožňuje nastavovat hodnotu předpětí a jeho teplotní koeficient ve velkém rozsahu. Zpětná vazba působí na tranzistor T_3 prostřednictvím napěťového děliče R_5 a R_6 . Pokud zanedbáme proud do báze tranzistoru T_3 , bude hodnota napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru dána vztahem

$$U_{CE} = U_{BE} \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right). \quad (4.4)$$



Obr. 4.9: Předpětí tranzistorů realizováno násobičem napětí realizovaného pomocí tranzistoru

4.3 Koncové zesilovače s Darlingtonovým zapojením

Pomocí obvodů popsaných výše lze dosáhnout hodnot výstupního proudu řádově do stovek miliampér. Pro větší výstupní proudy musíme použít tranzistory s větším proudovým zesilovacím činitelem. Takovýto tranzistor lze vytvořit ze dvou tranzistorů zapojených jako Darlingtonova dvojice, viz **Obr. 4.10 a**). Proudový zesilovací činitel takového zapojení je roven

$$\beta = \beta_{T_1} \beta_{T_1'} \quad (4.5)$$

Hodnoty impedancí mezi bází a emitorem a mezi kolektorem a emitorem tohoto tranzistoru jsou přibližně rovny

$$r_{BE} \approx 2r_{BE_{T_1}}, \quad r_{CE} \approx \frac{2}{3}r_{CE_{T_1'}} \quad (4.6)$$

U tohoto zapojení je mezi bází B' a emitorem E' napětí o velikosti 1,2 V.

Komplementární Darlingtonovo zapojení je na **Obr. 4.10 b**). Jeho parametry jsou dány vztahy

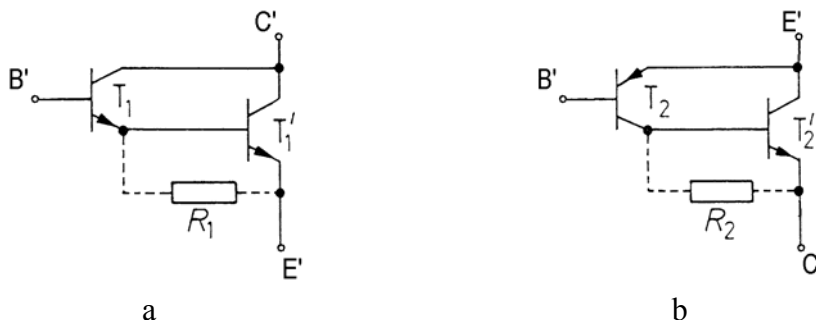
$$\beta = \beta_{T_2} \beta_{T_2'} \quad (4.7)$$

Hodnoty impedancí mezi bází a emitorem a mezi kolektorem a emitorem tohoto tranzistoru jsou přibližně rovny

$$r_{BE} \approx r_{BE_{T_2}}, \quad r_{CE} \approx \frac{1}{2}r_{CE_{T_2'}} \quad (4.8)$$

V tomto případě je mezi bází B' a emitorem E' napětí pouze o velikosti -0,6 V.

Rezistory R_1 resp. R_2 slouží k odvodu zbytkového proudu z báze výkonový tranzistoru a ten se tak rychleji zavíral.

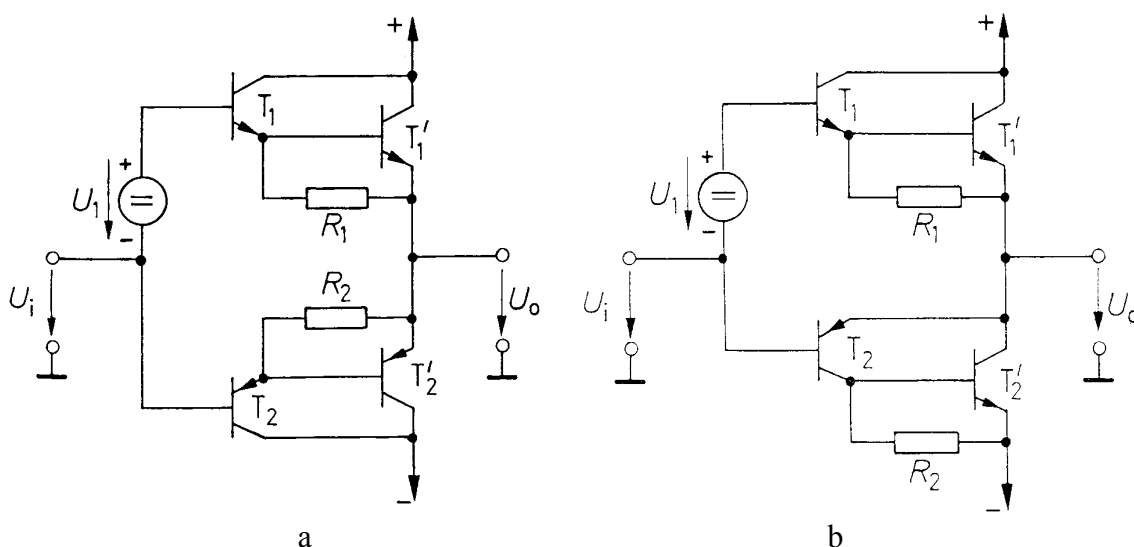


Obr. 4.10: a) Darlingtonovo zapojení, b) komplementární Darlingtonovo zapojení tranzistorů

Základní zapojení Darlingtonova zesilovače výkonu je na **Obr. 4.11 a)**, kde tranzistory T_1 , T_1' a T_2 , T_2' jsou v Darlingtonově zapojení. Zesilovač pracuje ve třídě AB, s malým klidovým proudem a malým přechodovým zkreslením. Velikost předpětí U_1 se volí 2,2 V, aby se při zvýšené teplotě nedostaly výkonové tranzistory T_1' a T_2' do režimu A. Při malých hodnotách vstupního napětí pracují pouze tranzistory T_1 a T_2 (jsou uzavřeny) a proud teče do zátěže přes rezistory R_1 resp. R_2 . Při větších hodnotách vstupního napětí, kdy úbytek napětí na rezistorech R_1 resp. R_2 je způsoben proudem do zátěže přesáhne hodnotu okolo 0,8 V, otevřou se výkonové tranzistory T_1' resp. T_2' přes které nyní teče proud do zátěže.

Jak již bylo řečeno, rezistory R_1 a R_2 slouží k odvodu zbytkového proudu z bází výkonových tranzistorů a ty se tak rychleji zavírají. Čím nižší bude hodnota těchto rezistorů, tím rychleji se tranzistory budou zavírat. Toto je zvláště důležité když dochází k rychlé změně polarity vstupního napětí a došlo by k otevření tranzistoru ještě před zavřením druhého tranzistoru. Pak by přes oba výkonové tranzistory tekla velký proud, který by způsobil zničení těchto tranzistorů. Proto je nutné zvolit hodnoty těchto rezistorů tak, aby se při činnosti obvodu tranzistory zavíraly včas.

Někdy je vhodnější použít výstupní výkonové tranzistory stejného typu. V tomto případě se Darlingtonovo zapojení s tranzistory T_2 , T_2' nahradí komplementárním Darlingtonovým zapojením z **Obr. 4.10 b)**. Výsledné zapojení výkonového zesilovače nazývaného kvazi-komplementární Darlingtonova dvojice je nakresleno na **Obr. 4.11 b)**. V tomto případě je nutné použít předpětí 1,8 V.



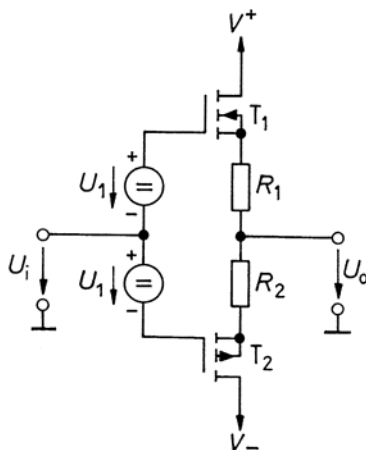
Obr. 4.11: a) Komplementární Darlingtonova dvojice, b) kvazi-komplementární Darlingtonova dvojice

4.4 Koncové zesilovače s výkonovými tranzistory MOSFET

Velká výhoda výkonových tranzistorů MOSFET je ta, že mohou být otevírány a zavírány mnohem rychleji než bipolární tranzistory. Zatímco bipolární výkonové tranzistory mají přepínací dobu mezi 100 ns a 1 μ s, u MOSFET tranzistorů je tato doba mezi 10 ns a 100 ns. Pro frekvence nad 100 kHz do 1 MHz je proto vhodnější použít MOSFET výkonové tranzistory.

Na **Obr. 4.10** je nakresleno základní zapojení komplementárního zesilovače výkonu s tranzistory MOSFET. Je nutné opět použít předpětí tranzistorů stejně jako v případě

bipolárních tranzistorů pro nastavení klidového proudu. Pro hodnotu předpětí $U_1 = U_p$ neteče žádný klidový proud tranzistory a obvod pracuje ve třídě B. Pokud však chceme minimalizovat přechodové zkreslení, je vhodné nastavit předpětí $U_1 > U_p$ tak aby tranzistory tekly malý klidový proud. Hodnota klidového proudu je stabilizována proudovou zpětnou vazbou rezistorů R_1 a R_2 .



Obr. 4.12: Komplementární zesilovač výkonu s tranzistory MOSFET

5 Lineární obvody

6 Filtry

6.1 Úvod

Kmitočtové filtry jsou lineární obvody, obvykle dvoubrany, které mění kmitočtové spektrum amplitud a fází procházejícího signálu. Některé kmitočtové složky obvykle propouští bez ovlivnění, tato oblast se nazývá propustné pásmo a jiné kmitočtové složky potlačuje, tzv. pásmo potlačení či nepropustné pásmo. Výstupní signál je též obvykle časově zpožděn z důvodu fázových posuvů procházejících kmitočtových složek.

Kmitočtové filtry lze nalézt v celé řadě systémů a obvodů, kde mají za úkol oddělit či odstranit určité části spektra. Například v radiových přijímačích slouží k oddělení požadovaného signálu, v usměrňovačích k odfiltrování vyšších harmonických, k úpravě spektra akustických signálů apod. Základní filtry lze sestavit z pasivních filtrů, které obsahují pouze pasivní prvky. Při realizaci však nastává problém s realizací indukčností, které bývají příliš rozměrné a s parazitními vlastnostmi. Z těchto důvodů se rozvíjí oblast pasivních a aktivních RC filtrů, filtrů se spínanými kapacitami a proudy aj.

Z teorie lineárních obvodů je známo, že přenosovou funkci filtrů k -tého řádu se dají vyjádřit reálnou racionálně lomenou funkcí komplexní proměnné

$${}^n K(\bar{p}) = \frac{G(\bar{p})}{H(\bar{p})} = a \frac{\prod_{r=1}^R (\bar{p} - \bar{n}_r)}{\prod_{s=1}^S (\bar{p} - \bar{p}_s)}, \quad (6.1)$$

kde $G(\bar{p})$ a $H(\bar{p})$ jsou reálné mnohočleny komplexní proměnné $\bar{p} = \sigma + j\omega$, a je reálná konstanta, \bar{n}_r popř. \bar{p}_s jsou souřadnice nulových bodů popř. pólů v rovině \bar{p} . Stupeň mnohočlenů $G(\bar{p})$ a $H(\bar{p})$ udávají čísla R a S , přičemž $R \leq S$. Číslo S udává současně řád filtru.

Rozklad funkce (6.1) na jednotlivé dílčí přenosové funkce se dá provést několika způsoby. Z nich je nejjednodušší, a proto v technické praxi nejpoužívanější, rozklad kaskádní

$${}^n K(\bar{p}) = \prod_{i=1}^I K_i(\bar{p}), \quad (6.2)$$

kde $K_i(\bar{p})$ jsou dílčí přenosové funkce filtrů obvykle nejvýše druhého řádu (výjimečně třetího řádu).

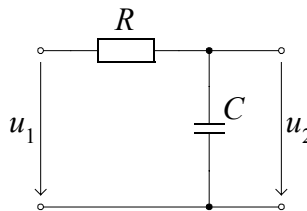
6.2 Pasivní filtry RC a RLC

6.2.1 Dolní propust RC prvního řádu

Filtry jsou obvykle charakterizovány přenosovou funkcí a charakteristikami z ní vyplývající. Proto u dolní propusti prvního řádu určíme přenosovou funkci a současně si ukážeme způsob normování přenosové funkce.

Přenosovou funkci pasivní dolní propusti RC prvního řádu z **Obr. 6.1** určíme jako poměr komplexních napětí

$$\begin{aligned} \bar{K}(\omega) &= \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{1/(j\omega C)}{R + 1/(j\omega C)} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \cdot \frac{1 - j\omega RC}{1 - j\omega RC} = \\ &= \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} - j \frac{\omega RC}{1 + (\omega RC)^2} = \operatorname{Re} \bar{K}(\omega) + j \operatorname{Im} \bar{K}(\omega) \end{aligned} \quad (6.3)$$



Obr. 6.1: Pasivní dolní propust prvního řádu

Odtud můžeme již snadno určit modulovou charakteristiku

$$K(\omega) = \operatorname{mod} \bar{K}(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re} \bar{K}(\omega))^2 + (\operatorname{Im} \bar{K}(\omega))^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (6.4)$$

a argumentovou charakteristiku

$$\varphi(\omega) = \arg \bar{K}(\omega) = \arctan \frac{\operatorname{Im} \bar{K}(\omega)}{\operatorname{Re} \bar{K}(\omega)} = \arctan(-\omega RC) = -\arctan(\omega RC). \quad (6.5)$$

Pro grafické znázornění vlastností se užívá tzv. Bodeho diagram **Obr. 6.2**, ve kterém je modul přenosové funkce vyjádřen v decibelech

$$Z(\omega) = 20 \log K(\omega) = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}. \quad (6.6)$$

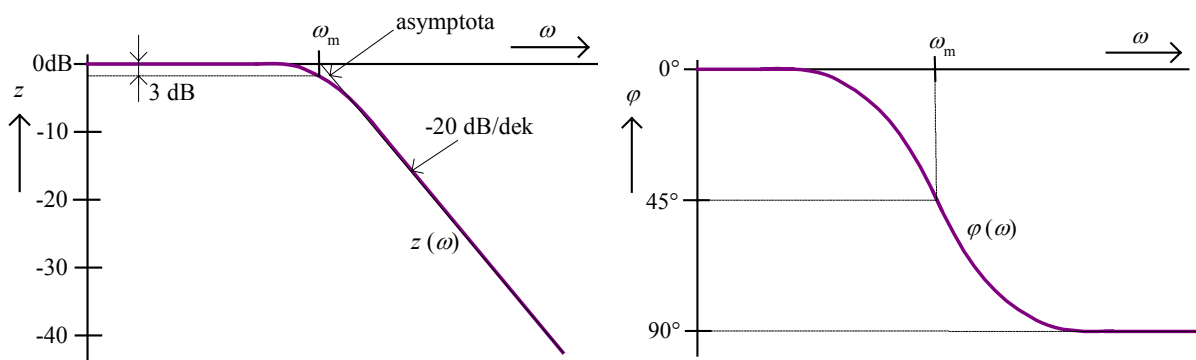
Z poslední rovnice je zřejmé, že na velmi nízkých kmitočtech se modul přenosové funkce asymptoticky blíží hodnotě $Z(\omega) \approx 0$ dB. Na velmi vysokých kmitočtech se modul přenosové funkce řídí podle vztahu $Z(\omega) = 20 \log(1/\omega RC)$, tzn. Je nepřímo úměrný kmitočtu. Při zvětšení kmitočtu desetkrát se hodnota modulu zmenší o 20 dB. Z toho je zřejmé, že modul přenosové funkce se na vysokých kmitočtech zmenšuje o 20 dB na každou dekádu kmitočtu. Mezní kmitočet ω_m odpovídající zmenšení modulu přenosové funkce na hodnotu $1/\sqrt{2}$, tj. pokles o 3 dB, určíme jednoduše z rov (6.4)

$$K(\omega_m) = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_m RC)^2}}, \quad (6.7)$$

po úpravě

$$\omega_m = 2\pi f_m = 1/RC. \quad (6.8)$$

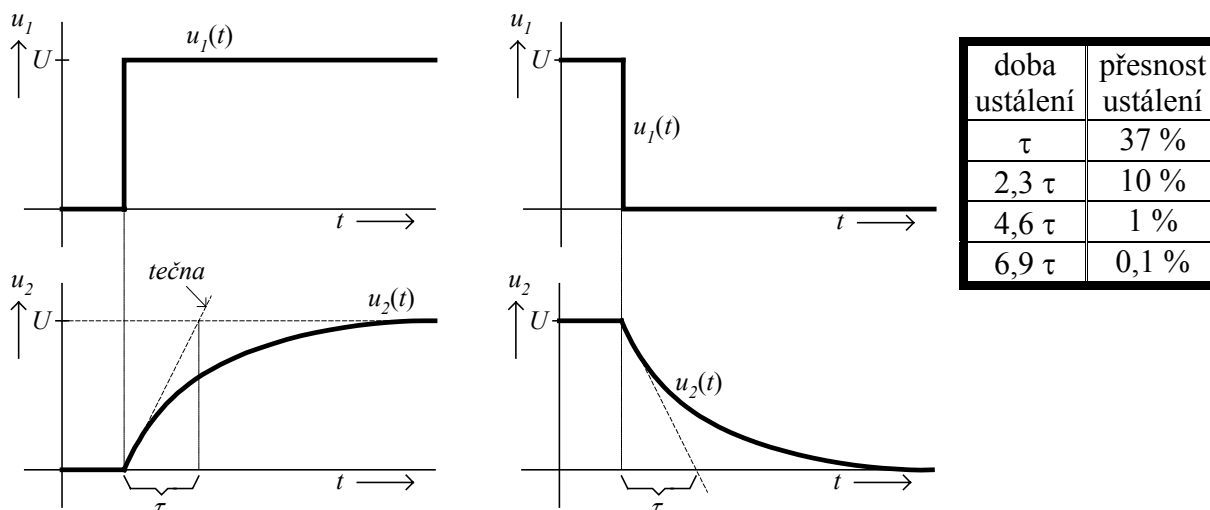
Fázové natočení výstupního signálu vůči vstupnímu je při tomto kmitočtu podle vztahu (6.5) Právě -45° .



Obr. 6.2: Bodeho diagram a) modulová kmitočtová charakteristika a b) argumentová kmitočtová charakteristika

Poznámka: Často se udává časová konstanta RC článku $\tau = RC$, které udává dobu, za kterou odezva na jednotkový skok dosáhne hodnoty odlišující se od ustáleného stavu o $1/e = 1/2,718 \approx 0,37$ (e je základ přirozeného logaritmu), viz

Obr. 6.3.



Obr. 6.3: Časová odezva filtru na jednotkový skok

Přejdeme-li formálně z $j\omega$ na $j\omega + \sigma = \bar{p}$ (v daném případě $\sigma = 0$) dostaneme z rov. (6.3) Přenosovou funkci ve tvaru běžně užívaném při analýze a syntéze filtrů

$$K(\bar{p}) = \frac{U_2(\bar{p})}{U_1(\bar{p})} = \frac{1}{1 + \bar{p}RC}, \quad (6.9)$$

kde $U_1(\bar{p})$ a $U_2(\bar{p})$ jsou Laplaceovy obrazy vstupního napětí u_1 a výstupního napětí u_2 . Z hlediska obecnějšího přístupu je však vhodné komplexní proměnnou \bar{p} normovat vzhledem k meznímu kmitočtu ω_m , tedy

$$\bar{s} = \frac{\bar{p}}{\omega_m}. \quad (6.10)$$

Pro $\sigma = 0$ dostaneme

$$\bar{s} = \frac{j\omega}{\omega_m} = \frac{jf}{f_m} = j\Omega. \quad (6.11)$$

Přitom jsme zavedli normovaný úhlový kmitočet Ω .

Mezní kmitočet dolní propusti podle **Obr. 6.1** je roven

$$\omega_m = \frac{1}{RC}. \quad (6.12)$$

Po dosazení do vztahu (6.10) bude

$$\bar{s} = \bar{p}RC, \quad (6.13)$$

A po dosazení do vztahu (6.9) vyjde přenosová funkce filtru takto

$$K(\bar{s}) = \frac{1}{1 + \bar{s}}. \quad (6.14)$$

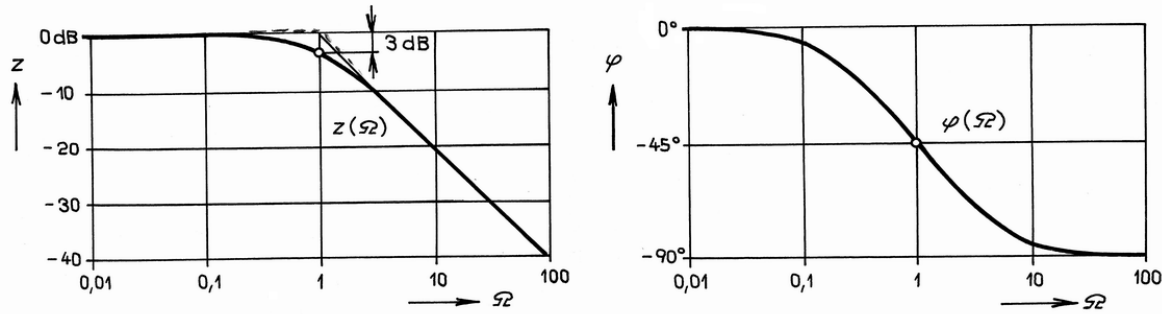
Tuto přenosovou funkci normované komplexní proměnné můžeme použít i pro posouzení modulu a argumentu přenosové funkce

$$K(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}, \quad \varphi(\Omega) = -\arctan \Omega. \quad (6.15)$$

Pro $\Omega \gg 1$ tedy pro případ, kdy kmitočet vstupního signálu $f \gg f_m$, bude modul přenosu filtru dán vztahem

$$K(\Omega) \approx \frac{1}{\Omega}, \quad (6.16)$$

A tedy modulová kmitočtová charakteristika filtru klesá rychlostí 20 dB/dek. Bodeův diagram přenosové funkce zkoumaného dolní propusti je uveden na **Obr. 6.4**



Obr. 6.4: Bodeův diagram dolní propusti prvního řádu z **Obr. 6.1**

Pokud je zapotřebí vytvořit rychlejší pokles přenosové funkce v nepropustném pásmu, je možné zapojit n dolních propustí do kaskády. Přenosovou funkci takovéto soustavy lze pak zapsat ve tvaru

$${}^n K(\bar{s}) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (1 + d_i \bar{s})} = \frac{1}{(1 + d_1 \bar{s})(1 + d_2 \bar{s}) \dots (1 + d_n \bar{s})}, \quad (6.17)$$

Kde d_i ($i=1, 2, \dots, n$) jsou kladné reálné koeficienty. Z tohoto vztahu plyne, že pro $\Omega \gg 1$ bude modul přenosu roven

$${}^n K(\Omega) \approx \frac{1}{\Omega^n}. \quad (6.18)$$

Přenosová funkce se tedy bude asymptoticky blížit k přímce, která klesá se strmostí $n \cdot 20$ dB/dek. Přenosová funkce této soustavy (6.17) má n záporných reálných pólů. Tato vlastnost je typická pro pasivní filtry RC n -tého řádu. Soustava vytvořená kaskádním řazením pasivních dolních propustí se stejnou hodnotou mezního kmitočtu bude mít kritické tlumení (název se týká vlastností přechodové charakteristiky, tj. časového průběhu odezvy na jednotkový skok) a koeficienty d_i budou mít pro všechna i stejnou hodnotu

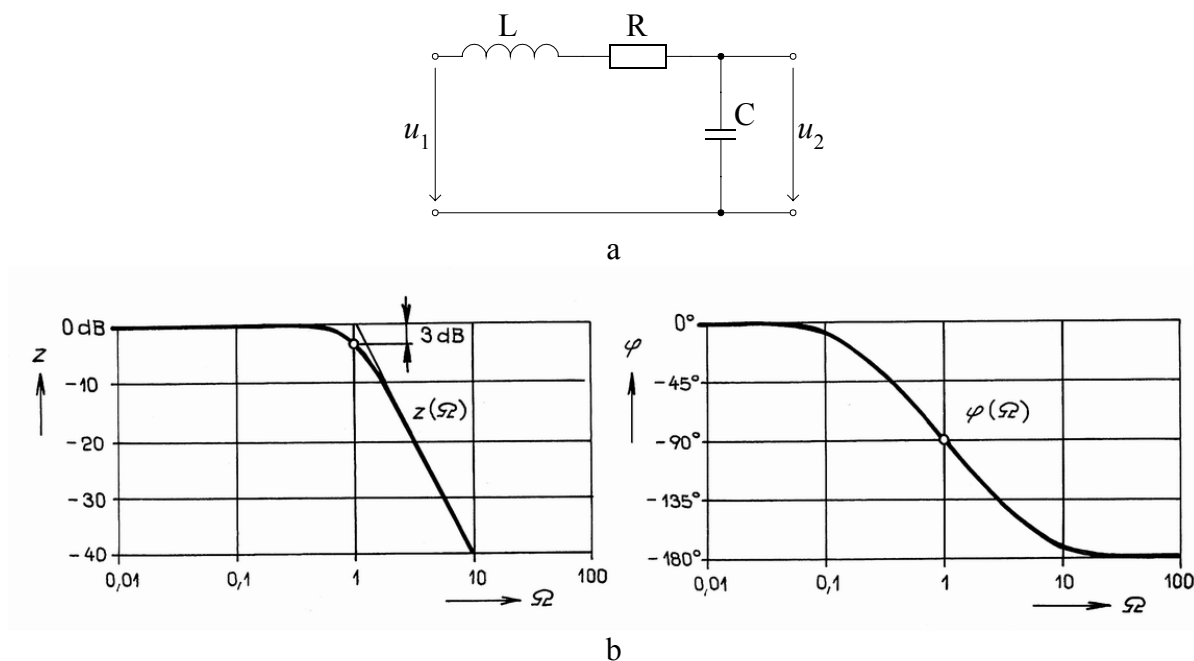
$$d = d_i = \sqrt[n]{2} - 1. \quad (6.19)$$

Takový filtr však nemá ostrý přechod z propustného do nepropustného pásma a mimo to je toto řešení neekonomické. Z tohoto důvodu jsou pro realizaci výhodnější filtry druhého řádu.

6.2.2 Dolní propust RLC druhého řádu

Jako případ pasivní dolní propusti druhého řádu je na **Obr. 6.5** uvedeno zapojení filtru RLC. Přenosová funkce tohoto dvojbranu je

$${}^2 K(\bar{p}) = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3} = \frac{\frac{1}{\bar{p}C}}{\bar{p}L + R + \frac{1}{\bar{p}C}} = \frac{1}{1 + \bar{p}RC + \bar{p}^2 LC}. \quad (6.20)$$



Obr. 6.5: a) Pasivní dolní propust RLC druhého řádu a b) odpovídající průběhy modulu a argumentu přenosové funkce

Pro normovanou komplexní proměnnou $\bar{s} = \bar{p}/\omega_m$ bude mít přenosová funkce tvar

$$^2K(\bar{s}) = \frac{1}{1 + \omega_m RC\bar{s} + \omega_m^2 LC\bar{s}^2} = \frac{1}{1 + a_{21}\bar{s} + b_{21}\bar{s}^2}. \quad (6.21)$$

Zavedeme-li obvyklé označení

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{Thomsonův vztah}) \quad \text{a} \quad (6.22)$$

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (\text{činitel jakosti kmitavého okruhu RLC}),$$

můžeme rovnici (6.21) napsat ve tvaru

$$^2K(\bar{s}) = \frac{1}{1 + \frac{\omega_m}{\omega_r Q}\bar{s} + \frac{\omega_m^2}{\omega_r^2}\bar{s}^2}. \quad (6.23)$$

Z rovnic (6.21) a (6.23) lze stanovit tyto vztahy

$$a_{21} = \frac{\omega_m}{\omega_r Q}, \quad b_{21} = \frac{\omega_m^2}{\omega_r^2}, \quad (6.24)$$

popřípadě

$$\omega_r = \frac{\omega_m}{\sqrt{b_{21}}}, \quad Q = \frac{\omega_m}{\omega_r a_{21}} = \frac{\sqrt{b_{21}}}{a_{21}}. \quad (6.25)$$

Příklad:

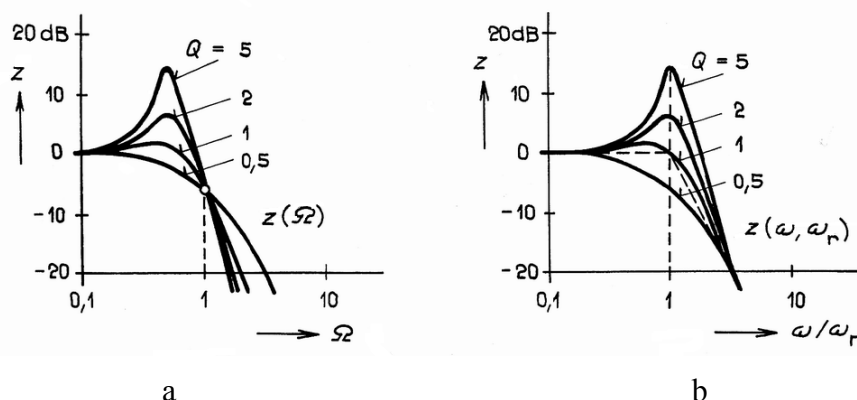
Navrhnete dolní propust druhého řádu s přenosovou funkcí aproximovanou dle Butterwortha (koeficienty $a_{21} = 1,414$ a $b_{21} = 1,000$) s mezním kmitočtem $f_m = 10$ Hz.

Z rovnice (6.25) pro tento příklad plyne, že $\omega_r = \omega_m$ a $Q = 0,707$. Zvolíme-li kapacitu kapacitoru $C = 10 \mu\text{F}$, můžeme ze vztahu (6.21) určit hodnoty zbývajících prvků

$$R = \frac{a_{21}}{2\pi f_m C} \doteq 2,25 \text{ k}\Omega, \quad L = \frac{b_{21}}{4\pi^2 f_m^2 C} \doteq 25,3 \text{ H}. \quad (6.26)$$

Z vypočítaných hodnot je jasné, že takovýto filtr by byl realizovatelný jen s obtížemi. Induktor s indukčností 25,3 H je značně rozměrný a ztrátový. Modelovat induktor pomocí gyrátoru se ukazuje jako neekonomické. Výhodnější jsou proto RC aktivní prvky bez induktorů.

Přestože se často využívá především vyjádření přenosové funkce filtru podle rovnice (6.21), ukazuje se, že při syntéze filtrů je vhodné znát u dílčích filtrů i činitel jakosti Q a úhlový kmitočet ω_r , viz rovnice (6.25). To proto, že i pro zvolený maximálně plochý průběh modulové charakteristiky v propustném pásmu filtru vykazují dílčí filtry značné převýšení modulové charakteristiky, které lze právě charakterizovat činitelem jakosti Q a úhlovým kmitočtem ω_r . Pro názornost jsou na **Obr. 6.6** naznačeny průběhy modulu přenosové funkce dolní propusti druhého řádu pro různé hodnoty činitele jakosti. Při vlastním návrhu sice není nutné znát činitel jakosti Q dílčího filtru, ani úhlový kmitočet ω_r , ale usnadní se tím ožiování dílčích článků filtru.

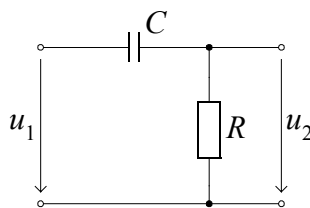


Obr. 6.6: Průběh modulu přenosové funkce dolní propusti druhého řádu v závislosti na úhlovém kmitočtu normovaném a) vzhledem k ω_m , b) vzhledem k ω_r pro různé hodnoty činitele jakosti

6.2.3 Horní propust RC prvního řádu

Na **Obr. 6.7** je uvedeno základní zapojení horní propusti RC prvního řádu, jejíž přenos určíme jako poměr komplexních napětí

$$\begin{aligned} \bar{K}(\omega) &= \frac{\bar{U}_2(\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{R}{1/(j\omega C) + R} \\ \bar{K}(\bar{p}) &= \frac{\bar{U}_2(\bar{p})}{\bar{U}_1(\bar{p})} = \frac{R}{1/(\bar{p}C) + R} = \frac{1}{1 + 1/(\bar{p}CR)} \end{aligned} \quad (6.27)$$



Obr. 6.7: Pasivní horní propust RC prvního řádu

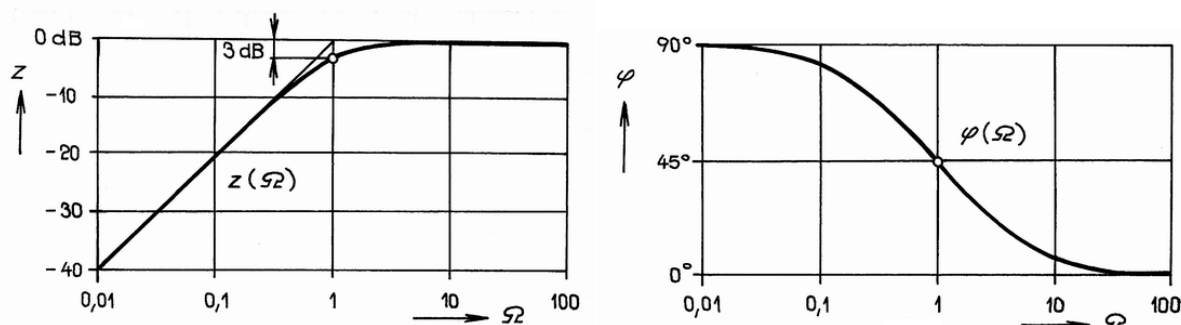
Mezní kmitočet pro pokles modulu přenosu o 3 dB je shodný s mezním kmitočtem pasivní dolní propusti RC prvního řádu (6.8)

$$\omega_m = 2\pi f_m = 1/RC. \quad (6.28)$$

Zavedeme-li opět normovanou komplexní proměnnou \bar{s} (6.10), bude mít přenosová funkce tvar

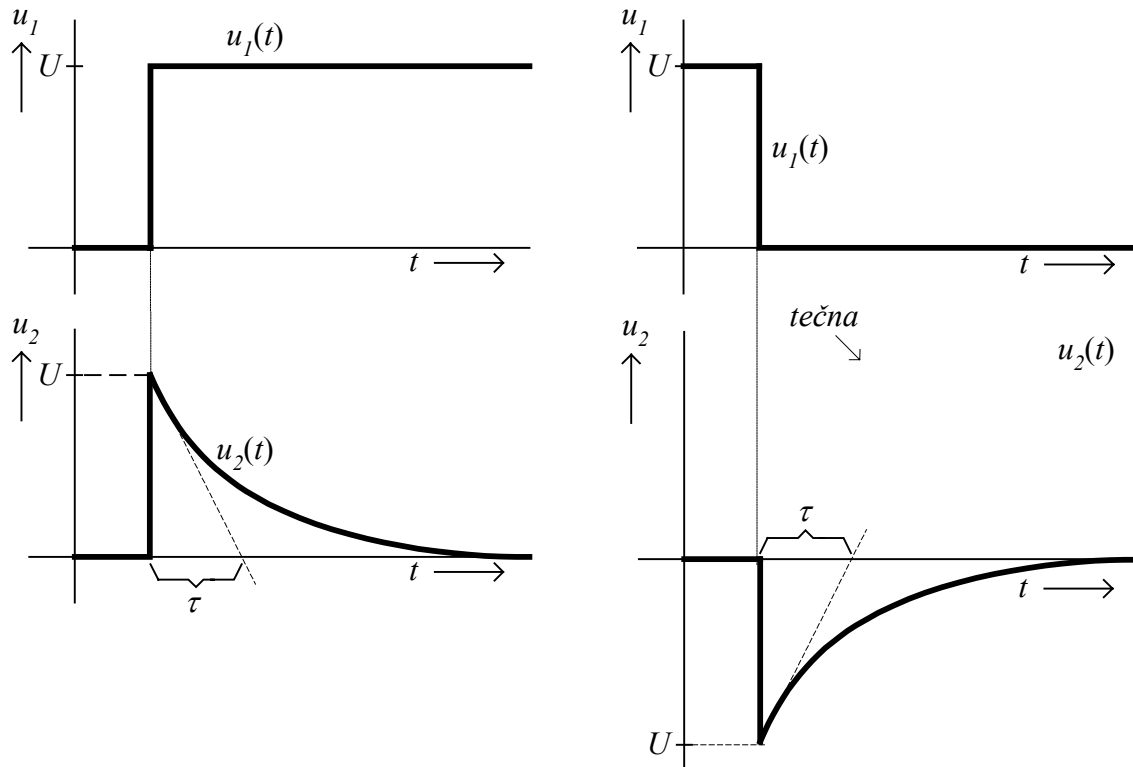
$$\bar{K}(\bar{s}) = \frac{1}{1 + 1/\bar{s}} \quad (6.29)$$

Z porovnání rovnic (6.14) a (6.29) je vidět, že přenosovou funkci horní propusti můžeme získat z přenosové funkce dolní propusti transformací $\bar{s} \rightarrow 1/\bar{s}$. Tento postup se dá zobecnit i pro propusti vyšších řádů. Je to patrné i z logaritmického vyjádření přenosové funkce na **Obr. 6.8**, kdy z modulové charakteristiky dolní propusti můžeme získat charakteristiku horní propusti transformací typu zrcadlení kolem mezního kmitočtu ($\Omega=1$). Tomu odpovídá transformace $\Omega \rightarrow 1/\Omega$, resp. $\bar{s} \rightarrow 1/\bar{s}$, přičemž mezní kmitočet zůstává beze změny a K_0 přejde na K_∞ .



Obr. 6.8: Průběh modulu a argumentu přenosové funkce horní propusti RC prvního řádu

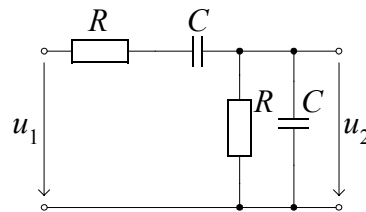
Pro úplnost ještě uvedme, časovou odezvu na jednotkový skok **Obr. 6.9**, kde $\tau = RC$ je časová konstanta RC článku.



Obr. 6.9: Časová odezva na jednotkový skok

6.2.4 Pásmová propust RC prvního řádu

Pásmovou propust prvního řádu lze získat kaskádním řazením dolní a horní propusti RC prvního řádu. Existuje mnoho možností kaskádního řazení těchto filtrů, jedna možnost je naznačena na **Obr. 6.10**.



Obr. 6.10: Pasivní pásmová propust RC

Přenos tohoto filtru získáme opět jako poměr dvou komplexních proměnných

$$\begin{aligned}
 {}^2K(\bar{s}) &= \frac{\bar{U}_2(\bar{s})}{\bar{U}_1(\bar{s})} = \frac{\frac{1}{1/\bar{Z}_3 + 1/\bar{Z}_4}}{\frac{1}{1/\bar{Z}_3 + 1/\bar{Z}_4} + \bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{\frac{1}{1/R + j\omega C}}{\frac{1}{1/R + j\omega C} + R + \frac{1}{j\omega C}} = \\
 &= \frac{j\omega RC}{(j\omega RC + 1)^2 + j\omega RC}
 \end{aligned} \tag{6.30}$$

Zavedeme-li normování jako v případě dolní propusti, vztahy (6.10) až (6.12), lze přenos pásmové propusti napsat ve tvaru

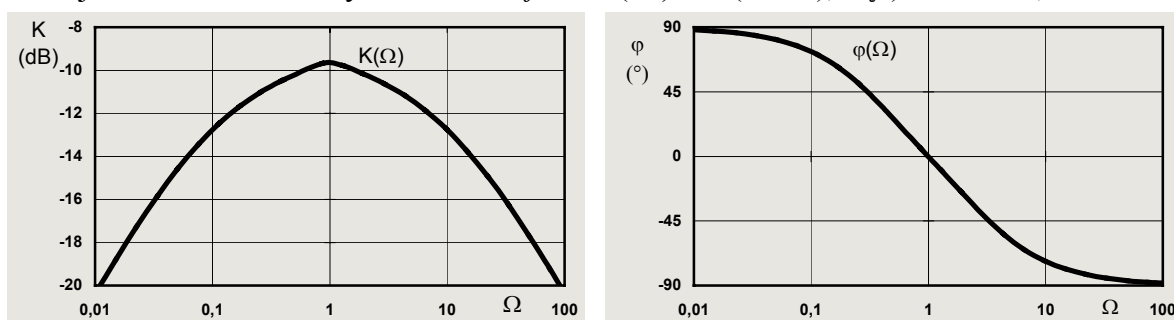
$$^2K(\bar{s}) = \frac{\bar{s}}{(\bar{s}+1)^2 + \bar{s}} = \frac{1}{\frac{(\bar{s}+1)^2}{\bar{s}} + 1} = \frac{\bar{s}}{1 + 3\bar{s} - \bar{s}^2} \quad (6.31)$$

Výpočet modulu a argumentu tohoto filtru provedeme již známým způsobem z přenosové funkce (6.31) a pomocí vztahu (6.11) takto

$$K(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1/\Omega - \Omega + 9}}, \quad (6.32)$$

$$\varphi(\Omega) = \arctan \frac{1 - \Omega^2}{3\Omega}. \quad (6.33)$$

Modul a argument přenosu pásmové propusti je zobrazen na **Obr. 6.11**. Přenos napětí dosahuje maximální hodnoty na kmitočtu $f_r = \omega_r/(2\pi) = 1/(2\pi RC)$, $K(f_r) = 1/3 \sim -9,54$ dB.



Obr. 6.11: Modul a argument přenosu pasivní pásmové propusti

6.2.4.1 Transformace dolní propusti na pásmovou propust

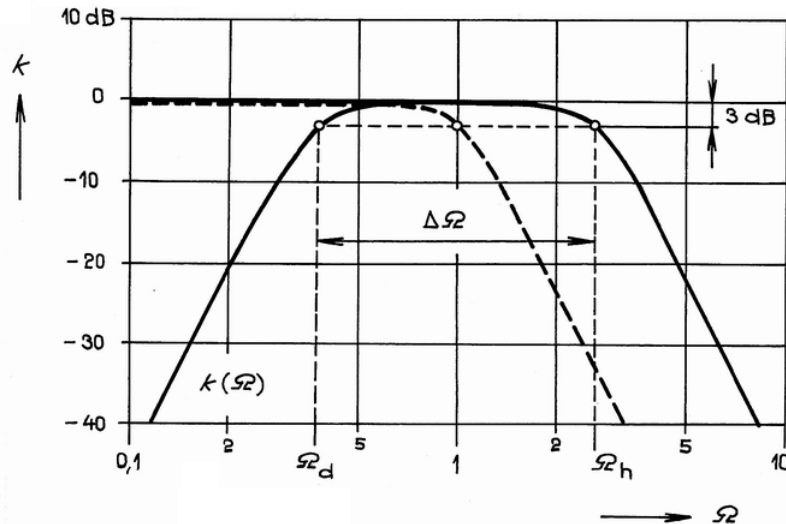
V odstavci 6.2.3 bylo ukázáno, jak je možné transformací komplexní proměnné přejít z přenosové charakteristiky dolní propusti na přenosovou charakteristiku horní propusti. Podobnou transformací lze získat přenosovou charakteristiku pásmové propusti. V přenosové funkci dolní propusti je zapotřebí provést transformaci

$$\bar{s} \rightarrow \frac{\bar{s} + 1/\bar{s}}{\Delta\Omega} \quad (6.34)$$

Touto transformací se původní modulové charakteristika dolní propusti posune ve směru osy Ω doprava a levá část pásma propustnosti je v logaritmickém měřítku zrcadlovým obrazem pravé části vzhledem ke střednímu kmitočtu pásmové propusti $\Omega = 1$. Označíme-li Ω_d dolní mezní kmitočet a Ω_h horní mezní kmitočet, kdy modulová charakteristika poklesne o 3 dB, bude

$$\Omega_d = 1/\Omega_h. \quad (6.35)$$

Graficky je princip transformace znázorněn na **Obr. 6.12**.



Obr. 6.12: Transformace dolní propusti (čárkovaně) na pásmovou propust

Normovaná šířka pásma pásmové propusti

$$\Delta\Omega = \Omega_h - \Omega_d \quad (6.36)$$

může být zvolena zcela libovolně. Z **Obr. 6.12** je patrné, že pásmová propust má na kmitočtech Ω_d a Ω_h stejnou hodnotu přenosu jako dolní propust při kmitočtu $\Omega = 1$. Horní a dolní mezní kmitočty můžeme určit řešením rovnic (6.35) a (6.36)

$$\Omega_d = \frac{-\Delta\Omega + \sqrt{(\Delta\Omega)^2 + 4}}{2}, \quad (6.37)$$

$$\Omega_h = \frac{\Delta\Omega + \sqrt{(\Delta\Omega)^2 + 4}}{2}. \quad (6.38)$$

Obecná přenosová funkce pásmové propusti druhého řádu odvozená z přenosové funkce dolní propusti prvního řádu (6.14) pomocí transformačního vztahu (6.34) má tvar

$${}^2K(\bar{s}) = \frac{K_0}{1 + \frac{\bar{s} + 1/\bar{s}}{\Delta\Omega}} = \frac{K_0 \Delta\Omega \bar{s}}{1 + \Delta\Omega \bar{s} + \bar{s}^2} \quad (6.39)$$

6.2.4.2 Parametry pásmových propustí

Pásmové propusti se často charakterizují parametry kmitavého okruhu, tj. činitelem přenosu K_r na rezonančním (středním) kmitočtem f_r a činitelem jakosti Q . Položíme-li v rovnici (6.39) $\Omega = 1$, tj. $\bar{s} = j$, je možné konstatovat, že $K_r = K_0$. Na rezonančním kmitočtu má tedy přenos reálnou hodnotu a fázové natočení je na tomto kmitočtu nulové. Činitel jakosti pásmové propusti určíme podle analogie s kmitavým okruhem jako poměr rezonačního kmitočtu k šířce pásma B

$$Q = \frac{f_r}{B} = \frac{f_r}{f_h - f_d} = \frac{1}{\Omega_h - \Omega_d} = \frac{1}{\Delta\Omega}. \quad (6.40)$$

Dosadíme-li vztah pro činitel jakosti (6.40) do rovnice (6.39), dostaneme přenosovou funkci pásmové propusti ve tvaru

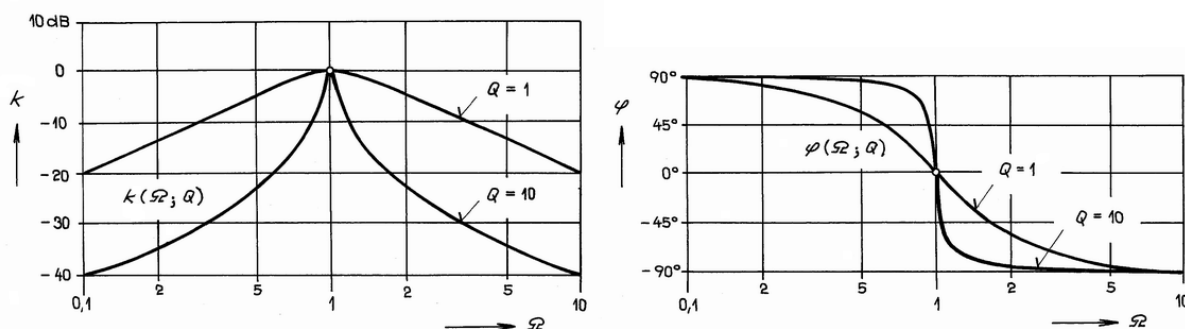
$${}^2K(\bar{s}) = \frac{K_r \frac{1}{Q} \bar{s}}{1 + \frac{1}{Q} \bar{s} + \bar{s}^2}. \quad (6.41)$$

Tento způsob vyjádření umožňuje stanovit základní parametry filtru přímo z přenosové funkce. Zavedeme-li vztah (6.11) do rovnice (6.41), můžeme stanovit vztah pro výpočet modulu a argumentu přenosu

$$K(\Omega) = \frac{K_r \frac{1}{Q} \Omega}{(1 - \Omega^2)^2 + \left(\frac{\Omega}{Q}\right)^2}, \quad (6.42)$$

$$\varphi(\Omega) = \arctan \frac{Q(1 - \Omega^2)}{\Omega}. \quad (6.43)$$

Příklad průběhu modulové a argumentové charakteristiky pásmových propustí s činitelem jakosti $Q=1$ a $Q=10$ jsou uvedeny na **Obr. 6.1**.

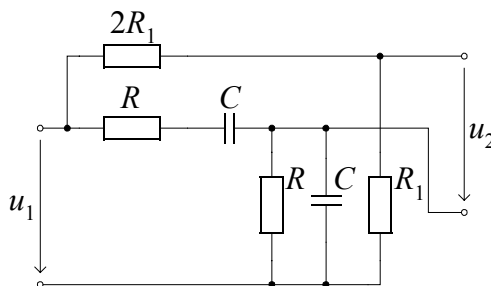


Obr. 6.13: Modulové a argumentové charakteristiky pásmových propustí druhého řádu

6.2.5 Pasivní pásmová zádrž RC - Wienův-Robinsonův můstek

Pro odfiltrování signálů určitého kmitočtového pásma je zapotřebí filtr, jehož činitel přenosu je na rezonančním (středním) kmitočtu roven nule a pro nízké a vysoké kmitočty má konstantní hodnotu. Takovýto filtr se nazývá pásmová zádrž.

Pasivní pásmovou zádrž RC lze získat např. z pásmové propusti RC přidáním děliče, který zabezpečí kmitočtově nezávislé napětí rovné napětí, které je na výstupu propusti při rezonanci. Takovýto filtr je nakreslen na **Obr. 6.14**.



Obr. 6.14: Pásmová zádrž RC – Wienův-Robinsonův můstek

Výstupní napětí tohoto článku lze vyjádřit vztahem

$$\bar{U}_2 = \frac{1}{3} \bar{U}_1 - \frac{j\Omega}{1 - \Omega^2 + 3j\Omega} \bar{U}_1. \quad (6.44)$$

Odtud pak lze již snadno vyjádřit přenosovou funkci pásmové zádrže jako poměr výstupního a vstupního napětí

$$\bar{K}(\Omega) = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = \frac{1}{3} - \frac{j\Omega}{1 - \Omega^2 + 3j\Omega} = \frac{1}{3} \cdot \frac{1 - \Omega^2}{1 - \Omega^2 + 3j\Omega}. \quad (6.45)$$

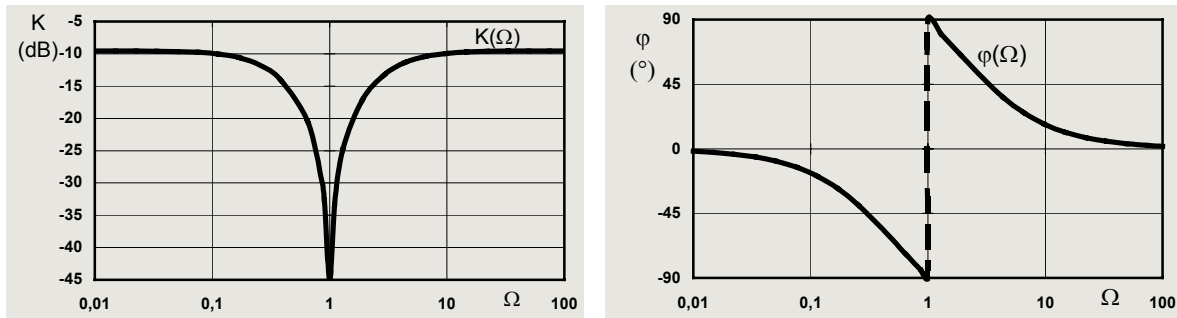
Opět určíme snadno vztah pro modulovou kmitočtovou charakteristiku

$$K(\Omega) = \frac{1 - \Omega^2}{3\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + 9\Omega^2}} \quad (6.46)$$

a pro argumentovou charakteristiku

$$\varphi(\Omega) = \arctan \frac{3\Omega}{\Omega^2 - 1} \quad (\Omega \neq 0) \quad (6.47)$$

této pásmové zadržky. Na **Obr. 6.15** jsou naznačeny modulová a argumentová charakteristika pásmové zadržky.



Obr. 6.15: Modulová a argumentová charakteristika pasivní pásmové zadržky

Pro posuzování vlastností pásmových zadržek se zavádí činitel jakosti Q , který je obdobně jako u pásmových propustí definován vztahem

$$Q = \frac{f_r}{B}, \quad (6.48)$$

kde B je šířka kmitočtového pásma na jehož okrajích poklesne činitel přenosu o 3 dB. Čím vyšší je činitel jakosti filtru, tím strměji se mění činitel přenosu při přechodu z propustné části do nepropustné části kmitočtového pásma.

6.2.5.1 Transformace dolní propusti na pásmovou zadržku

Obdobně jako v předchozích případech můžeme přenosovou funkci pásmové zadržky získat z přenosové funkce dolní propusti pomocí transformačního vztahu

$$\bar{s} \rightarrow \frac{\Delta\Omega}{\bar{s} + 1/\bar{s}}, \quad (6.49)$$

kde

$$\Delta\Omega = \frac{1}{Q} \quad (6.50)$$

značí normované kmitočtové pásmo zadržení pro pokles o 3 dB. Touto transformací se původní modulová charakteristika dolní propusti posune ve směru osy Ω doleva (do oblasti kmitočtů $0 \leq \Omega \leq \Omega_d$) a pravá část pásma zadržení je v logaritmickém měřítku zrcadlovým obrazem levé části vzhledem ke střednímu kmitočtu pásmové zadržky $\Omega = 1$. Při středním (rezonančním) kmitočtu je hodnota přenosové funkce nulová.

Stejně jako v případě pásmové propusti se při transformaci řád filtru umocňuje. Zvláště zajímavé je použití doporučené transformace (6.49) na dolní propust prvního řádu (6.14), které vede k získání pásmové zadržky druhého řádu s přenosovou funkcí

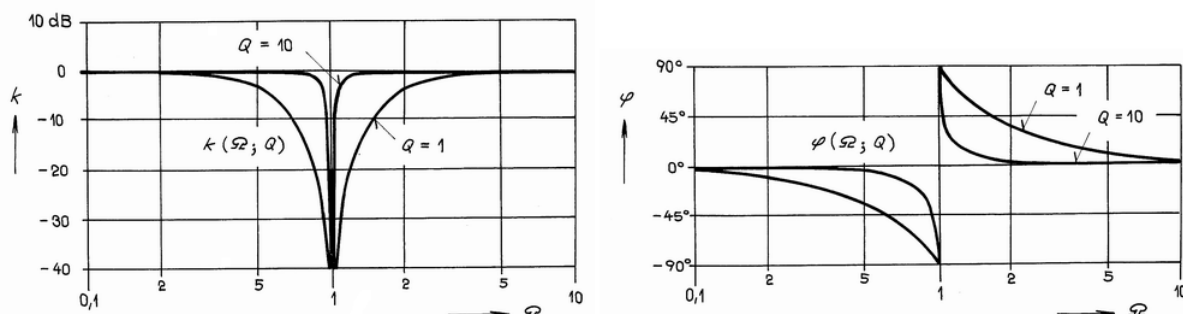
$$^2K(\bar{s}) = \frac{K_0}{1 + \frac{\Delta\Omega}{\bar{s} + 1/\bar{s}}} = \frac{K_0(1 + \bar{s}^2)}{1 + \Delta\Omega\bar{s} + \bar{s}^2} = \frac{K_0(1 + \bar{s}^2)}{1 + \frac{1}{Q}\bar{s} + \bar{s}^2}. \quad (6.51)$$

Odtud snadno vyčíslíme vztahy pro modulovou a argumentovou charakteristiku filtru

$$K(\Omega) = \frac{K_0(1 - \Omega^2)}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{Q^2} - 2\right)\Omega^2 + \Omega^4}}, \quad (6.52)$$

$$\varphi(\Omega) = \arctan \frac{\Omega}{Q(\Omega^2 - 1)}. \quad (6.53)$$

Průběhy těchto kmitočtových charakteristik jsou pro $Q = 1$ a 10 uvedeny na **Obr. 6.16**.



Obr. 6.16: Modulové a argumentové charakteristiky pásmových zadržek druhého řádu

6.3 Aproximace přenosové funkce

Tvar přenosové charakteristiky filtru je určen jednak řádem filtru, ale také typem filtru. Parametry filtru mohou být vybírány podle různých kritérií. Aby byly splněny podmínky zvoleného optimálního průběhu, musí mít koeficienty a_{ni} a b_{ni} přenosové funkce zcela určitou hodnotu. Nejčastěji se užívají filtry s přenosovou funkcí aproximovanou dle Butterwortha, Čebyševa a Bessela. Nyní si ukážeme různé způsoby zadávání optimální charakteristiky filtrů.

Modulová Charakteristika filtru aproximovaná dle Butterwortha je rovná v propustném pásmu kmitočtů a za mezním kmitočtem vykazuje velmi rychlý pokles. Přechodová charakteristika takového filtru (při buzení jednotkovým skokem) má zákmity. Při zvyšování řádu filtru se zákmity zvyšují.

Modulová charakteristika filtru a přenosovou funkcí aproximovanou dle Čebyševa za mezním kmitočtem prudce klesá. V propustném pásmu kmitočtů však není monotónní, nýbrž má zvlněný charakter s konstantním rozkmitem. Zvyšování řádu filtru odpovídá zvyšování nerovnoměrností v propustném pásmu. Zákmity přechodného děje při buzení jednotkovým skokem jsou podstatně větší než u filtru využívajícího aproximaci dle Butterwortha.

Filtr s přenosovou funkcí aproximovanou dle Bessela vykazuje optimální přechodovou charakteristiku. Je to způsobeno tím, že skupinové zpoždění tohoto filtru je ve značně širokém kmitočtovém rozsahu konstantní. Má-li být totiž signál skládající se ze složek o různých kmitočtech přenesen soustavou bez tvarového zkreslení, nestačí přenést pouze ve stejném

poměru amplitudy všech složek, nýbrž navíc musí být fázová charakteristika přenosu lineární funkcí kmitočtu

$$\varphi(\omega) = -h\omega. \quad (6.54)$$

Ve skutečných obvodech může být tento vztah splněn pouze přibližně. Skupinové zpoždění bude mít v určitém kmitočtovém pásmu pak hodnotu

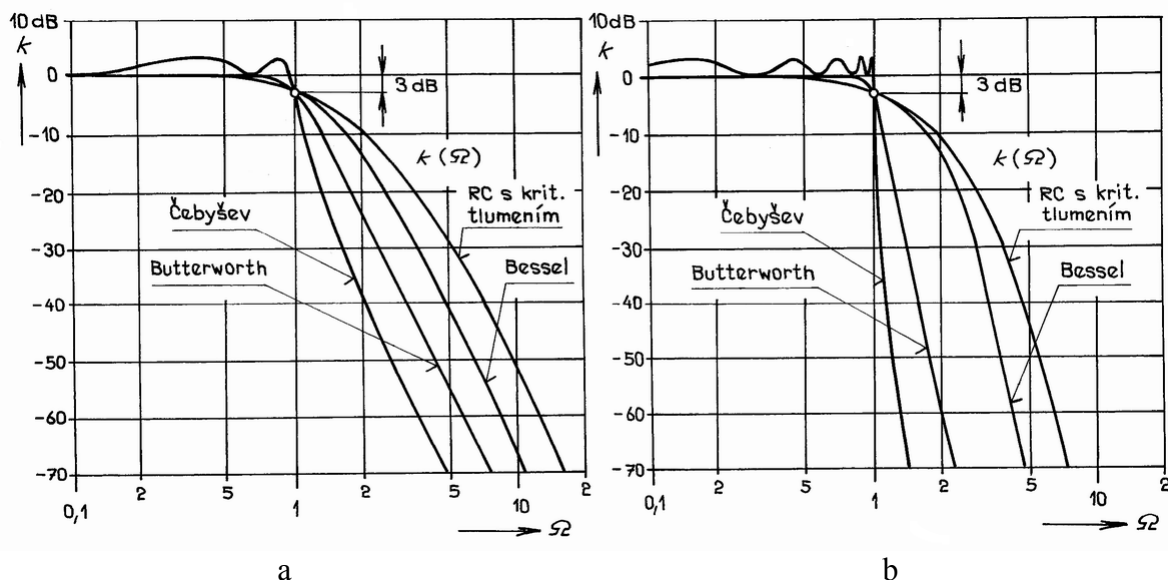
$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \approx h. \quad (6.55)$$

Je-li $h > 0$, tj. argumentová charakteristika má klesající charakter, jsou všechny složky signálu a tedy i celý signál zpožděny o čas h a přechodová charakteristika má optimální průběh. Pokles modulové charakteristiky filtrů využívajících aproximaci dle Bessela je však méně strmý než u filtrů aproximovaných dle Butterwortha či dle Čebyševa.

Pro názornost jsou na **Obr. 6.17** uvedeny modulové charakteristiky zmíněných typů aproximací přenosových funkcí dolních propustí čtvrtého a desátého řádu [1]

Tietze, U., Schenk, Ch. *ELECTRONIC CIRCUITS Design and Applications*, Springer Verlag, Barcelona 1990

[2]. Je možno konstatovat, že modulová charakteristika filtru aproximovaného dle Čebyševa má po dosažení mezního kmitočtu ze všech nejrychlejší pokles, ale má také značné zvlnění v propustném pásmu (v daném případě 3 dB). Zmenšujeme-li zvlnění charakteristiky, přejde filtr aproximovaný dle Čebyševa na aproximaci dle Butterwortha. Přechodová charakteristika tohoto filtru však vykazuje největší zákmity. Dobře je to vidět na **Obr. 6.18**. Přechodová charakteristika dle Bessela nemá prakticky žádné zákmity a rychle se ustaluje na nové hodnotě. Na druhé straně však tento filtr má poněkud horší průběh modulové charakteristiky (viz **Obr. 6.17**).



Obr. 6.17: Různé typy aproximací přenosových funkcí dolních propustí a) čtvrtého řádu, b) desátého řádu

V **Tab. 6.1** jsou uvedeny doby čela a zpoždění výstupního signálu a relativní překmit (v procentech) pro dolní propusti různého typu. Doba čela t_k je zde definována časovým intervalem, za který se při buzení jednotkovým skokem výstupní signál změní z 10% na 90% své ustálené hodnoty (viz **Obr. 6.18**). Doba zpoždění t_z je definována intervalem, během kterého výstupní signál dosáhne 50% své ustálené hodnoty. Doba čela i doba zpoždění jsou

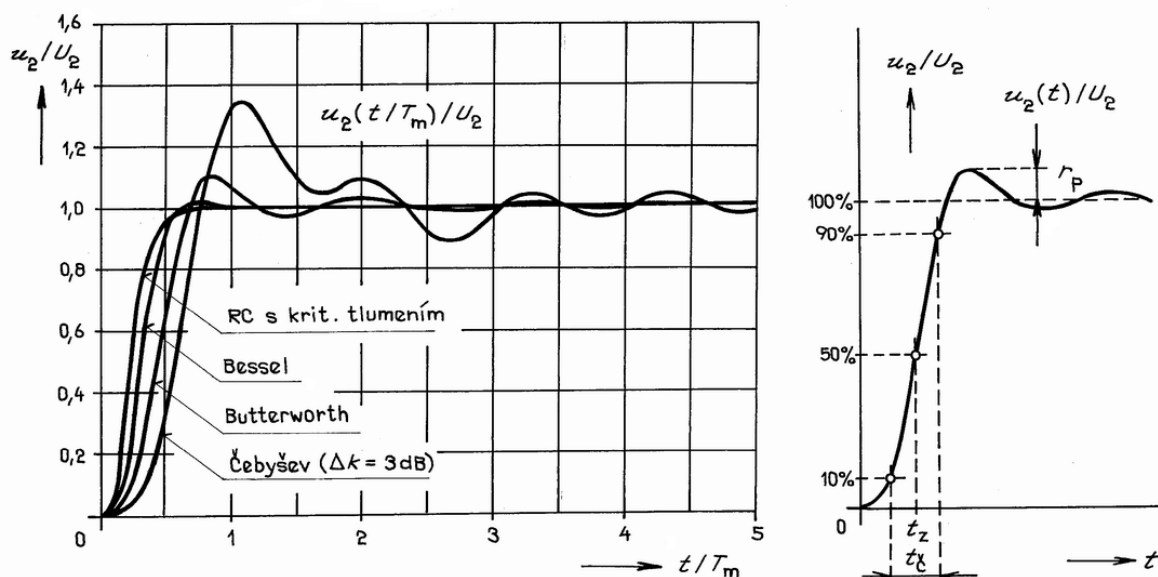
v tabulce vztaženy k času $T_m = 1/f_m = 2\pi/\omega_m$. Z tabulky je zřejmé, že doba čela výstupního signálu závisí jen málo na řádu a typu filtru. Pro filtry nižších řádů je

$$t_c \approx \frac{T_m}{3} = \frac{1}{3} \frac{1}{f_m} \quad (6.56)$$

a pro filtry vyššího řádu je

$$t_c \approx \frac{2}{3} T_m = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{f_m}. \quad (6.57)$$

Relativní překmit r_p udává v procentech převýšení přechodové charakteristiky filtru nad ustálenou hodnotu. Z hlediska doby zpoždění a hodnoty relativního překmitu vykazuje výrazné přednosti filtr a přenosovou charakteristikou dle Bessela. Zvýšení řádu tohoto filtru, počínaje čtvrtým řádem, vede k zatlumení zákmitů přechodného děje.



Obr. 6.18: a) Přechodové charakteristiky dolních propustí čtvrtého řádu pro různé typy aproximací přenosových funkcí, b) k vysvětlení doby čela, doby zpoždění, a relativního překmitu výstupního signálu dolní propusti

Změna typu aproximace při daném řádu filtru je realizována pouze vhodnou volbou jiných hodnot koeficientů a_{ni} a b_{ni} . Z toho plyne, že stejným obvodem lze realizovat filtr s přenosovou charakteristikou libovolného typu daného řádu, a to pouze změnou hodnot parametru příslušných rezistorů a kapacitorů. Pro návrh filtrů daného řádu je potřebné vhodně zvolit průběh modulové charakteristiky. Proto jednotlivé typy aproximací prozkoumáme podrobněji.

Tab. 6.1: Doba čela t_c , doba zpoždění t_z a relativní překmit r_p pro různé typy a různý řád filtru

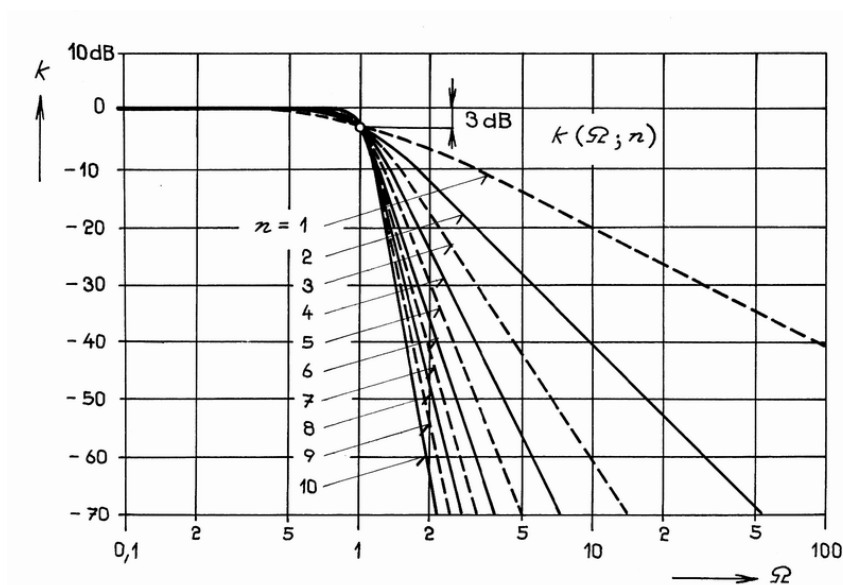
Typ filtru	n	t_c/τ_m	t_z/τ_m	$r_p[\%]$
RC s kritickým tlumením	2	0,344	0,172	0
	4	0,342	0,254	0
	6	0,341	0,316	0
	8	0,341	0,367	0
	10	0,340	0,412	0
s aproximací dle Bessela	2	0,344	0,195	0,43
	4	0,352	0,329	0,84
	6	0,350	0,428	0,64
	8	0,347	0,505	0,34
	10	0,345	0,574	0,06
s aproximací dle Butter- wortha	2	0,342	0,228	4,3
	4	0,387	0,449	10,8
	6	0,427	0,663	14,3
	8	0,460	0,874	16,3
	10	0,485	1,084	17,8
s aproximací dle Čebyševa se zvlněním 0,5 dB	2	0,338	0,251	10,7
	4	0,421	0,556	18,1
	6	0,487	0,875	21,2
	8	0,540	1,196	22,9
	10	0,584	1,518	24,1
s aproximací dle Čebyševa se zvlněním 1 dB	2	0,334	0,260	14,6
	4	0,421	0,572	21,6
	6	0,486	0,893	24,9
	8	0,537	1,215	26,6
	10	0,582	1,540	27,7
s aproximací dle Čebyševa se zvlněním 2 dB	2	0,326	0,267	21,2
	4	0,414	0,584	28,9
	6	0,491	0,912	32,0
	8	0,529	1,231	33,5
	10	0,570	1,555	34,7
s aproximací dle Čebyševa se zvlněním 3 dB	2	0,318	0,271	27,2
	4	0,407	0,590	35,7
	6	0,470	0,912	38,7
	8	0,519	1,235	40,6
	10	0,692	1,557	41,6

6.3.1 Aproximace přenosové funkce dle Butterwortha

Přenosová funkce dolní propusti n -tého řádu má v obecném případě tvar

$${}^n K(\bar{s}) = \frac{K_0}{1 + c_{n1}\bar{s} + c_{n2}\bar{s}^2 + \dots + c_{ni}\bar{s}^i + \dots + c_{nn}\bar{s}^n} = K_0 \prod_{i=1}^n \frac{1}{1 + a_{ni}\bar{s} + b_{ni}\bar{s}^2}. \quad (6.58)$$

Modul přenosové charakteristiky je v propustné části zcela plochý, proto se někdy nazývá jako filtr s maximálně plochou charakteristikou. Průběhy modulu charakteristik filtrů aproximovaných dle Butterwortha pro první až desátý řád jsou uvedeny na



Obr. 6.19: Průběhy modulových charakteristik filtrů aproximovaných dle Butterwortha

Hodnoty koeficientů pro Butterworthovu aproximaci do 10. řádu jsou přehledně uspořádány v **Tab. 6.2** pro kaskádní syntézu pomocí dílčích filtrů prvního a druhého řádu a v **Tab. 6.3** pro nekaskádní syntézu.

Tab. 6.2: Koeficienty přenosové funkce aproximované dle Butterwortha pro kaskádní syntézu pomocí dílčích filtrů 1. a 2. řádu

n	i	a_{ni}	b_{ni}	f_{mi}/f_m	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,000	--
2	1	1,4142	1,0000	1,000	0,71
3	1	1,0000	0,0000	1,000	--
	2	1,0000	1,0000	1,272	1,00
4	1	1,8478	1,0000	0,719	0,54
	2	0,7654	1,0000	1,390	1,31
5	1	1,0000	0,0000	1,000	--
	2	1,6180	1,0000	0,859	0,62
	3	0,6180	1,0000	1,448	1,62
6	1	1,9319	1,0000	0,676	0,52
	2	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	3	0,5176	1,0000	1,479	1,93
7	1	1,0000	0,0000	1,000	--
	2	1,8019	1,0000	0,745	0,55
	3	1,2470	1,0000	1,117	0,80
	4	0,4450	1,0000	1,499	2,25
8	1	1,9616	1,0000	0,661	0,51
	2	1,6629	1,0000	0,829	0,60
	3	1,1111	1,0000	1,206	0,90
	4	0,3902	1,0000	1,512	2,56
9	1	1,0000	0,0000	1,000	--
	2	1,8794	1,0000	0,703	0,53
	3	1,5321	1,0000	0,917	0,65
	4	1,0000	1,0000	1,272	1,00
	5	0,3473	1,0000	1,521	2,88
10	1	1,9754	1,0000	0,655	0,51
	2	1,7820	1,0000	0,756	0,56
	3	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	4	0,9080	1,0000	1,322	1,10
	5	0,3129	1,0000	1,527	3,20

Tab. 6.3: Koeficienty přenosové funkce aproximované dle Butterwortha pro nekaskádní syntézu

n	c_{ni}									
	c_{n1}	c_{n2}	c_{n3}	c_{n4}	c_{n5}	c_{n6}	c_{n7}	c_{n8}	c_{n9}	c_{n10}
1	1,0000	-								
2	1,4142	1,0000	-							
3	2,0000	2,0000	1,0000	-						
4	2,6131	3,4142	2,6131	1,0000	-					
5	3,2361	5,2361	5,2361	3,2361	1,0000	-				
6	3,8637	7,4641	9,1416	7,4641	3,8637	1,0000	-			
7	4,4940	10,0978	14,5918	14,5918	10,0978	4,4940	1,0000	-		
8	5,1258	13,1371	21,8462	25,6884	21,8462	13,1371	5,1258	1,0000	-	
9	5,7588	16,5817	31,1634	41,9864	41,9864	31,1634	16,5817	5,7588	1,0000	-
10	6,3925	20,4317	42,8021	64,8824	74,2334	64,8824	42,8021	20,4317	6,3925	1,0000

Poznamenejme ještě, že filtr prvního řádu s aproximací přenosové funkce dle Butterwortha je vlastně pasivní dolní propust, viz kapitola 6.2.1.

6.3.2 Aproximace přenosové funkce dle Čebyševa

Filtr s přenosovou charakteristikou aproximovanou dle Čebyševa vykazuje pro velmi nízké kmitočty $f \ll f_m$ přenos rovný K_0 , avšak v oblasti, kdy se kmitočet zpracovávaného signálu blíží k meznímu kmitočtu $f < f_m$, resp. $\Omega < 1$ má modulová charakteristika zvlněný charakter. Maximální hodnota zvlnění je dána parametry filtru a je ji možno změnou hodnot obvodových prvků nastavit na zvolenou úroveň. Zmenšování zvlnění však na druhé straně vede ke zmenšení rychlosti poklesu modulové charakteristiky v nepropustném kmitočtovém pásmu.

Koeficienty a_{ni} a b_{ni} přenosových funkcí filtrů do desátého řádu pro hodnotu zvlnění $\Delta k = 0,5$; 1; 2; 3 dB jsou uvedeny v

Tab. 6.4. Současně jsou uvedeny příslušné parametry dílčích filtrů, tj. mezní kmitočty dílčích filtrů vztažené k meznímu kmitočtu celého filtru f_{mi}/f_m a činitel jakosti Q_i . Hodnoty koeficientů c_{ni} pro nekaskádní syntézu filtru do desátého řádu s přenosovou funkcí aproximovanou dle Čebyševa jsou pro různé hodnoty zvlnění uvedeny v

Tab. 6.5.

Tab. 6.4: Koeficienty přenosové funkce aproximované dle Čebyševa pro kaskádní syntézu

se zvlněním 0,5 dB

n	i	a_{ni}	b_{ni}	f_{mi}/f_m	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,000	--
2	1	1,3614	1,3827	1,000	0,86
3	1	1,8636	0,0000	0,537	--
	2	0,6402	1,1931	1,335	1,71
4	1	2,6282	3,4341	0,538	0,71
	2	0,3648	1,1509	1,419	2,94
5	1	2,9235	0,0000	0,342	--
	2	1,3025	2,3534	0,881	1,18
	3	0,2290	1,0833	1,480	4,54
6	1	3,8645	6,9797	0,366	0,68
	2	0,7528	1,8573	1,078	1,81
	3	0,1589	1,0711	1,495	6,51
7	1	4,0211	0,0000	0,249	--
	2	1,8729	4,1795	0,645	1,09
	3	0,4861	1,5676	1,208	2,58
	4	0,1156	1,0443	1,517	8,84
8	1	5,1117	11,9607	0,276	0,68
	2	1,0639	2,9365	0,844	1,61
	3	0,3439	1,4206	1,284	3,47
	4	0,0885	1,0407	1,521	11,53
9	1	5,1318	0,0000	0,195	--
	2	2,4283	6,6307	0,506	1,06
	3	0,6839	2,2908	0,989	2,21
	4	0,2559	1,3133	1,344	4,48
	5	0,0695	1,0272	1,532	14,58
10	1	6,3648	18,3695	0,222	0,67
	2	1,3582	4,3453	0,689	1,53
	3	0,4822	1,9440	1,091	2,89
	4	0,1994	1,2520	1,381	5,61
	5	0,0563	1,0263	1,533	17,99

se zvlněním 1 dB

n	i	a_{ni}	b_{ni}	f_{mi}/f_m	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,000	--
2	1	1,3022	1,5515	1,000	0,96
3	1	2,2156	0,0000	0,451	--
	2	0,5442	1,2057	1,353	2,02
4	1	2,5904	4,1301	0,540	0,78
	2	0,3039	1,1697	1,417	3,56
5	1	3,5711	0,0000	0,280	--
	2	1,1280	2,4896	0,894	1,40
	3	0,1872	1,0814	1,486	5,56
6	1	3,8437	8,5529	0,366	0,76
	2	0,6292	1,9124	1,082	2,20
	3	0,1296	1,0766	1,493	8,00
7	1	4,9520	0,0000	0,202	--
	2	1,6338	4,4899	0,655	1,30
	3	0,3987	1,5834	1,213	3,16
	4	0,0937	1,0423	1,520	10,90
8	1	5,1019	14,7608	0,276	0,75
	2	0,8916	3,0426	0,849	1,96
	3	0,2806	1,4334	1,285	4,27
	4	0,0717	1,0432	1,520	14,24
9	1	6,3415	0,0000	0,158	--
	2	2,1252	7,1711	0,514	1,26
	3	0,5624	2,3278	0,994	2,71
	4	0,2076	1,3166	1,346	5,53
	5	0,0562	1,0258	1,533	18,03
10	1	6,3634	22,7468	0,221	0,75
	2	1,1399	4,5167	0,694	1,86
	3	0,3939	1,9665	1,093	3,56
	4	0,1616	1,2569	1,381	6,94
	5	0,0455	1,0277	1,532	22,26

se zvlněním 2 dB

n	i	a_{ni}	b_{ni}	f_{mi}/f_m	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,000	--
2	1	1,1813	1,7775	1,000	1,13
3	1	2,7994	0,0000	0,357	--
	2	0,4300	1,2036	1,378	2,55
4	1	2,4025	4,9862	0,550	0,93
	2	0,2374	1,1896	1,413	4,59
5	1	4,6345	0,0000	0,216	--
	2	0,9090	2,6036	0,908	1,78
	3	0,1434	1,0750	1,493	7,23
6	1	3,5880	10,4648	0,373	0,90
	2	0,4925	1,9622	1,085	2,84
	3	0,0995	1,0826	1,491	10,46
7	1	6,4760	0,0000	0,154	--
	2	1,3258	4,7649	0,665	1,65
	3	0,3067	1,5927	1,218	4,12
	4	0,0714	1,0384	1,523	14,28
8	1	4,7743	18,1510	0,282	0,89
	2	0,6991	3,1353	0,853	2,53
	3	0,2153	1,4449	1,285	5,58
	4	0,0547	1,0461	1,518	18,69
9	1	8,3198	0,0000	0,120	--
	2	1,7299	7,6580	0,522	1,60
	3	0,4337	2,3549	0,998	3,54
	4	0,1583	1,3174	1,349	7,25
	5	0,0427	1,0232	1,536	23,68
10	1	5,9618	28,0376	0,226	0,89
	2	0,8947	4,6644	0,697	2,41
	3	0,3023	1,9858	1,094	4,66
	4	0,1233	1,2614	1,380	9,11
	5	0,0347	1,0294	1,531	29,27

se zvlněním 3 dB

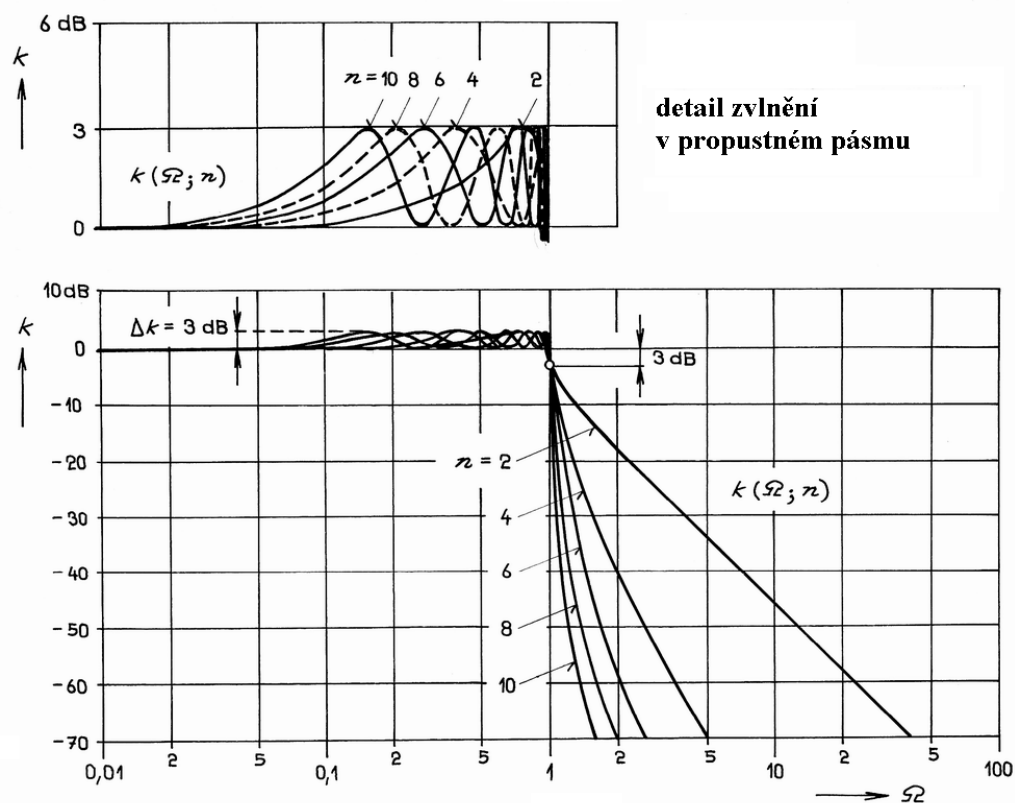
n	i	a_{ni}	b_{ni}	f_{mi}/f_m	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,000	--
2	1	1,0650	1,9305	1,000	1,30
3	1	3,3496	0,0000	0,299	--
	2	0,3559	1,1923	1,396	3,07
4	1	2,1853	5,5339	0,557	1,08
	2	0,1964	1,2009	1,410	5,58
5	1	5,6334	0,0000	0,178	--
	2	0,7620	2,6530	0,917	2,14
	3	0,1172	1,0686	1,500	8,82
6	1	3,2721	11,6773	0,379	1,04
	2	0,4077	1,9873	1,086	3,46
	3	0,0815	1,0861	1,489	12,78
7	1	7,9064	0,0000	0,126	--
	2	1,1159	4,8963	0,670	1,98
	3	0,2515	1,5944	1,222	5,02
	4	0,0582	1,0348	1,527	17,46
8	1	4,3583	20,2948	0,286	1,03
	2	0,5791	3,1808	0,855	3,08
	3	0,1765	1,4507	1,285	6,83
	4	0,0448	1,0478	1,517	22,87
9	1	10,1759	0,0000	0,098	--
	2	1,4585	7,8971	0,526	1,93
	3	0,3561	2,3651	1,001	4,32
	4	0,1294	1,3165	1,351	8,87
	5	0,0348	1,0210	1,537	29,00
10	1	5,4449	31,3788	0,230	1,03
	2	0,7414	4,7363	0,699	2,94
	3	0,2479	1,9952	1,094	5,70
	4	0,1008	1,2638	1,380	11,15
	5	0,0283	1,0304	1,530	35,85

Tab. 6.5: Koeficienty přenosové funkce aproximované dle Čebyševa pro nekaskádní syntézu

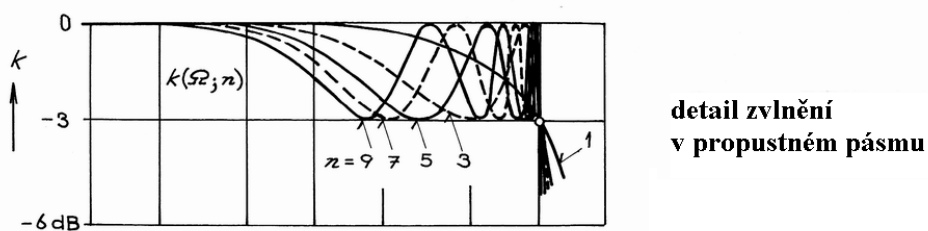
n	i	C_{ni} pro povolené zvlnění			
		0,5 dB	1 dB	2 dB	3 dB
1	1	1,00000	1,00000	1,00000	1,00000
2	1	1,36140	1,30220	1,18130	1,06500
2	2	1,38270	1,55150	1,77750	1,93050
3	1	2,50380	2,75980	3,22940	3,70550
3	2	2,38618	2,41143	2,40734	2,38442
3	3	2,22346	2,67135	3,36936	3,99373
4	1	2,99300	2,89430	2,63990	2,38170
4	2	5,54377	6,08702	6,74615	7,16399
4	3	4,27756	4,28513	4,04174	3,71118
4	4	3,95231	4,83097	5,93158	6,64566
5	1	4,45500	4,88630	5,68690	6,51260
5	2	8,21231	8,47887	8,68630	8,76379
5	3	12,8691	15,1924	19,0031	22,5937
5	4	8,25005	8,71267	9,05791	9,17372
5	5	7,45328	9,61431	12,9714	15,9707
6	1	4,77620	4,60250	4,18000	3,76130
6	2	13,5510	14,5400	15,6827	16,3846
6	3	19,2439	19,2174	18,0242	16,4825
6	4	27,5202	31,8773	37,1139	40,4143
6	5	15,3756	15,8273	15,2447	14,1246
6	6	13,8851	17,6095	22,2301	25,2044
7	1	6,49570	7,07820	8,17990	9,33200
7	2	17,9251	18,4864	18,9536	19,1571
7	3	40,2675	46,5309	57,0358	67,1674
7	4	47,0544	49,8149	52,1126	53,0953
7	5	62,5561	77,1740	100,538	122,078
7	6	30,7477	33,3009	35,4168	36,3020
7	7	27,5125	36,6945	51,0340	63,8705

n	i	C_{ni} pro povolené zvlnění			
		0,5 dB	1 dB	2 dB	3 dB
8	1	6,60800	6,34580	5,74340	5,15870
8	2	25,4976	26,9605	28,6046	29,5986
8	3	52,4002	51,9181	48,3097	43,9944
8	4	102,251	114,690	129,182	138,142
8	5	103,261	105,240	100,353	92,4919
8	6	130,994	156,899	188,065	207,720
8	7	57,9907	60,6537	59,1208	55,0706
8	8	51,9259	67,1568	86,0183	98,1244
9	1	8,5694	9,29290	10,6844	12,1547
9	2	31,5943	32,4735	33,2184	33,5576
9	3	92,8396	105,656	127,550	149,036
9	4	154,854	163,136	170,199	173,412
9	5	272,161	326,223	413,996	496,521
9	6	242,017	260,777	276,839	284,125
9	7	294,440	374,047	500,229	615,667
9	8	118,000	129,832	139,985	144,569
9	9	105,156	142,968	202,246	255,468
10	1	8,46090	8,10430	7,31680	6,56330
10	2	41,4151	43,3667	45,5207	46,8084
10	3	111,271	109,513	101,259	91,9080
10	4	275,625	302,795	333,756	352,640
10	5	393,411	397,064	375,208	344,184
10	6	641,912	742,572	860,713	934,100
10	7	513,973	531,146	512,070	474,273
10	8	607,488	744,310	909,363	1013,64
10	9	223,555	236,256	232,052	216,830
10	10	199,385	260,977	337,217	386,141

Průběhy modulové charakteristiky se zvlněním v propustném pásmu je naznačen na **Obr. 6.20**. Na **Obr. 6.21** jsou pak pro porovnání uvedeny modulové charakteristiky čtvrtého řádu aproximované dle Čebyševa pro různé velikosti zvlnění. Je možno konstatovat, že charakteristiky se pro $W > 1$ odlišují jen velmi málo. U filtrů vyšších řádu se budou odlišovat ještě méně. Pro porovnání je na **Obr. 6.21** uvedena navíc modulové charakteristika Butterworthova filtru čtvrtého řádu. Je vidět, že filtr s aproximací dle Butterwortha bude mít pomalejší pokles modulové charakteristiky. Na druhé straně však tento typ filtru nevykazuje v propustném pásmu zvlnění.

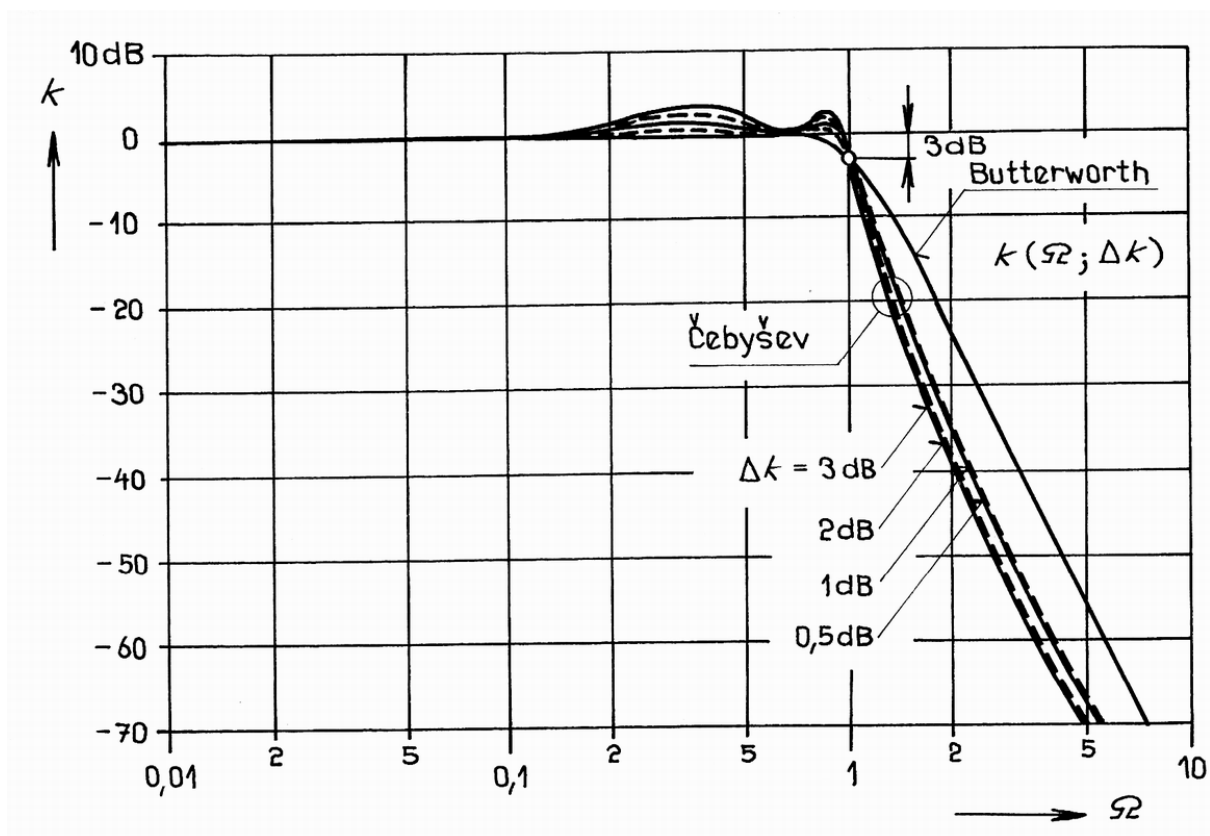


a



b

Obr. 6.20: Modulové charakteristiky filtrů aproximovaných dle Čebyševa se zvlněním $\Delta k = 3$ dB: a) pro filtry sudého řádu, b) pro filtry lichého řádu



Obr. 6.21: Modulové charakteristiky filtrů čtvrtého řádu aproximovaných dle Čebyševa pro různé velikosti zvlnění Δk

Přechod z propustného pásma do nepropustného lze udělat ještě strmější. Kromě toho lze volit prvky obvodu tak, aby i v nepropustném oblasti dolní propusti nepřevyšoval povolené zvlnění modulové charakteristiky. Tento typ filtrů využívá aproximaci dle Zolotareva [4]. U uvedeného typu aproximace se přenosová funkce filtru odlišuje od dosud probíraných tím, že místo konstantního činitele K_0 je v čitateli přenosové funkce polynom. tento typ aproximace je v literatuře také často označován jako eliptická aproximace popř. je pro uvedený druh filtrů užíván název eliptické filtry nebo někdy také filtry dle Cauera [3]. Koeficienty polynomů těchto filtrů lze nalézt v práci [5].

6.3.3 Aproximace přenosové funkce dle Bessela

Filtr s přenosovou charakteristikou aproximovanou dle Bessela vykazuje daleko příznivější průběh přechodové charakteristiky než předchozí dva typy. Z průběhů uvedených na **Obr. 6.18** je zřejmé, že pro filtry s přenosovou charakteristikou aproximovanou dle Butterwortha a Čebyševa jsou typické relativně velké zákmity na přechodové charakteristice.

Z hlediska zpracování jednotkového skoku, resp. signálu se strmými hranami, je ideální filtr s kmitočtově nezávislým skupinovým zpožděním, tj. s fázovým natočením lineárně úměrným kmitočtu vstupního signálu. Touto vlastností se právě vyznačují filtry s přenosovou charakteristikou apřiximovanou dle Bessela. Někdy je tento typ filtrů označován jako Thomsonovy filtry.

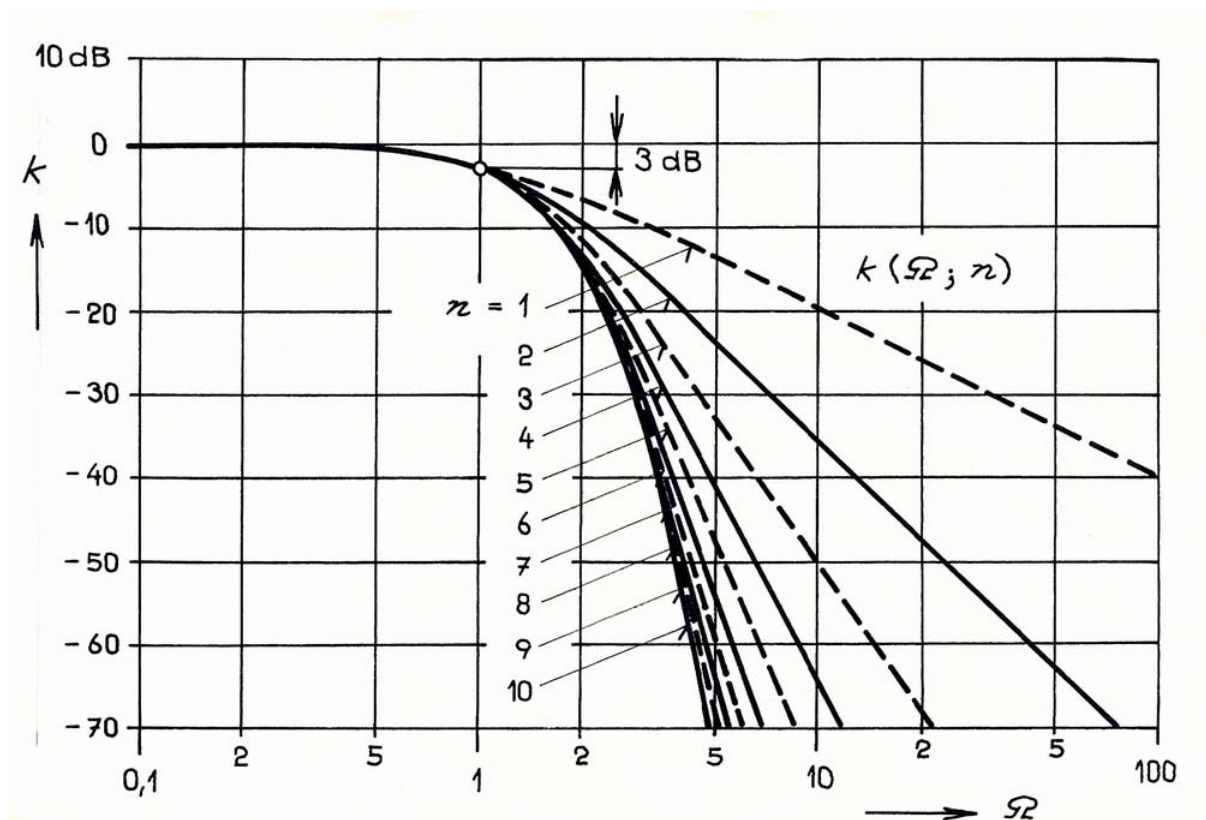
Hodnoty koeficientů ani a bni jsou pro filtry do desátého řádu uvedeny v **Tab. 6.6**. Pro potřeby nekaskádní syntézy filtru jsou v **Tab. 6.7** uvedeny i koeficienty cni. Průběhy modulových charakteristik jsou uvedeny na **Obr. 6.22**.

Tab. 6.6: Koeficienty přenosové funkce aproximované dle Bessela pro kaskádní syntézu pomocí dílčích přenosových funkcí prvního a druhého řádu

n	i	a_{ni}	b_{ni}	f_{mi}/f_m	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,000	--
2	1	1,3617	0,6180	1,000	0,58
3	1	0,7560	0,0000	1,323	--
	2	0,9996	0,4772	1,414	0,69
4	1	1,3397	0,4889	0,978	0,52
	2	0,7743	0,3890	1,797	0,81
5	1	0,6656	0,0000	1,502	--
	2	1,1402	0,4128	1,184	0,56
	3	0,6216	0,3245	2,138	0,92
6	1	1,2217	0,3887	1,063	0,51
	2	0,9686	0,3505	1,431	0,61
	3	0,5131	0,2756	2,447	1,02
7	1	0,5937	0,0000	1,684	--
	2	1,0944	0,3395	1,207	0,53
	3	0,8304	0,3011	1,695	0,66
	4	0,4332	0,2381	2,731	1,13
8	1	1,1112	0,3162	1,164	0,51
	2	0,9754	0,2979	1,381	0,56
	3	0,7202	0,2621	1,963	0,71
	4	0,3728	0,2087	2,992	1,23
9	1	0,5386	0,0000	1,857	--
	2	1,0244	0,2834	1,277	0,52
	3	0,8710	0,2636	1,574	0,59
	4	0,6320	0,2311	2,226	0,76
	5	0,3257	0,2854	3,237	1,32
10	1	1,0215	0,2650	1,264	0,50
	2	0,9393	0,2549	1,412	0,54
	3	0,7815	0,2351	1,780	0,62
	4	0,5604	0,2059	2,479	0,81
	5	0,2883	0,1665	3,466	1,42

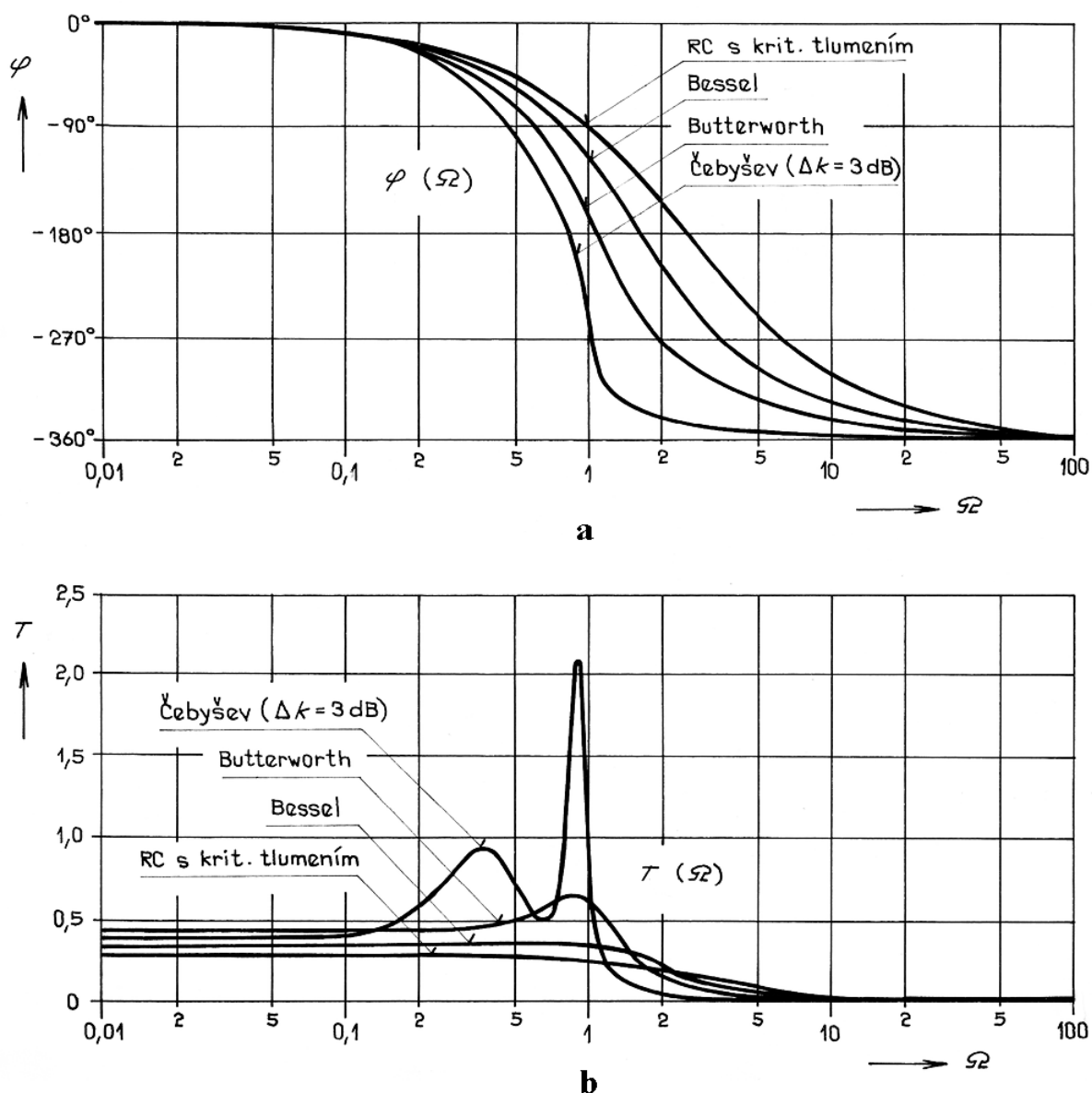
Tab. 6.7: Koeficienty přenosové funkce aproximované dle Bessela pro nekaskádní syntézu

n	c_{ni}									
	c_{n1}	c_{n2}	c_{n3}	c_{n4}	c_{n5}	c_{n6}	c_{n7}	c_{n8}	c_{n9}	c_{n10}
1	1,0000	-								
2	1,3617	0,6180	-							
3	1,7556	1,2329	0,3608	-						
4	2,1360	1,9323	0,9083	0,1902	-					
5	2,4274	2,6187	1,5891	0,5510	0,0892	-				
6	2,7034	3,3220	2,3948	1,0790	0,2917	0,0376	-			
7	2,9517	4,0213	3,2972	1,7696	0,6268	0,1371	0,0145	-		
8	3,1796	4,7179	4,2859	2,6206	1,1110	0,3211	0,0583	0,0052	-	
9	3,3917	5,4135	5,3553	3,6328	1,7602	0,6123	0,1484	0,0229	0,0017	-
10	3,5910	6,1082	6,4990	4,8047	2,5880	1,0326	0,3027	0,0627	0,0083	0,0005



Obr. 6.22: Průběhy modulových charakteristik filtrů aproximovaných dle Bessela

Průběh argumentové charakteristiky a závislost skupinového zpoždění na kmitočtu filtru čtvrtého řádu s přenosovou charakteristikou aproximovanou dle Bessela jsou uvedeny na **Obr. 6.23**. Pro srovnání jsou v obrázcích vyznačeny tytéž charakteristiky pro již dříve probírané filtry.



Obr. 6.23: a) Argumentové charakteristiky, b) závislost skupinového zpoždění na kmitočtu pro různé typy filtrů čtvrtého řádu

7 Aktivní filtry

Aktivní filtry umožňují realizovat v oblasti nízkých kmitočtů (řádově až do jednotek MHz) vysoce kvalitní filtry bez induktorů. Pomocí rezistorů a kapacitorů můžeme sice sestavit některé typy filtrů, nepodaří se nám však dosáhnout vysokou jakost filtru. Realizace induktorů pro oblast vysokých kmitočtů nečiní problémy. Avšak na nízkých kmitočtech jsou zapotřebí induktory s velkou indukčností. Proto jsou induktory rozměrné, špatně se realizují a vykazují horší elektrické parametry. Ve filtrech určených pro oblast nižších kmitočtů můžeme použití induktorů obejít, použijeme-li filtry RC společně s aktivními prvky, např. s operačními zesilovači. Filtry tohoto druhu označujeme jako **aktivní filtry RC**. Podle druhu

použitého aktivního členu rozeznáváme aktivní filtry s imitančními invertory, s imitančními konvertory a s řízenými zdroji. Přestože realizaci impedančních popř. admitančních invertorů (především gyrátorů) a konvertorů bylo vynaloženo mnoho úsilí, jejich průmyslová výroba není dodnes v širším měřítku zavedena. Z praktických hledisek proto přicházejí v úvahu zejména aktivní filtry s řízenými zdroji, osazované dnes zpravidla integrovanými operačními zesilovači.

V současné době je věnována velká pozornost filtrům s novými aktivními prvky jako jsou proudové a napěťové konvejory (CCx, ICCx, UCC, DVCC, atd.) transimpedanční zesilovače (OTA, BOTa, MOTa). Ve vnitřní struktuře těchto prvků se používají nové principy, které umožňují prvkům pracovat na velmi vysokých kmitočtech (řádově až stovky MHz). Tím se posouvá pracovní oblast filtrů k vyšším kmitočtům

Aktivní filtry RC lze řešit v podstatě dvěma způsoby. V prvním případě je možno soustředit aktivní část filtru do jednoho bloku, pasivní část do druhého bloku a oba bloky vhodně propojit. Tento způsob umožňuje minimalizovat počet použitých aktivních členů, avšak klade značné nároky především na stálost jejich parametrů. Také nastavování pasivní části i filtru jako celku bývá obtížné. Proto je zpravidla výhodnější použít druhé možnosti, kdy filtr je vytvořen z řady stejných dílčích aktivních selektivních obvodů (jednoduchých filtrů), z nichž každý obsahuje pasivní i aktivní část. Takto uspořádaný aktivní filtr má sice větší počet aktivních členů, avšak nároky na tolerance jejich parametrů jsou nižší. Tyto filtry se dají obvykle navrhnout tak, aby se dílčí části filtrů navzájem vůbec neovlivňovali. Dají se proto nastavovat zcela samostatně a nezávisle a celý aktivní filtr po sestavení z předem seřazených dílčích obvodů není třeba doladovat. Při syntéze filtrů vyššího řádu lze také použít nekaskádní syntézu s vyšším počtem aktivních prvků, kde je třeba filtr navrhnout jako celek.

Aktivní filtry se navrhují obvyklými metodami syntézy lineárních obvodů (viz např. [1]). Podle zadaných provozních vlastností filtru (kmitočtová charakteristika, přechodová charakteristika apod.) se aproximují přenosové vlastnosti filtru pomocí některé ze známých aproximačních funkcí (dle Butterwortha, Čebyševa, Bessela aj.), splňujících podmínky fyzikální realizovatelnosti.

7.1 Aktivní filtry RC

Již jsme uvedli, že pro sestavení aktivního filtru RC lze použít samostatné jednoduché sekce, které realizují některou z výše uvedených dílčích přenosových funkcí a které obvykle řadíme do kaskády. Aby bylo možno jednotlivé dílčí filtry spojovat do kaskády, musí mít velkou vstupní impedanci a pokud možnou malou impedanci výstupní. V praxi obvykle postačí, je-li $Z_{vyst} < Z_{vst}/100$ v celém pracovním pásmu kmitočtů. Obvykle se s výhodou použijí jako výstupní svorky dílčího filtru přímo výstupní svorky použitého zesilovače, který mívá dostatečně malou výstupní impedanci. Dalším požadavkem je, aby parametr ω_m popř. ω_t a Q daného dílčího filtru byly nastavitelné v co nejširším rozsahu změnou odporu rezistorů a kapacit kapacitorů. Přitom je třeba rozlišovat základní nastavení těchto parametrů výběrem vhodných hodnot pasivních prvků a citlivost na změnu parametrů součástek, které mohou být způsobeny výrobními tolerancemi, změnami teploty a stárnutím. V této souvislosti se obvykle volí rozumný kompromis mezi požadavky na minimální pracnost, popř. výrobní náklady a na maximální spolehlivost, založenou na stabilitě a neměnnosti parametrů filtru.

Při realizaci aktivního filtru musíme vždy pamatovat na to, že ve výsledné přenosové funkci se projeví vlastnosti reálných aktivních prvků, v první řadě kmitočtová závislost jejich

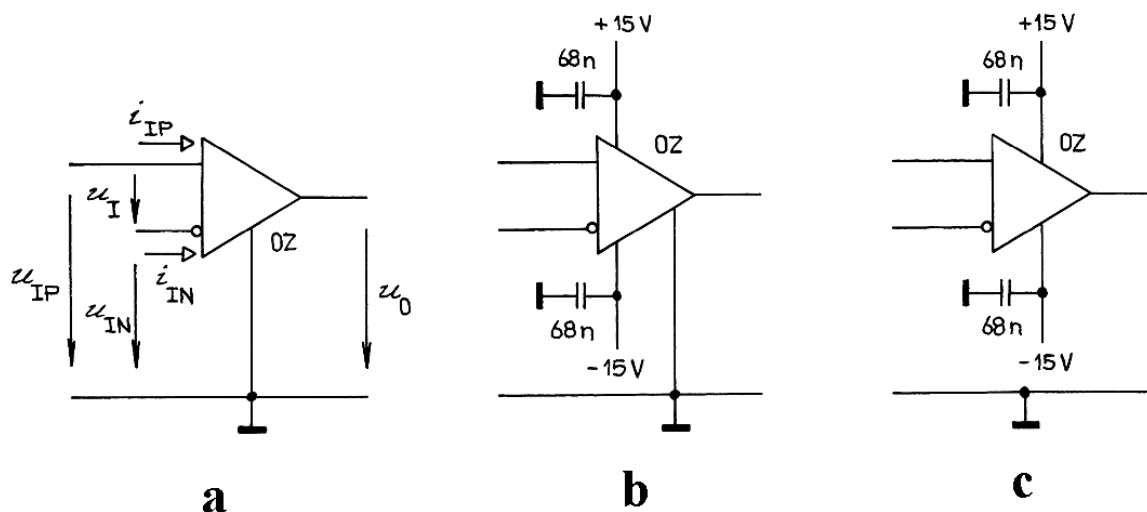
zesílení. V dílčím filtru můžeme používat i několika zesilovačů. Děláme to proto, že větší rezerva zesílení v těchto případech umožňuje lepší stabilizaci parametrů obvodu smyčkami záporných zpětných vazeb. Na druhé straně se ovšem zvyšuje příkon i nežádoucí vliv parazitních vlastností reálných zesilovačů, zejména při vyšších kmitočtech. Proto používáme dílčích filtrů s několika zesilovači především tehdy, když máme dosáhnout velkých hodnot činitele jakosti v oblasti poměrně nízkých kmitočtů. Pro menší hodnoty Q a vyšší kmitočty jsou naopak výhodnější filtry s jednotkovým zesilovačem.

7.2 Aktivní prvky filtrů RC

V aktivních filtrech se používají operační zesilovače a to především jako invertující zesilovače s velkým zesílením, neinvertující zesilovače s konečným zesílením (zvláštním případem jsou zesilovače s jednotkovým zesílením), invertující zesilovače s konečným zesílením a diferenční (rozdílové) zesilovače. V současné době se čím dál častěji využívá aktivních prvků pracujících v proudovém módu. Do této skupiny lze zařadit např. proudové konvejory různých generací (CCx, ICCx), univerzální proudový konvektor (UCC), zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (CFA), aj. Dále se využívají speciální aktivní prvky jako jsou transkonduktanční zesilovače (OTA, BOTa, MOTa), napět'ové proudové konvejory (DVC..>....), atd.

7.2.1 Operační zesilovač

Pro operační zesilovač s diferenčním vstupem se užívá symbolická značka uvedená na **Obr. 7.1**. Tři ze čtyř znázorněných vývodů představují tři svorky skutečného operačního zesilovače a nazývají se neinvertující vstup, invertující vstup (vyznačen prázdným kroužkem) a výstup. Čtvrtou signálovou svorku představuje společný vodič, který je obvykle spojen s nulovým potenciálem, tj. zemí. Tato čtvrtá signálová svorka může být skutečná (**Obr. 7.1 b**) nebo jen pomyslná (**Obr. 7.1 c**). Společný vodič tvoří referenční bod pro zbývající tři signálové svorky a tedy obě vstupní napětí u_{IP} , u_{IN} a výstupní napětí u_O jsou vztažena k tomuto bodu. V literatuře bývá často propojení schématické značky operačního zesilovače se společným vodičem vypuštěno a mlčky se předpokládá, že propojení je realizováno nepřímou přes napájecí zdroje. Z hlediska analýzy obvodů s operačními zesilovači je však nutno tato propojení uvažovat.



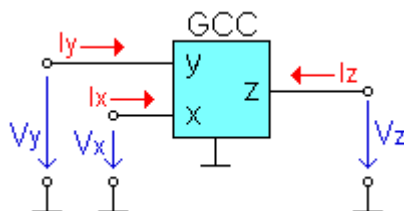
Obr. 7.1: a) Symbolická značka operačního zesilovače, b) přímé spojení operačního zesilovače se společným vodičem, c) nepřímé spojení se společným vodičem

Vedle signálových a napájecích svorek má operační zesilovač podle potřeby ještě další vývody určené např. pro připojení prvků pro korekci kmitočtové charakteristiky, prvků pro nulování napěťové nesymetrie apod.

7.2.2 Proudové konvejory

V současné době, kdy se snižuje napájecí napětí z důvodů snížení spotřeby a možnosti napájení z baterií, dochází ke snižování šumové odolnosti obvodů. Proto se návrháři v analogové oblasti začínají orientovat především na prvky zpracovávající signál v proudovém nebo smíšeném režimu. Mezi tyto prvky patří především proudové konvejory – CCI, CCII, CCIII, ICCI, ICCII, ICCIII, [17], [18], [19]. Tyto prvky se v nyní používají čím dál častěji. Na **Obr. 7.2** je nakreslena schematická značka tříbranového proudového konveju, který lze popsat maticovou rovnicí

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ \gamma & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix}. \quad (7.1)$$



Obr. 7.2: Tříbranový proudový konveju

Hodnoty koeficientů α , β , γ konkrétních proudových konveju jsou uvedeny v **Tab. 7.1**.

Tab. 7.1: Hodnoty koeficientů konkrétních konveju

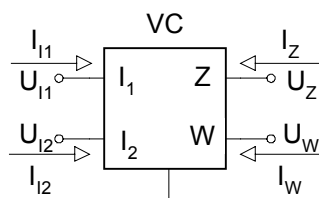
α	β	γ	
1/-1	1	1	CCI+/ICCI+
1/-1	1	-1	CCI-/ICCI-
1/-1	0	1	CCII+/ICCI+
1/-1	0	-1	CCII-/ICCI-
1/-1	-1	1	CCIII+/ICCI+
1/-1	-1	-1	CCIII-/ICCI-

7.2.3 Napěťový konveju

V roce 1999 autoři Acar a Ozoguz definovali tzv. napěťový konveju a byla navržena jeho unipolární struktura. Je to první ze známých prvků celé možné třídy napěťových konveju a byl prezentován pod označením CDBA (= *Current Differencing Buffered Amplifier*) [20]. Napěťový konveju je v podstatě imitanční konvertor s jedním nezávislým

napětím U_Z , [24]. Jeho obecná schématická značka je uvedena na **Obr. 7.3**. Je popsán následující hybridní maticí

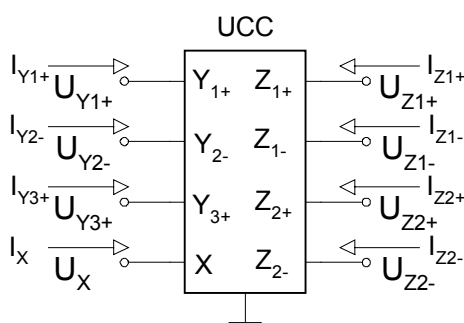
$$\begin{bmatrix} I_Z \\ U_{I1} \\ U_{I2} \\ U_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a_1 & a_2 & 0 \\ b_1 & 0 & 0 & 0 \\ b_2 & 0 & 0 & 0 \\ d_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_Z \\ I_{I1} \\ I_{I2} \\ I_W \end{bmatrix}. \quad (7.2)$$



Obr. 7.3: Schématická značka obecného napětového konveje

7.2.4 Univerzální proudový konveje (UCC)

Jedná se o proudový konveje DVCC [24] doplněný o jeden neinvertující napětový vstup a jeden pár výstupních svorek $Z+$ a $Z-$. Tento druhý pár výstupních svorek je využit při realizaci proudových konvejů vyšších tříd (např. třída 1 – jedná se o typy CCI a CCIII). Byl zaveden na Ústavu telekomunikací VUT v Brně v roce 1999 [25] pod pojmem Universal Current Conveyor (UCC) **Obr. 7.4**.



Obr. 7.4: Schématická značka univerzálního proudového konveje

UCC je popsán následujícími vztahy

$$\begin{aligned} I_{Z1+} &= I_{Z2+} = I_X, \\ I_{Z1-} &= I_{Z2-} = -I_X, \\ I_{Y1+} &= I_{Y2-} = I_{Y3+} = 0, \\ U_X &= U_{Y1+} - U_{Y2-} + U_{Y3+}. \end{aligned} \quad (7.3)$$

Vzájemným propojením svorek či jejich uzemněním lze realizovat tyto netradiční obvodové prvky: Proudové konveje první, druhé i třetí generace a to invertující i neinvertující či operační transkonduktanční zesilovač.

7.2.5 Transkonduktanční zesilovače – OTA, BOTA, MOTA

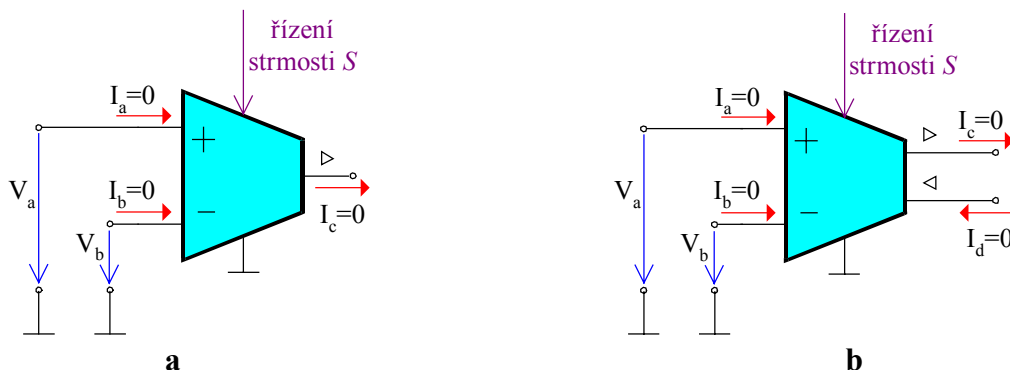
Transkonduktanční zesilovač OTA, jehož značka je nakreslena na **Obr. 7.5 a)**, není nic jiného než řízený zdroj. Jedná se o zdroj proudu řízený napětím, kde výstupní proud je dán vztahem

$$I_c = S(V_a - V_b), \quad (7.4)$$

kde S je tzv. strmost, která určuje převodní poměr, a kterou lze řídit z vnějšku obvykle proudem do řídicí svorky. Transkonduktanční zesilovač BOTA se odlišuje pouze dalším výstupem s opačným směrem proudu a tedy platí

$$I_c = I_d = S(V_a - V_b). \quad (7.5)$$

Transkonduktanční zesilovač MOTA (Multiple Operational transconductance Amplifier) se opět odlišuje pouze počtem výstupů, což plyne již z anglického názvu pro tento prvek.



Obr. 7.5: Schématická značka transkonduktančního zesilovače a) OTA (Operational transconductance Amplifier) a b) BOTA (Ballanced Operational transconductance Amplifier)

Širokopásmový zesilovač OTA popř. BOTA vyrábí např. firma MAXIM pod označením MAX 436 resp. MAX 435 [6]. Zvláštní vnitřní strukturou a možností použití obvodu bez záporné zpětné vazby se dosahuje větší šířky pásma než u operačních zesilovačů.

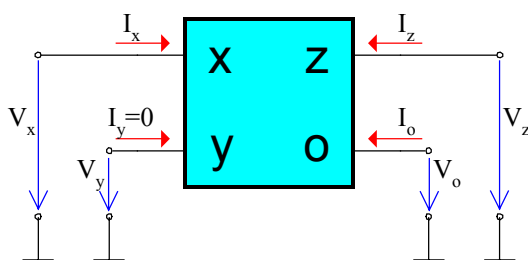
7.2.6 Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou – CFA

Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou je v podstatě proudový konvektor druhé generace (CCII+) doplněný o napěťový sledovač, který opakuje napětí z výstupu z na výstup o . Pro ideální CFA zesilovač platí

$$U_x = U_y, \quad U_o = U_z, \quad I_y = 0, \quad I_x = I^*, \quad I_z = I_x, \quad I_o = I^*, \quad (7.6)$$

kde I^* je nezávislý proud.

Rychlého širokopásmové CFA zesilovače s šířkou pásma 850 MHz vyrábí firma BURR BROWN pod označením OPA 660 [7], nebo také firma ANALOG DEVICES pod označením AD 846 se šířkou kmitočtového pásma 80 MHz [8].



Obr. 7.6: Schématická značka zesilovače s proudovou zpětnou vazbou – CFA (Current Feedback Amplifier)

7.3 Typy aktivních filtrů RC

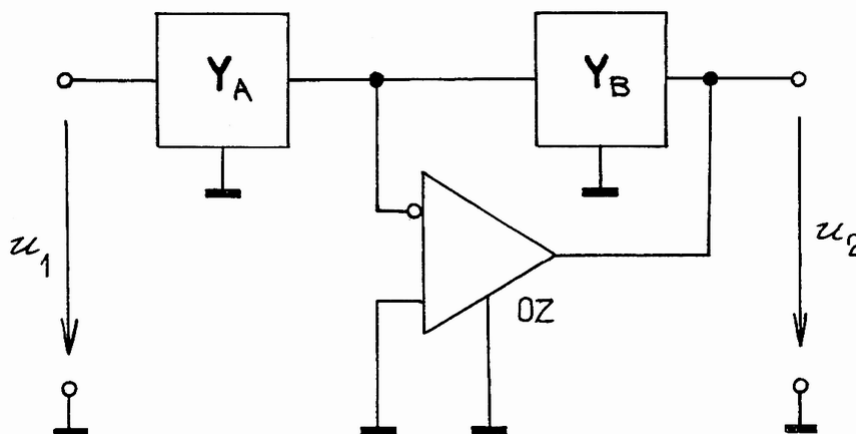
V dalším textu uvedeme několik typických konfigurací aktivních filtrů s operačními zesilovači, naznačíme postup jejich návrhu s případným doporučením pro dimenzování parametrů volitelných součástek a připojíme i příklady konkrétních obvodů.

7.3.1 Aktivní filtr s jednoduchou smyčkou zpětné vazby

Aktivní filtr s jednoduchou smyčkou zpětné vazby [9] je schématicky naznačen na **Obr. 7.7**. Sestává se ze dvou pasivních dvojbranů RC, označených A a B a charakterizovaných maticemi Y_A a Y_B a z invertujícího operačního zesilovače s teoreticky nekonečným zesílením. Operační zesilovač si svůj invertující vstup udržuje na virtuální nule a proto jsou přenosové vlastnosti dány jednoduše vztahem

$$K(\bar{s}) = -\frac{y_{21A}}{y_{12B}}, \quad (7.7)$$

Kde y_{21A} značí přenosovou vodivost dvojbranu A v přímém směru a y_{12B} přenosovou vodivost dvojbranu B ve zpětném směru. Přitom přenosové vodivosti y_{21A} a y_{12B} jsou závislé na komplexní normované proměnné $\bar{s} = p/\omega_m$. K usnadnění práce jsou v **Tab. 7.2** nakresleny některé běžné dvojbrany RC, s nimiž se při realizaci aktivních filtrů tohoto typu setkáme a jsou tam uvedeny i snadno odvoditelné vzorce pro přenosovou vodivost y_{21} . Z ní můžeme odvodit zpětnou přenosovou vodivost y_{12} jednoduše tak, že ve výrazu pro y_{21} změníme všechny indexy 1 za 2 a naopak. Při vhodném výběru a dimenzování dvojbranů A a B můžeme dosáhnout toho, že po dosazení a obvykle po příslušném zkrácení zlomku reprezentuje vztah (7.7) zadanou funkci $K(\bar{s})$.



Obr. 7.7: Aktivní filtr s jednoduchou smyčkou zpětné vazby

Tab. 7.2: Některé dvojbrany RC a jejich přenosové vodivosti

Poř. čís.	Dvojbran RC	Přenosová vodivost y_{21}
1		$y_{21} = -\frac{1}{R}$
2		$y_{21} = -\omega_m C s$
3		$y_{21} = -\frac{\omega_m C s}{1 + \omega_m C R s}$
4		$y_{21} = -\frac{1}{R} - \omega_m C s$
5		$y_{21} = -\frac{1}{R_1 + R_2} \frac{1}{1 + \omega_m C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} s}$
6		$y_{21} = -\frac{\omega_m^2 R C_1 C_2 s^2}{1 + \omega_m R (C_1 + C_2) s}$

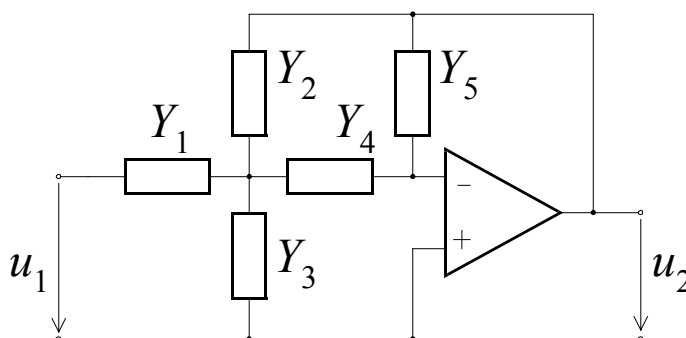
Poř. čís.	Dvojbran RC	Přenosová vodivost y_{21}
7		$y_{21} = -\frac{1}{R_1 + R_2} \frac{1 + \omega_m C_0 (R_1 + R_2) s + \omega_m^2 C_0 C R_1 R_2 s^2}{1 + [\omega_m C R_1 R_2 / (R_1 + R_2)] s}$
8		$y_{21} = -\frac{1}{R_0} \frac{1 + \omega_m (C_1 + C_2) R s + \omega_m^2 C_1 C_2 R_0 R s^2}{1 + \omega_m (C_1 + C_2) R s}$
9		$y_{21} = \frac{1}{R_1 + R_2} \times$ $\times \frac{1 + \omega_m (C_1 + C_2) R s + \omega_m^2 C_1 C_2 R (R_1 + R_2) s^2 + \omega_m^3 C_1 C_2 C R R_1 R_2 s^3}{1 + \omega_m [\frac{C R_1 R_2}{R_1 + R_2} + (C_1 + C_2) R] s + \omega_m^2 \frac{C (C_1 + C_2) R R_1 R_2}{R_1 + R_2} s^2}$

Poznámka: Přenosovou vodivost y_{12} dostaneme ze vzorců pro y_{21} , zaměníme-li v indexech číslici 1 číslici 2 a naopak číslici 2 číslici 1. Schémata přitom zůstávají beze změny.

7.3.2 Aktivní filtr s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby

U aktivního filtru s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby[1] je zaváděna zpětná vazba u operačního zesilovače několika cestami. Nejužívanější jednoduché uspořádání takového aktivního filtru je nakresleno na **Obr. 7.8**. Jeho přenosová charakteristika se dá zapsat ve tvaru

$$K(\bar{s}) = \frac{-Y_1 Y_4}{Y_2 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}. \quad (7.8)$$



Obr. 7.8: Jednoduchý typ aktivního filtru s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby

Vhodným výběrem dvojpólů, charakterizovaných admitancemi Y_1 až Y_5 je možno realizovat filtr potřebných vlastností. Admitance závisí opět na normované komplexní proměnné $\bar{s} = \bar{p}/\omega_m$, tzn. V případě rezistoru dosazujeme $Y_R = 1/R = G$ a v případě kapacitoru $Y_C = \omega_m \bar{s} C$.

Jako příklady jsou dále ukázány dolní a horní propust s rozvětvenou zpětnou vazbou.

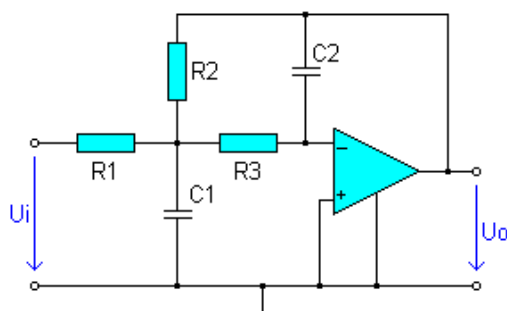
7.3.2.1 Dolní propust s rozvětvenou zpětnou vazbou

Na **Obr. 7.9** je naznačena dolní propust s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby. Její napěťový přenos je dán vztahem

$$K(\bar{s}) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-R_2}{(\bar{s})^2 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 + \bar{s} C_2 (R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2) + R_1}. \quad (7.9)$$

Vztahy pro charakteristický kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q a zesílení v propustném pásmu K_0 lze snadno dovodit z rovnice (7.9) a mají tvar

$$\omega_0 \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot \frac{R_1 \sqrt{R_2 R_3}}{R_3 \sqrt{R_1} + R_2 \sqrt{R_1} + R_2 R_3}, \quad K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad (7.10)$$



Obr. 7.9: Dolní propust s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby

7.3.2.2 Horní propust s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby

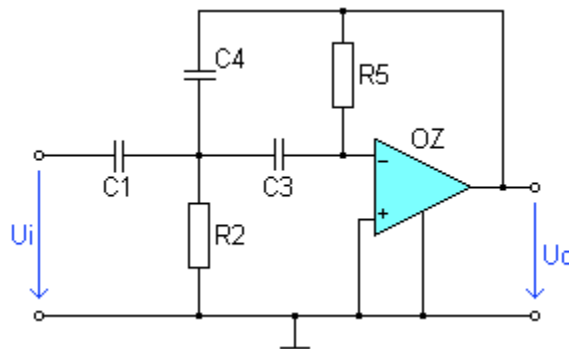
Horní propust s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby je naznačena na **Obr. 7.10**, její napěťový přenos je dán vztahem

$$K(\bar{s}) = \frac{-(\bar{s})^2 \frac{C_1}{C_4}}{(\bar{s})^2 + \frac{\bar{s}}{R_5} \left(\frac{C_1}{C_3 C_4} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}}. \quad (7.11)$$

Pro parametry tohoto filtru platí následující vztahy

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}}, \quad Q = \sqrt{\frac{R_5}{R_2}} \cdot \frac{C_1 + C_3 + C_4}{\sqrt{C_3 C_4}}, \quad K_0 = -\frac{C_1}{C_4}, \quad (7.12)$$

které lze opět snadno dovodit z rovnice (7.11).



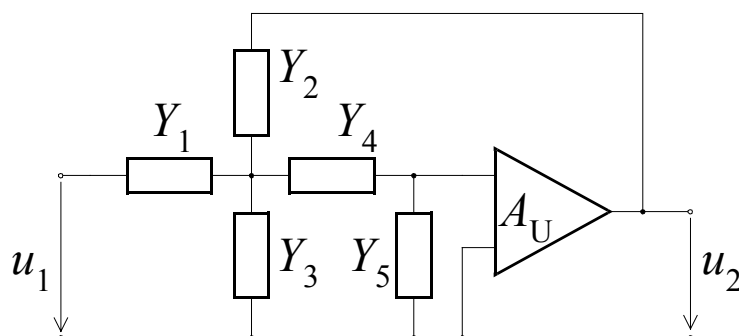
Obr. 7.10: Horní propust s rozvětvenou smyčkou zpětné vazby

7.3.3 Aktivní filtry se zesilovači s konečným zesílením

Aktivní filtry se zesilovači s konečným zesílením [9] využívají k dosažení potřebných vlastností selektivních vlastností kladnou zpětnou vazbu, avšak také slabé, že dojde jen k malému odtlumení pasivního obvodu RC ve smyčce zpětné vazby v dané kmitočtové oblasti. V podstatě jde o podobný princip, jaký je využíván u oscilátorů RC. Rozdíl je v tom, že ve smyčce zpětné vazby je sice použit některý z obvyklých selektivních článků RC, avšak upravený tak (obvykle přerušením některého spoje, anebo rozštěpením některého obvodového prvku), aby vznikl trojbran, mající jednu bránu výstupní. Nejužívanější uspořádání je naznačeno na **Obr. 7.11**. Zesilovač má konečné zesílení A_U . O tom, zda se v obvodu použije neinvertující nebo invertující zesilovač, rozhodují přenosové vlastnosti použitého trojbranu RC. Nejčastěji se užívá neinvertující zesilovač realizovaný diferenčním operačním zesilovačem s příslušnou zpětnou vazbou. Přenosovou funkci aktivního filtru z **Obr. 7.11** můžeme určit ve tvaru

$$K(\bar{s}) = A_U \frac{Y_1 Y_4}{Y_4 (Y_1 + (1 - A_U) Y_2 + Y_3) + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}. \quad (7.13)$$

Aby bylo možno používat při návrhu aproximační vztahy uvedené dříve, závisejí admitance Y_1 až Y_5 opět na normované komplexní proměnné $\bar{s} = p/\omega_m$.



Obr. 7.11: Aktivní filtr se zesilovačem s konečným zesílením

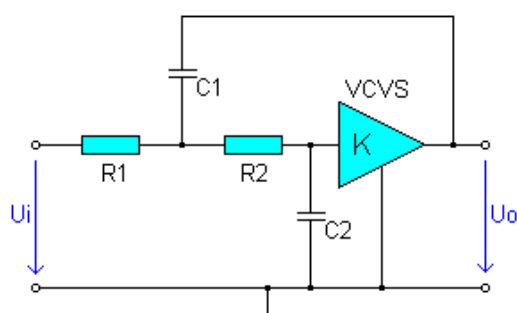
7.3.3.1 Dolní propust s kladnou zpětnou vazbou

Dolní propust se zesilovačem s konečným zesílením může mít např. strukturu, která je naznačena na **Obr. 7.12**. Napěťový přenos této dolní propusti je dán vztahem

$$K(\bar{s}) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{K}{(\bar{s})^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + \bar{s}(R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1(1-K)) + 1}. \quad (7.14)$$

Parametry ω_0 , Q a K_0 filtry jsou dány vztahy

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1(1-K) + R_1 C_2 + R_2 C_2}, \quad K_0 = K. \quad (7.15)$$



Obr. 7.12: Dolní propust s kladnou zpětnou vazbou

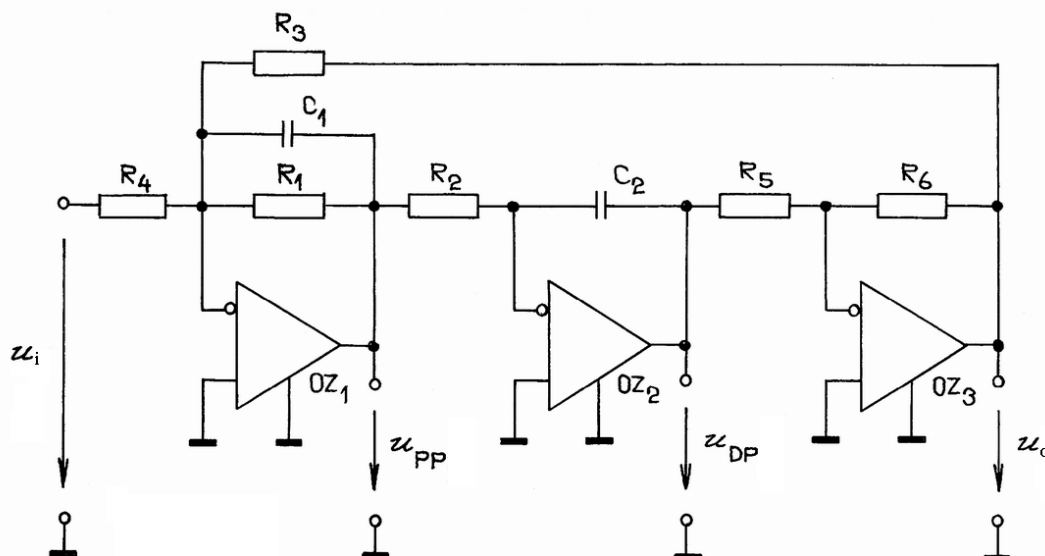
7.3.3.2 Horní propust s kladnou zpětnou vazbou

Na **Obr. 7.13** je nakresleno jedno z možných schémat filtru typu horní propust se zesilovačem s konečným zesílením. Zesílení zesilovače je v tomto případě rovno jedné a je realizováno klasickým operačním zesilovačem se 100% zápornou zpětnou vazbou. Přenos tohoto filtru je dán následujícím vztahem

$$K(\bar{s}) = \frac{-(\bar{s})^2}{(\bar{s})^2 + \frac{\bar{s}}{R_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}. \quad (7.16)$$

Parametry filtru, jež lze opět snadno odvodit z přenosové funkce filtru (7.16) jsou dány vztahy

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \cdot \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_2}, \quad K_0 = 1. \quad (7.17)$$



Obr. 7.15: Jiné zapojení aktivního filtru se třemi zesilovači (dle Towa)

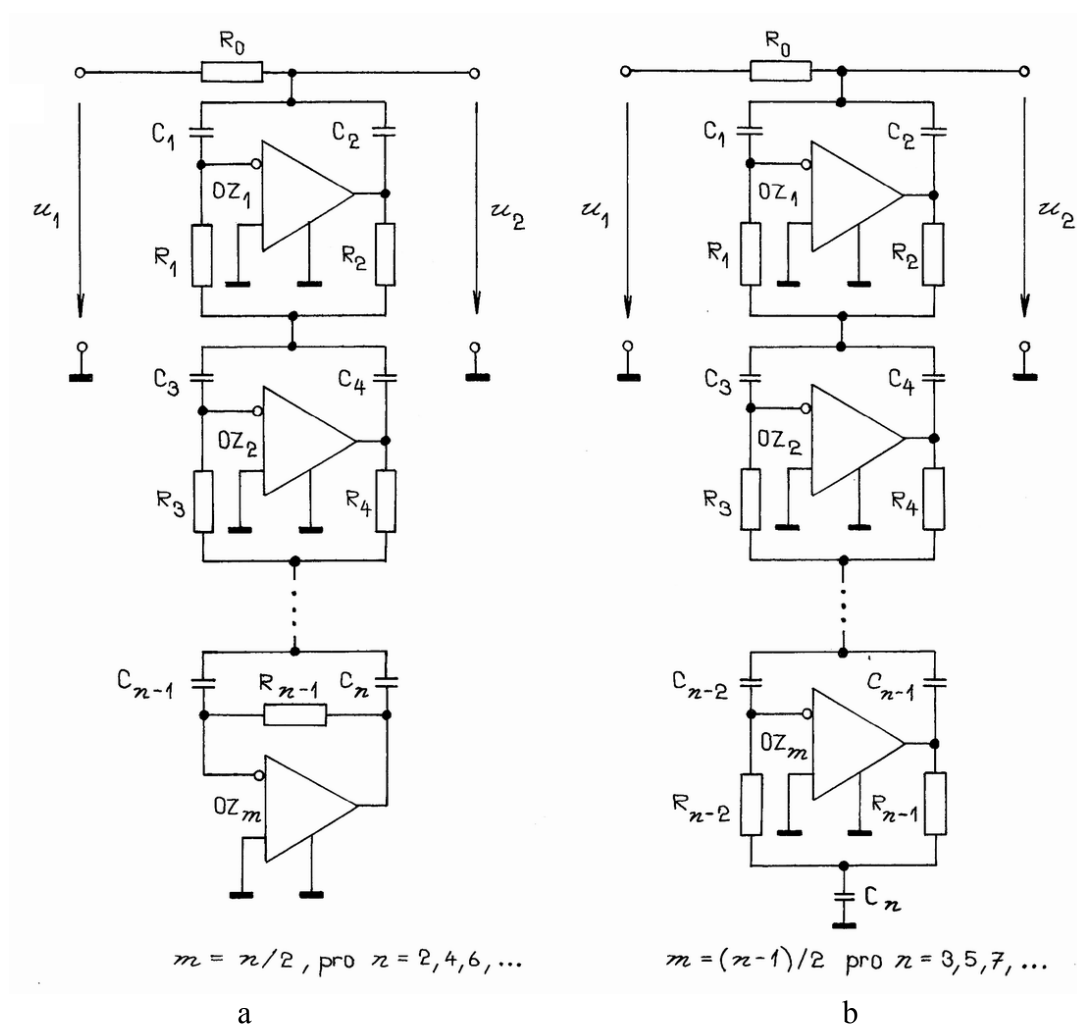
7.3.5 Nekaskádní aktivní filtry s operačními zesilovači

Pro většinu aplikací kaskádní syntézy aktivních filtrů pomoc idílčích filtrů druhého řádu vyhovuje a umožňuje dosáhnout poměrně jednoduchými prostředky nízké citlivosti přenosové funkce na změny parametrů obvodových prvků. Pokud však potřebujeme zařadit takto navrženou dolní propust např. na vstup přeneseného analogového číslicového převodníku nebo na výstup nepřímého číslicového analogového převodníku s vysokou rozlišovací schopností, budou zpravidla na závalu vstupní nesymetrie použitých operačních zesilovačů, a zejména pak teplotní a časová nestabilita těchto nesymetrií.

Problém dolní propusti s přesným přenosem stejnosměrné složky (např. při použití filtrů pro měřicí účely) je samozřejmě řešitelný pasivní obvodovou strukturou, která však přináší všeobecně známé problémy s realizací induktorů pro nízké kmitočty. Kaskádní řazení pasivních RC článků pak neposkytuje dostatečné možnosti pro vhodné rozložení pólů přenosové funkce v komplexní rovině, čímž jsou ovšem omezeny možnosti volby standardních aproximací přenosové funkce. Při návrhu aktivní dolní propusti pro měřicí účely je proto někdy výhodné využít nekaskádní uspořádání filtru, v němž jsou operační zesilovače stejnosměrně odděleny od cesty přenášeného signálu.

Nekaskádní realizační struktura aktivní dolní propusti s přenosovou funkcí vyššího řádu vychází z pasivní dolní propusti RC prvního řádu (viz. **Obr. 6.1**). Nahradíme-li v pasivní dolní propusti kapacitor C_1 selektivním aktivním jednobranem vyššího řádu, získáme aktivní dolní propust s přenosovou funkcí vyššího řádu.

Nekaskádní realizační struktura zobecněná pro vyšší řády přenosových funkcí, a to zvláště pro liché a zvláště pro sudé řády přenosové funkce je uvedena na **Obr. 7.16**. Normovaná přenosová funkce uvedené realizační struktura je dána obecnou rovnicí (6.58), přičemž koeficienty c_{ni} jednotlivých mocnin normované komplexní proměnné \bar{s} se podle typu zvolené aproximace určí z tabulek.



Obr. 7.16: Realizační struktury nekaskádních aktivních dolních propustí n -tého řádu a) pro n sudé, b) pro n liché

Konkrétní vyjádření jednotlivých koeficientů c_{ni} přenosové funkce pomocí parametrů obvodové struktury z **Obr. 7.16** uvádí **Tab. 7.3**. V tabulce jsou uspořádány všechny koeficienty přenosových funkcí od prvního do desátého řádu včetně. Zájemce o podrobné odvození přenosových funkcí odkazujeme na publikaci [17], [18], [19], [20], [21], resp. [22].

Tab. 7.3: Koeficienty přenosových funkcí pro $n=1$ až 10 vyjádřené pomocí parametrů prvků aktivní dolní propusti zapojené podle **Obr. 7.16**

Koeficienty c_{ni} příslušející i -té mocnině normované komplexní proměnné s		
i	pro $i < n$	pro $i = n$
0	1	
1	$(C_1 + C_2) R_0 \omega_m$	$C_1 R_0 \omega_m$
2	$C_1 C_2 R_0 (R_1 + R_2) \omega_m^2$	$C_1 C_2 R_0 R_1 \omega_m^2$
3	$C_1 C_2 (C_3 + C_4) R_0 R_1 R_2 \omega_m^3$	$C_1 C_2 C_3 R_0 R_1 R_2 \omega_m^3$
4	$C_1 C_2 C_3 C_4 R_0 R_1 R_2 (R_3 + R_4) \omega_m^4$	$C_1 C_2 C_3 C_4 R_0 R_1 R_2 R_3 \omega_m^4$
5	$C_1 C_2 C_3 C_4 (C_5 + C_6) R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 \omega_m^5$	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 \omega_m^5$
6	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 (R_5 + R_6) \omega_m^6$	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 \omega_m^6$
7	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 (C_7 + C_8) R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 \omega_m^7$	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 \omega_m^7$
8	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 (R_7 + R_8) \omega_m^8$	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 \omega_m^8$
9	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 (C_9 + C_{10}) R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 \omega_m^9$	$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 C_9 R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 \omega_m^9$
10		$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 C_9 C_{10} R_0 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 R_9 \omega_m^{10}$

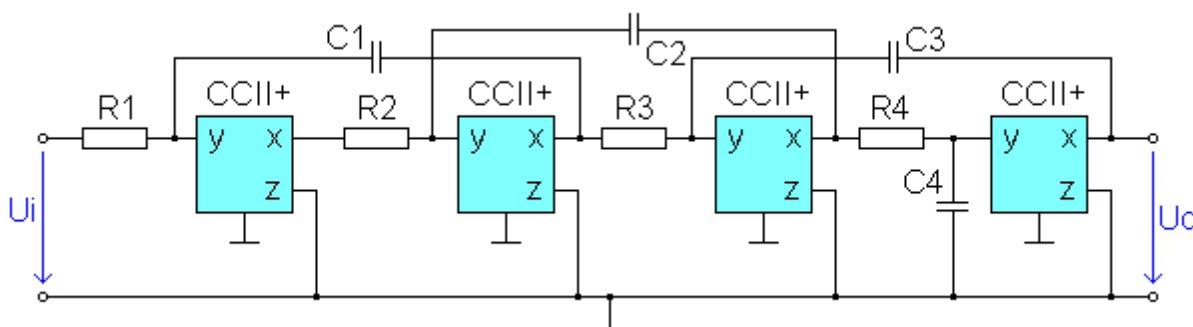
7.3.6 Nekaskádní aktivní filtry s moderními aktivními prvky

Pro realizaci aktivních filtrů lze s výhodou použít moderní aktivní prvky (proudové konvejory, napěťové konvejory, transkonduktanční zesilovače, zesilovače s proudovou zpětnou vazbou). Filtry s těmito prvky mají mnohem vyšší pracovní kmitočty než filtry s operačními zesilovači. Je to dáno především strukturou těchto aktivních prvků, která je většinou založena na proudovém zpracování signálu uvnitř prvku (některé firmy dnes už nabízejí i širokopásmové operační zesilovače, které zpracovávají signál v proudovém režimu). Některé aktivní filtry s těmito moderními prvky lze použít i jako filtry s proměnným mezním kmitočtem. Mezní kmitočet lze nastavovat buď současnou změnou několika pasivních prvků, které mají stejnou hodnotu. Lépe je však použít transkonduktanční zesilovače (OTA, BOTa, MOTA) jejichž přenos lze řídit obvykle proudem do řídicí svorky a tím měnit mezní kmitočet. Dále si uvedeme některé příklady těchto filtrů.

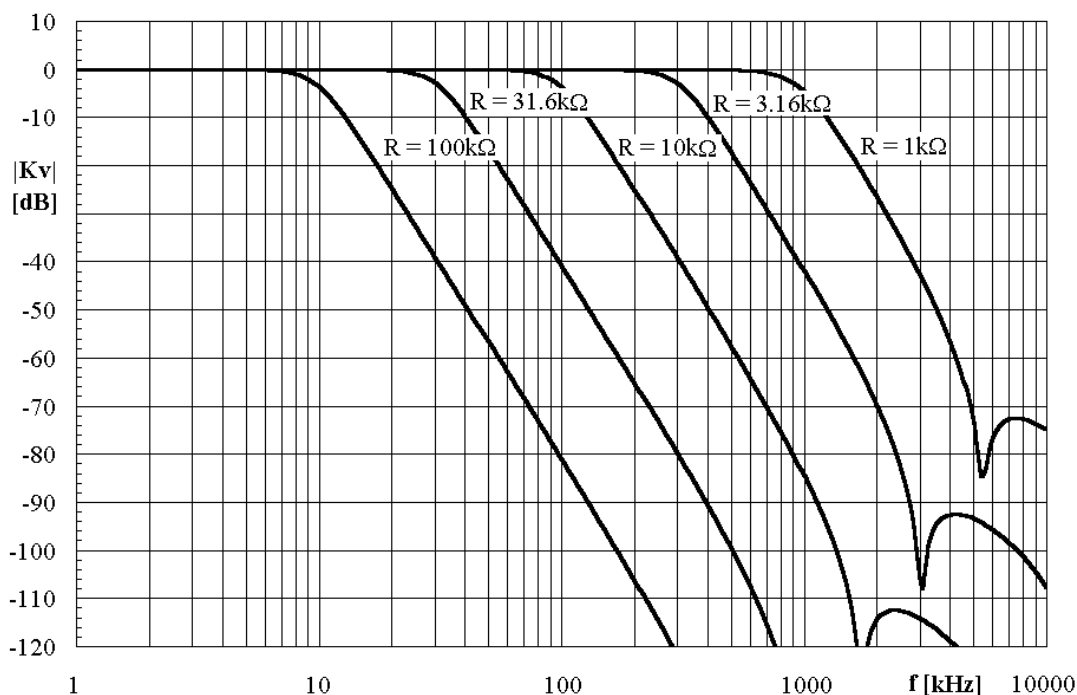
7.3.6.1 Nekaskádní dolní propust s proudovými konvejory

Na **Obr. 7.17** je nakreslena dolní propust čtvrtého řádu. Jako aktivní prvky jsou použity proudové konvejory druhé generace CCII+. Napěťový přenos takového filtru je dán vztahem

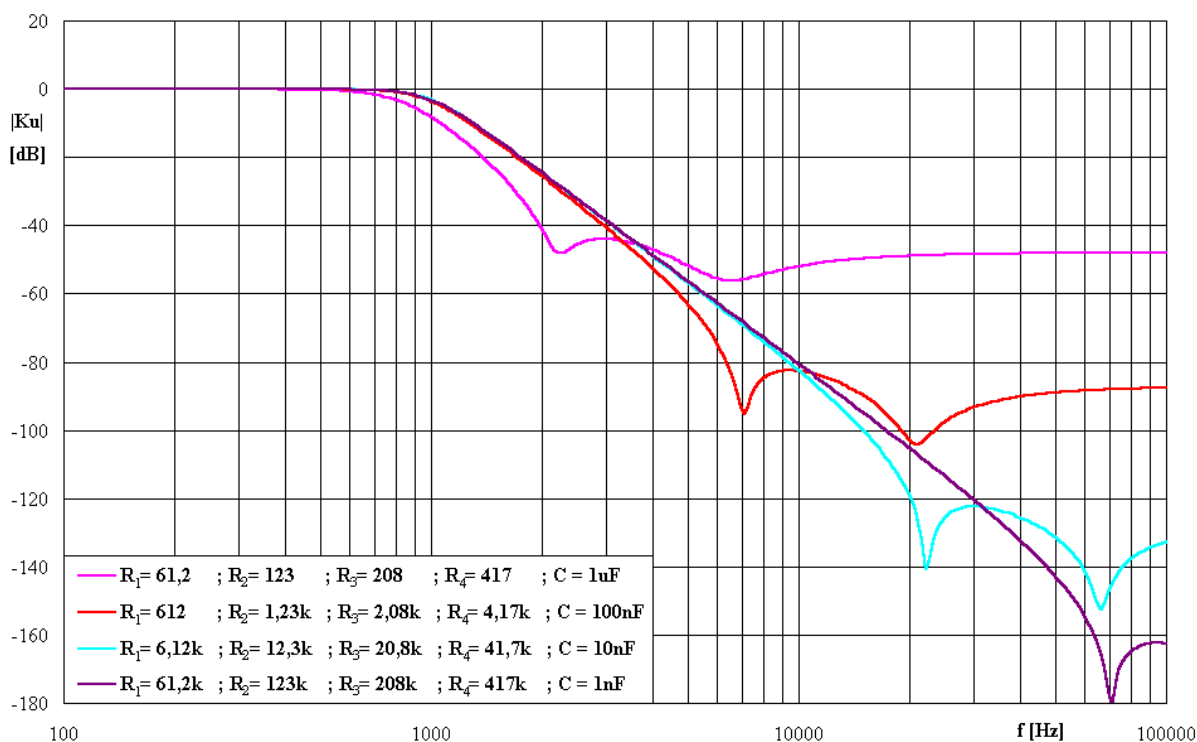
$$K_u(\bar{s}) = \frac{1}{(\bar{s})^4 C_1 C_2 C_3 C_4 R_1 R_2 R_3 R_4 + (\bar{s})^3 C_2 C_3 C_4 R_2 R_3 R_4 + (\bar{s})^2 C_3 C_4 R_3 R_4 + \bar{s} C_4 R_4 + 1}. \quad (7.18)$$

**Obr. 7.17:** Nekaskádní dolní propust čtvrtého řádu s proudovými konvejory

Proudový konvektor druhé generace CCII+ lze realizovat prvkem OPA 660 [7]. **Obr. 7.19** ukazuje možnost změny mezního kmitočtu tohoto filtru pomocí současné změny hodnot všech rezistorů. Na **Obr. 7.19** jsou vyneseny kmitočtové charakteristiky tohoto filtru pro mezní kmitočet $f_0 = 1$ kHz a pro Butterworthovu aproximaci a pro různé hodnoty pasivních prvků. I u těchto filtrů se ale uplatňují parazitní vlastnosti použitých aktivních prvků. Z **Obr. 7.19** je patrné, že pro malé hodnoty rezistorů a tudíž velké hodnoty kapacitorů je tvar kmitočtové charakteristiky výrazně deformován, protože se projevují reálné vlastnosti proudového konvektoru realizovaného prvkem OPA 660. Nejvíce se pravděpodobně uplatňuje odpor svorky X. Určitý vliv může mít i ne přesně jednotkový přenos napětí ze svorky Y na svorku X. Menší hodnoty kapacit kapacitorů než 100 pF by na druhé straně mohly vést k ovlivnění charakteristiky parazitními kapacitami aktivních prvků.



Obr. 7.18: Kmitočtové charakteristiky dolní propusti s proudovými konvektory – možnost přeladování filtru ($C_1 = 61$ pF, $C_2 = 122$ pF, $C_3 = 208$ pF, $C_4 = 416$ pF)

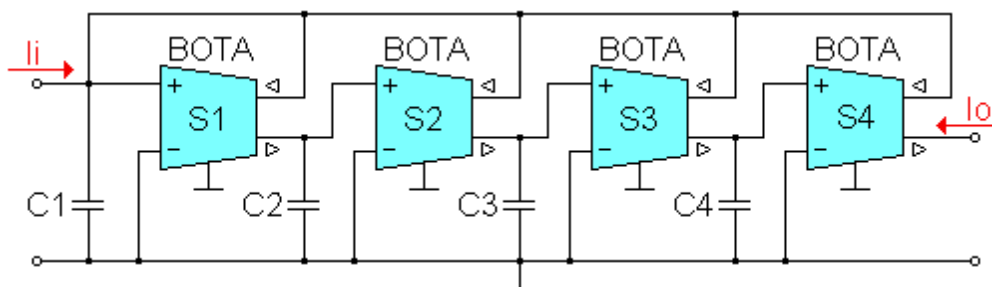


Obr. 7.19: Kmitočtové charakteristiky dolní propusti s proudovými konvejory – vliv velikosti hodnot prvků

7.3.6.2 Nekaskádní dolní propust s transkonduktančními zesilovači

Další varianta nekaskádní dolní propusti čtvrtého řádu je uvedena na **Obr. 7.20**. Jedná se o dolní propust se čtyřmi BOTA zesilovači (*Balanced Output Transconductance Amplifier*), která pracuje v proudovém módu, [23]. Tento filtr lze však snadno transformovat na mód napěťový. V napěťovém módu ale nemůžeme zatěžovat výstup a proto je nutné filtr v napěťovém módu doplnit jednotkovým sledovačem. Největší výhodou tohoto řešení je jednoduchá přeladitelnost filtru pomocí strmosti S zesilovačů BOTA. Proudový přenos této dolní propusti je dán vztahem

$$K_i(\bar{s}) = \frac{-1}{(\bar{s})^4 \frac{C_1 C_2 C_3 C_4}{S_1 S_2 S_3 S_4} + (\bar{s})^3 \frac{C_2 C_3 C_4}{S_2 S_3 S_4} + (\bar{s})^2 \frac{C_3 C_4}{S_3 S_4} + \bar{s} \frac{C_4}{S_4} + 1} \quad (7.19)$$



Obr. 7.20: Nekaskádní dolní propust čtvrtého řádu s BOTA zesilovači v proudovém módu

7.3.7 Aktivní filtry navržené metodou autonomního obvodu

8 Nelineární obvody

9 Obvody s elektronickými spínači

10 D/A a A/D převodníky

11 Komparátory

Napěťový komparátor je obvod, který srovnává měnící se vstupní signál s referenčním napětím. Má stejně jako operační zesilovač dvě vstupní svorky (invertující a neinvertující) a jednu výstupní svorku. Když měnící se vstupní napětí změní polaritu vzhledem k referenčnímu napětí (stává se větší nebo menší než reference), pak výstup komparátoru změní stav [29].

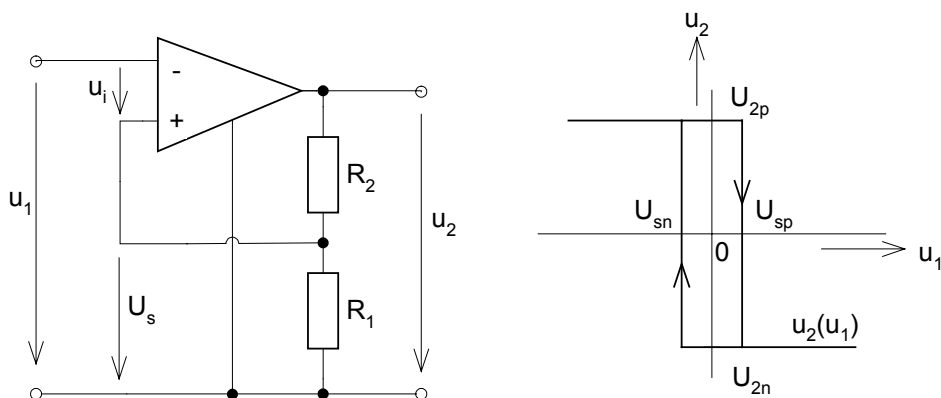
11.1 Vnitřní struktura komparátoru

Komparátory reagují na dosažení určité úrovně vstupního napětí skokovou změnou napětí na výstupu. Jako komparátor se dá použít libovolný zesilovač, vykazující na převodní charakteristice horní a dolní oblast nasycení. Jako výhodné se ukazuje užívat komparátor s diferenčním zesilovačem. To proto, že umožňuje posouvat úroveň srovnávacího napětí podle potřeby. Princip je patrný z **Obr. 11.1**. Jako komparátoru je použito operačního zesilovače s diferenčním vstupem. Jeho přenosová charakteristika $u_2(u_i)$ je také nakreslena na **Obr. 11.1**. Je vidět, že je-li vstupní napětí u_1 menší než srovnávací napětí U_s , je $u_i = u_1 - U_s < 0$ a na výstupu je proto kladné nasycené napětí $u_2 = U_{2p}$. V případě $u_1 < U_s$ je $u_i > 0$ a na výstupu dostáváme záporné nasycené napětí $u_2 = U_{2n}$. Přejít z U_{2p} na U_{2n} je velmi strmý, jak lze poznat z orientačních měřítek na osách přenosové charakteristiky.

Komparátory mají obvykle výstup s otevřeným kolektorem, což dovoluje styk s různými typy obvodů.

11.3 Komparátor s hysterezí

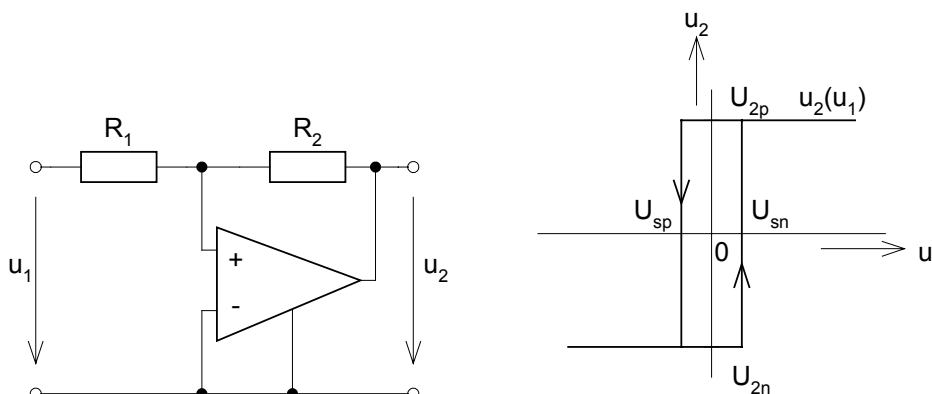
Komparátor s hysterezí je takový komparátor, který reaguje dvěma opačnými skokovými změnami na dvě různé úrovně. Toho dosáhneme zavedením kmitočtově nezávislé kladné zpětné vazby u diferenčního zesilovače. Zapojení je patrné z **Obr. 11.3** a z literatury je známo jako invertující Schmittův klopný obvod, resp. jako invertující komparátor s hysterezí. Na neinvertující vstup operačního zesilovače působí napětí $u_s = u_2 R_1 / (R_1 + R_2) = p u_2$. Podle toho, zda j na výstupu kladné nebo záporné nasycené napětí, přivádíme neinvertujícímu vstupu buď kladné srovnávací napětí $U_{sp} = p U_{2p}$ nebo záporné srovnávací napětí $U_{sn} = p U_{2n}$. Napětí U_{2p} je na výstupu operačního zesilovače jen tehdy, je-li $u_i < 0$, tj. pokud $u_1 < U_{sp}$. Bude-li se napětí u_1 blížit srovnávacímu napětí U_{sp} , dostane se zesilovač z oblasti nasycení na klesající část přenosové charakteristiky $u_2(u_1)$ znázorněné na **Obr. 11.1**. Záporná změna výstupního napětí u_2 má okamžitě za následek i zápornou změnu srovnávacího napětí u_s . V důsledku toho dojde ke kladné změně napětí $u_i = u_1 - u_s$; ta vyvolá další zápornou změnu u_2 a celý proces lavinovitě pokračuje až se výstupní napětí ustálí na záporné nasycené hodnotě U_{2n} (viz též přenosovou charakteristiku na **Obr. 11.3** – pozor však na to, že na rozdíl od **Obr. 11.1** jsou v tomto případě měřítka na obou osách stejná). Srovnávací napětí se přitom samočinně přestaví na hodnotu U_{sn} . V tomto stavu obvod setrvá, pokud bude $u_i < 0$, tedy bude-li $u_1 > U_{sn}$. Jestliže se napětí u_1 zmenší až do těsné blízkosti U_{sn} , přejde výstupní napětí u_2 podobným lavinovitým pochodem podporovaným kladnou zpětnou vazbou skokově z hodnoty U_{2n} na U_{2p} . Současně s tím se skokově změní i srovnávací napětí na U_{sp} . Komparátor tedy má přenosovou charakteristiku ve tvaru hysterezní smyčky a reaguje podle předpokladu skokovými změnami na dvě napětí U_{sp} a U_{sn} . Pokud by to bylo potřeba, je možné celou hysterezní smyčku posouvat podél osy u_1 , např. tak, že do série s rezistorem R_1 přidáme zdroj stejnosměrného napětí.



Obr. 11.3: Invertující komparátor s hysterezí – Schmittův klopný obvod

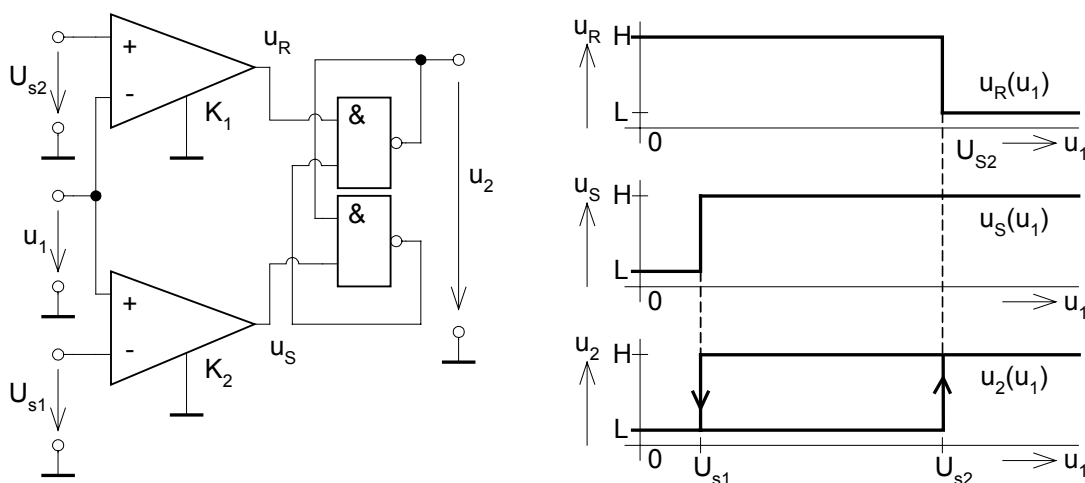
Zapojení neinvertujícího komparátoru s hysterezí (neinvertující Schmittův klopný obvod) je naznačeno na **Obr. 11.4**, kde je také uvedena odpovídající přenosová charakteristika. Jestliže na vstupu bude velké vstupní napětí u_1 , bude na výstupu komparátoru napětí $u_2 = U_{2p}$. Budeme-li vstupní napětí snižovat, výstupní napětí u_2 se nebude měnit až do té doby, kdy napětí na neinvertující vstup bude nulové. Tato situace nastane při $u_1 = U_{sp} = - (R_1/R_2)U_{2p}$. Poté se výstupní napětí prudce změní a výstupní napětí se ustálí na záporné

nasycené hodnotě U_{2n} . Tento stav trvá tak dlouho, dokud vstupní napětí nedosáhne hodnoty $u_1 = U_{sn} = -(R_1/R_2)U_{2n}$.



Obr. 11.4: Neinvertující komparátor s hysterezí

Protože komparační napětí U_{sp} , resp. U_{sn} je odvozeno od výstupního napětí v saturaci U_{2p} , resp. U_{2n} , není přesně definováno ani není stabilní. Proto se často k výstupu komparátoru s diferenčním operačním zesilovačem připojuje okrajovač, realizovaný obvykle dvěma referenčními diodami. V případech, kdy je zapotřebí zabezpečit vysokou přesnost komparačních úrovní je možno použít uspořádání se dvěma komparátory podle **Obr. 11.5**. Zapojení využívá principu z **Obr. 11.1**. Rozdíl je pouze v tom, že výstupní napětí komparátorů K_1 a K_2 je uzpůsobeno úrovní TTL. Pro vytvoření hystereze je použit klopný obvod RS s hradly NAND. Jestliže bude vstupní napětí větší než horní komparační úroveň $U_{s2} > U_{s1}$, bude na výstupu komparátoru K_1 úroveň L, na výstupu K_2 bude úroveň H a tedy na výstupu klopného obvodu RS bude úroveň H. Překlopení obvodu RS na úroveň L nastane v okamžiku, kdy na výstupu komparátoru K_1 bude úroveň H a naopak na výstupu K_2 bude úroveň L, tj. v okamžiku kdy $u_1 < U_{s1}$. Další podrobnosti jsou zřejmé z průběhů uvedených na **Obr. 11.5**.



Obr. 11.5: Přesný komparátor s hysterezí

12 Generátory

Elektrický obvod vyrábějící periodické netlumené elektrické kmity bez jakéhokoli vnějšího periodického buzení nazýváme generátor. Je to autonomní obvod, představující z energetického hlediska měnič stejnosměrného napětí na napětí střídavé.

Podle tvaru časového průběhu vyráběných kmitů (napětí či proudu) třídíme generátory do dvou základních skupin: a) generátory harmonických kmitů, zvané zpravidla oscilátory; b) generátory tvarových kmitů, tj. např. pilovitých, trojúhelníkových, pravoúhlých kmitů nebo pulsů. Protože pomocí funkčního měniče lze z trojúhelníkových kmitů snadno získat harmonický signál, bývají generátory tvarových kmitů označovány jako funkční generátory.

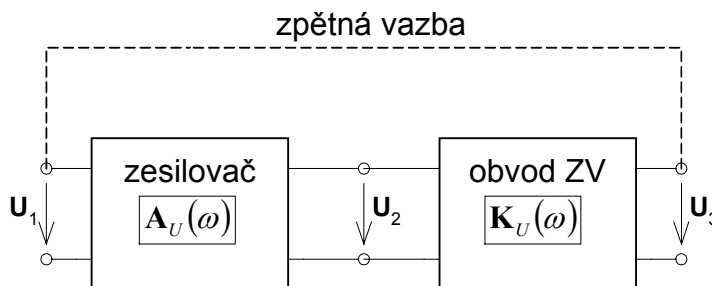
Periodické kmity vznikají v obvodech obsahujících jeden nebo více akumulacních prvků, sloužících jako zásobníky energie. Aby mohly v takovém obvodu vzniknout netlumené kmity, musíme do něj přivádět elektrickou energii v takových dávkách a v takových časových okamžicích, aby se kmity trvale udržovaly. Proto musí být mezi zdroj elektrické energie a obvod s akumulacními prvky zařazen prvek, který automaticky řídí přivádění elektrické energie v potřebném taktu do obvodu, v němž dochází ke kmitové výměně energie. Dodávka energie musí samozřejmě krýt i výkon dodávaný připojené zátěži.

Z uvedených úvah vyplývá, že každý oscilátor se skládá principiálně ze tří základních částí: zdroje stejnosměrného napětí (proudu), kmitavého obvodu a akumulacními prvky a s připojenou zátěží a ze samočinného regulátoru dávkování energie, řízeného vhodnou zpětnou vazbou [27], [28].

12.1 LC oscilátory

Činnost oscilátoru vysvětlíme na základě blokového schématu uvedeného na **Obr. 12.1**. Oscilátor sestává ze zesilovače s přenosem $\hat{A}_U(\omega) = \hat{U}_2 / \hat{U}_1$ a ze zpětnovazebního článku (např. kmitavý obvod), jehož přenos $\hat{K}_U(\omega) = \hat{U}_3 / \hat{U}_2$. Celkový přenos řetězce pak

$$U_3 / U_1 = A_U(\omega) K_U(\omega) . \quad (12.1)$$



Obr. 12.1: Blokové schéma oscilátoru

Přitom předpokládáme, že soustava je selektivní tak, že při kmitočtu generovaných kmitů je výstupní napětí harmonické. Jedině za tohoto předpokladu můžeme použít komplexní symbolické vyjádření veličin v obvodu. Dále je třeba předpokládat, že přenos zesilovače závisí na amplitudě vstupního napětí U_1 tak, že při zvětšování vstupního napětí se přenos zesilovače zmenšuje. Za tohoto předpokladu vzniknou v oscilátoru kmity s konstantní

amplitudou. Základní podmínkou pro vznik kmitů při zavedení zpětné vazby je v uvažovaném případě rovnost

$$U_1 = U_3 = U_1 \mathbf{A}_U(\omega) \mathbf{K}_U(\omega) ; \quad (12.2)$$

v obvodu tedy vzniknou harmonické kmity o takovém kmitočtu ω_1 , při kterém je splněna podmínka

$$\mathbf{A}_U(\omega_1) \mathbf{K}_U(\omega_1) = 1 . \quad (12.3)$$

Vyjádříme-li komplexní veličiny v exponenciálním tvaru $\mathbf{A}_U = A_U e^{j\varphi_A}$ a $\mathbf{K}_U = K_U e^{j\varphi_K}$, můžeme vyslovit dvě podmínky, a to

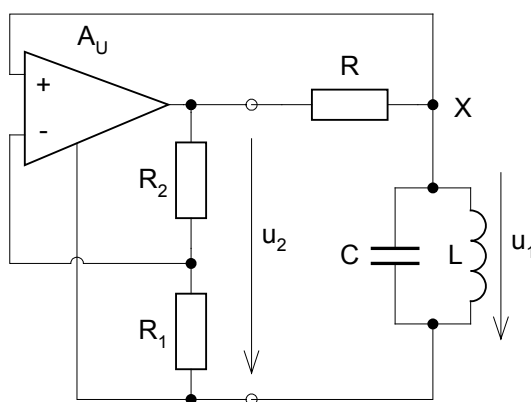
$$A_U(\omega_1) K_U(\omega_1) = 1 ; \quad (12.4)$$

$$\varphi_A(\omega_1) + \varphi_K(\omega_1) = n2\pi , \quad (n = 0, \pm 1, \dots) . \quad (12.5)$$

První z nich je tzv. modulová podmínka, která říká, že celkový přenos zpětnovazební smyčky v oscilátoru generujícího kmity musí být vždy roven jedné. Rovnice (12.5) je argumentová podmínka, z níž vyplývá, že celkové fázové posunutí ve smyčce zpětné vazby musí být při kmitočtu ω_1 nulové resp. musí být celým násobkem 2π . Posouvá-li tedy zesilovač fázi o π (invertující zesilovač), musí zpětnovazební členek posunout fázi buď o π nebo o $-\pi$.

Jako příklad tohoto typu oscilátoru rozebereme zapojení uvedené na **Obr. 12.2**. Operační zesilovač je zapojen jako neinvertující a zesilující vstupní napětí u_1 A_U -krát ($A_U = 1 + R_2 / R_1$). Přitom předpokládáme, že zesilovač zpracovává takové kmitočty, kdy se ještě neuplatní jeho omezené kmitočtové chování. Protože výstupní odpor zesilovače je velmi malý, je kmitavý okruh LC v obvodu zpětné vazby připojen k operačnímu zesilovači přes rezistor R. Pro určení parametrů obvodu zpětné vazby aplikujeme na uzel označený X první Kirchhoffův zákon

$$\frac{u_2 - u_1}{R} - C \frac{du_1}{dt} - \frac{1}{L} \int u_1 dt = 0 . \quad (12.6)$$



Obr. 12.2: Zapojení oscilátoru LC

Protože $u_2 = A_U u_1$, můžeme po úpravě psát

$$\frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{1 - A_U}{RC} \frac{du_1}{dt} + \frac{1}{LC} u_1 = 0. \quad (12.7)$$

Tato diferenciální rovnice popisuje kmity vznikající v obvodu. Pro zkrácení zápisu zavedeme označení

$$\alpha = \frac{1 - A_U}{2RC}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}. \quad (12.8)$$

Pak diferenciální rovnice bude mít tvar

$$\frac{d^2 u_1}{dt^2} + 2\alpha \frac{du_1}{dt} + \omega_0^2 u_1 = 0. \quad (12.9)$$

Tato rovnice má řešení

$$u_1(t) = U_1 e^{-\alpha t} \sin \omega_V t, \quad (12.10)$$

kde α je činitel tlumení okruhu, $\omega_V = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ vlastní kmitočet volných kmitů v okruhu, ω_0 je rezonanční kmitočet okruhu.

Podle toho zda je činitel tlumení α kladný, záporný nebo nulový, mají vlastní kmity v okruhu trojí možný charakter. Při $\alpha < 0$ (tj. $A_U > 1$) budou kmity narůstat podle exponenciály, při $\alpha > 0$ (tj. $A_U < 1$) půjde o tlumené kmity dozívající podle exponenciály a konečně při $\alpha = 0$ (tj. $A_U = 1$) půjde o netlumené kmity s konstantní amplitudou a s kmitočtem $\omega_V \equiv \omega_0$.

Modulovou podmínku (12.4) můžeme nyní rozebrat podrobněji. Při $A_U = 1$ vznikají harmonické kmity s konstantní amplitudou a s kmitočtem $\omega_V = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Při velmi slabé kladné zpětné vazbě se amplituda kmitů výstupního napětí zmenšuje, při velmi silné roste. Samovolné nasazení kmitů je možné pouze při splnění podmínky $A_U > 1$. Amplituda napětí bude narůstat do té doby, pokud se zesilovač nepřetíží, tzn. dokud se výstup zesilovače nedostane do saturace. Bude-li se zesilovač dostávat do saturace, bude se zesílení A_U zmenšovat až bude rovno jedné. Tvar výstupních kmitů však nebude již harmonický. Jestliže požadujeme harmonické výstupní napětí, je zapotřebí provést řízení přenosu zesilovače A_U tak, aby zesílení bylo rovno jedné dříve než se operační zesilovač dostane do saturace. Při vysokých kmitočtech je však snadné realizovat kmitavý okruh s vysokým činitelem jakosti. Z tohoto důvodu napětí na kmitavém okruhu zůstane prakticky vzato harmonické i když zesilovač pracuje až do nasycení. Proto se u vf oscilátorů neuvádí žádná speciální metoda řízení přenosu zesilovače a výstupní napětí se snímá přímo na kmitavém okruhu.

Oscilátory LC se neuvádí ke generování nf kmitů, protože by byly zapotřebí velké hodnoty indukčnosti a kapacity. Protože vf oscilátory LC ve většině případů využívají jako zesilovače tranzistory, nebudeme se tímto typem oscilátoru podrobněji zabývat.

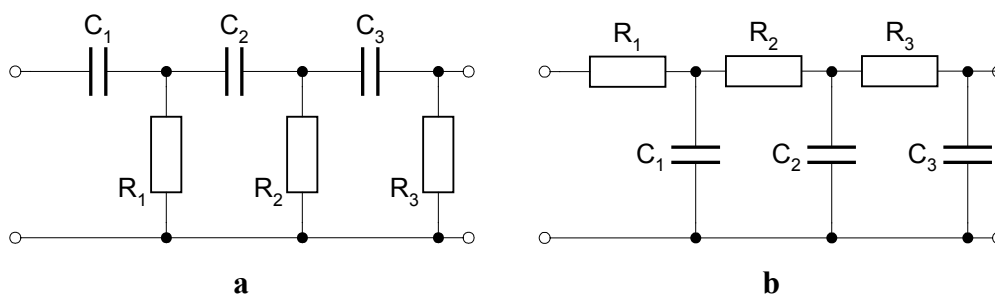
12.2 Oscilátory RC

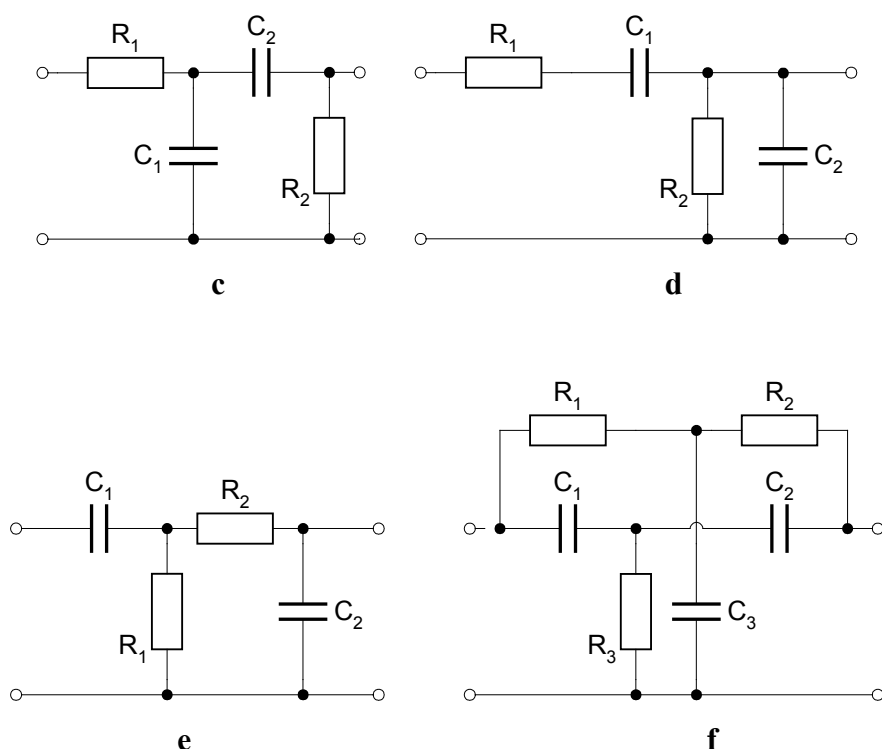
Oscilátory RC pracují v principu stejně jako oscilátory LC. Jejich základní uspořádání plně odpovídá blokovému schématu uvedenému na **Obr. 12.1** a pro ustálené kmity v nich platí opět modulová a argumentová podmínka (12.4) a (12.5). Hlavní odlišnost je v tom, že zpětnovazební obvod neobsahuje kmitavý okruh, ale je tvořen dvojbranem RC a kmitočtově závislým činitelem přenosu. Zpětnovazební přenosový článek může mít charakter horní, dolní i pásmové propusti, anebo i pásmové zadržky. Charakteristiky těchto dvojbranů RC nevykazují typické rezonanční průběhy článků s kmitavými okruhy LC, nýbrž jsou poměrně ploché (např. modulová charakteristika pásmové propusti RC zhruba odpovídá rezonanční charakteristice okruhu LC, který má velmi malý činitel jakosti, $Q < 1$). Činitelem určujícím kmitočet oscilátoru RC je fázové posunutí ve smyčce zpětné vazby, které musí při kmitočtu ω_0 generovaných kmitů vyhovovat argumentové podmínce (12.5). Podle toho, zda se při stavbě oscilátoru použije invertujícího či neinvertujícího zesilovače, musí zpětnovazební článek RC při kmitočtu ω_0 posouvat fázi buď o $\pm \pi$ anebo 0 (popř. $\pm 2\pi$).

Typické zpětnovazební obvody oscilátorů RC jsou uvedeny na **Obr. 12.3a** až **f**. Příčková horní propust se třemi články RC (**Obr. 12.3a**) má za předpokladu $C_1 = C_2 = C_3 = C$ a $R_1 = R_2 = R_3 = R$ při rezonančním kmitočtu $\omega_0 = 1/(\sqrt{6}CR)$ činitel přenosu reálný $\mathbf{K}_U(\omega_0) = -1/29$ a to znamená, že použitý zesilovač musí mít zesílení $\mathbf{A}_U(\omega_0) = -29$ (musí být tedy invertující) a musí mít malý vstupní odpor. Příčková horní propust může mít i více než tři články. Na **Obr. 12.3b** je uvedena příčková dolní propust, která za předpokladu $R_1 = R_2 = R_3 = R$ a $C_1 = C_2 = C_3 = C$ má při kmitočtu $\omega_0 = 1/(\sqrt{6}CR)$ činitel přenosu $\mathbf{K}_U(\omega_0) = -1/29$. Proto požadavky na použitý zesilovač jsou stejné jako v předchozím.

Zpětnovazební článek podle **Obr. 12.3c** má dvě sekce, dolní propust R_1C_1 a horní propust R_2C_2 , jejichž fázová posunutí se při kmitočtu $\omega_0 = 1/CR$ právě kompenzují; přitom $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$. Při kmitočtu ω_0 je přenos $\mathbf{K}_U(\omega_0) = 1/3$ a je tedy třeba, aby v oscilátoru s tímto článkem byl použit neinvertující zesilovač se zesílením $\mathbf{A}_U = 3$. Pro pásmovou propust podle **Obr. 12.3e** platí stejné závěry jako pro článek podle **Obr. 12.3c**.

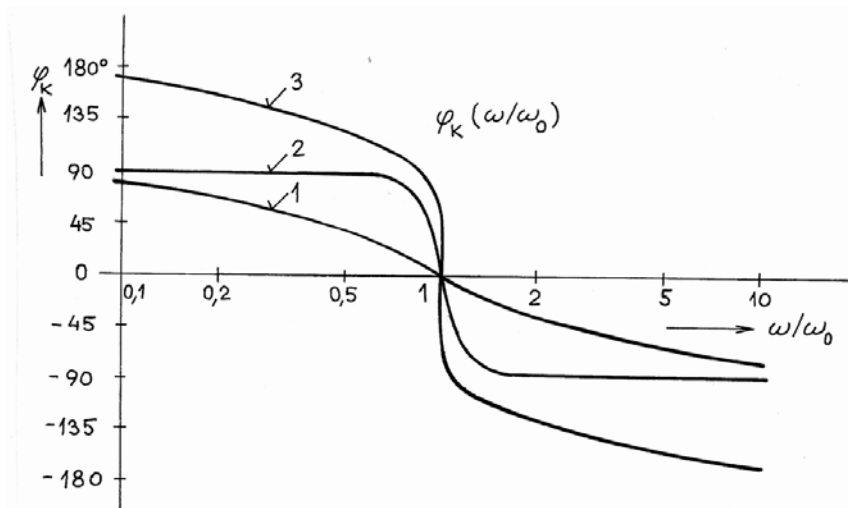
Další zpětnovazební dvojbran (**Obr. 12.3d**) využívá přenosových vlastností Wienova článku. Jestliže $C_1 = C_2 = C$ a $R_1 = R_2 = R$ je také činitel přenosu $\mathbf{K}_U(\omega_0) = 1/3$ a důsledek je obdobný.





Obr. 12.3: Typické zpětnovazební obvody oscilátorů RC

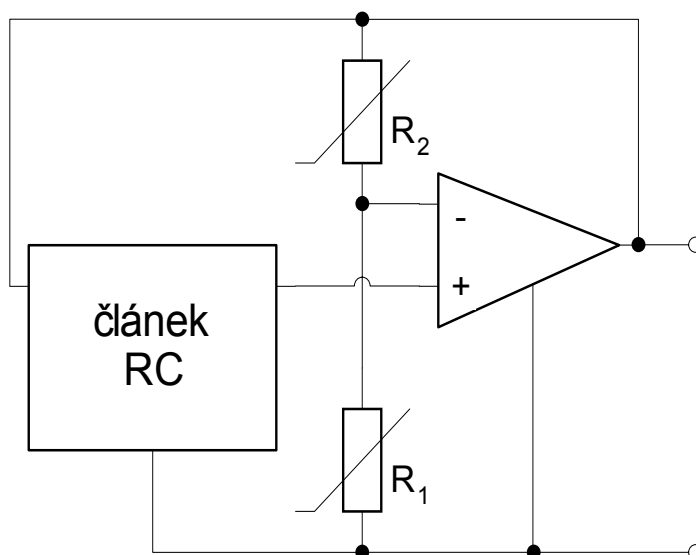
Poslední uvedený obvod (**Obr. 12.3f**) má za základ dvojitý článek T. Volíme-li u tohoto dvojbranu $R_1 = R_2 = 2R_3 = R$ a $C_1 = C_2 = C_3/2 = C$, bude při kmitočtu $\omega_0 = 1/CR$ přenos $K_U(\omega_0) = 0$. To znamená, že dvojitý článek T se chová jako pásmová zadrž. Jeho argumentová charakteristika přechází v těsném okolí ω_0 skokem z -90° na $+90^\circ$ a prochází přitom nulou, tj. $\varphi_K(\omega_0) = 0$. Na rozdíl od předchozích případů jde v tomto případě o pásmovou zadrž (která má z hlediska přenosu podobné selektivní vlastnosti jako přenosový článek se sériovým kmitavým okruhem) a tomu musí být i uzpůsobeno uspořádání oscilátoru. Zesilovač musí být vybaven trvale působící kmitočtově nezávislou kladnou zpětnou vazbou a doplněn smyčkou záporné zpětné vazby a dvojitým článkem T. Záporná zpětná vazba působí proti vlivu kladné zpětné vazby na všech kmitočtech, s výjimkou kmitočtu ω_0 , při kterém je nulová. Oscilátor proto kmitá s kmitočtem ω_0 .



Obr. 12.4: Argumentové charakteristiky: 1 – pasivní dolní propust s $Q = 1/3$; 2 – kmitavý okruh s $Q = 10$; 3 – Wienův – Robinsonův můstek s $\varepsilon = 0,01$

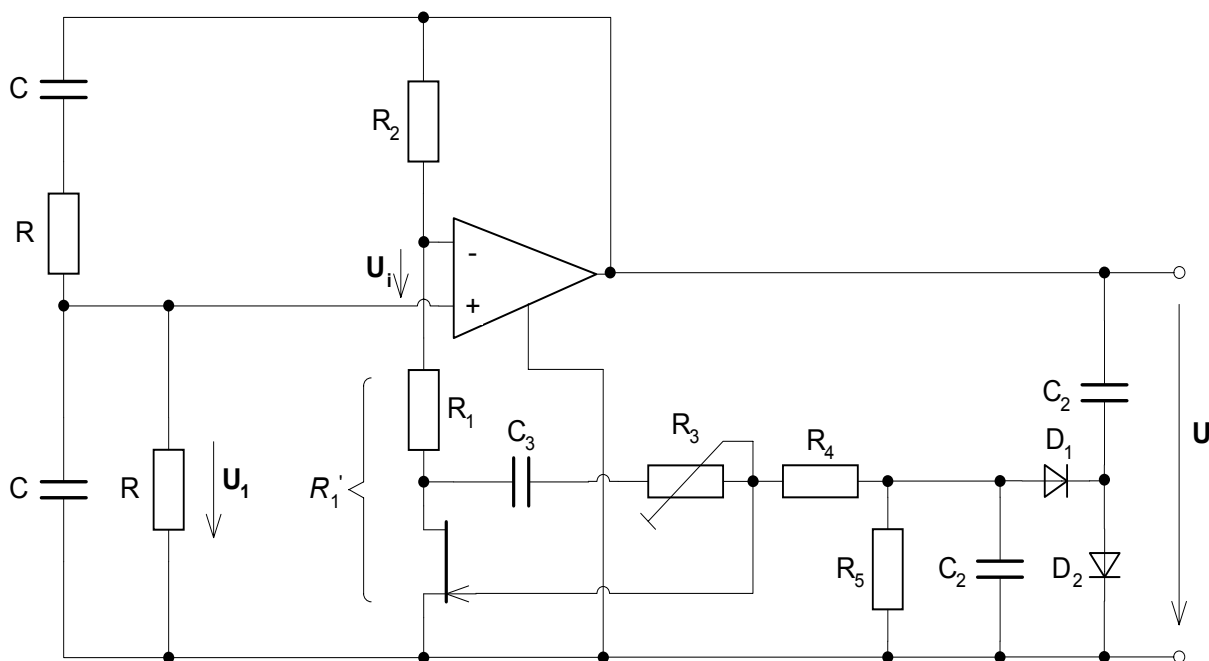
Pasivní články, které mají ploché kmitočtové charakteristiky vykazují ekvivalentní činitel jakosti $Q \leq 0,5$. Při jejich použití v oscilátorech mají proto tyto oscilátory špatnou stabilitu kmitočtu. Tato okolnost je zřejmá z argumentových charakteristik $\varphi_K(\omega/\omega_0)$ uvedených na **Obr. 12.4**. Pro pasivní dolní propust s činitelem jakosti $Q = 1/3$ (křivka 1) nastává při kmitočtu rovném polovině rezonančního kmitočtu natočení fáze o 27° . Jestliže předřazený zesilovač bude mít fázové natočení např. -27° , pak se oscilátor v soulase s argumentovou podmínkou rozkmitá na kmitočtu $\omega_V = \omega_0/2$. Pro získání dobré kmitočtové stability je nutno použít takový obvod zpětné vazby, jehož argumentová charakteristika by měla v oblasti nulového fázového natočení velkou strmost. Takovou vlastnost má např. kmitavý okruh s velkým činitelem jakosti (křivka 2 v **Obr. 12.4**). Musíme proto užívat takové články RC, které vykazují obdobné vlastnosti jako kmitavý okruh.

Mají-li oscilátory s články RC generovat harmonické kmitý bez zkreslení, snažíme se, aby se v nich co nejméně uplatnila nelinearita zesilovače, která je zdrojem vzniku vyšších harmonických složek. Tento požadavek je ovšem v rozporu s požadavkem udržení konstantní amplitudy kmitů, které se u oscilátorů LC ustalovaly právě díky nelinearitě zesilovače. Proto se u oscilátorů RC používá k omezení amplitudy kmitů zvláštní napěťově závislé záporné zpětné vazby, jak je to uvedeno na **Obr. 12.5**. Aby ji bylo možné zavést, musí být použit operační zesilovač mající přístupný invertující i neinvertující vstup. Do invertujícího vstupu se zavádí přes rezistorový dělič R_1, R_2 takový díl výstupního napětí, aby zesílení z neinvertujícího vstupu na výstup se právě rovnalo požadované hodnotě A_U (např. $A_U = 3$ pro RC články podle **Obr. 12.3**). V děliči je buď odpor rezistoru R_1 nebo odpor rezistoru R_2 závislý na amplitudě generovaných kmitů (resp. na amplitudě procházejícího harmonického proudu). Jestliže amplituda výstupního napětí poroste, pak požadujeme, aby se záporná zpětná vazba zvětšila, tj. aby se dělicí poměr zeslabovače R_1, R_2 zmenšil. To bude splněno tehdy, jestliže se buď odpor R_2 při zvětšení napětí (resp. proudu) zmenší (např. termistor se záporným teplotním činitelem odporu), anebo jestliže se odpor R_1 při zvětšení napětí (resp. proudu) zvětší (např. žárovka s kladným teplotním činitelem odporu vlákna, nebo tranzistor řízený elektrickým polem, jehož odpor řídíme usměrněným výstupním napětím zesilovače tak, aby se jeho odpor při vzrůstu amplitudy výstupního napětí oscilátoru zvětšoval).



Obr. 12.5: Oscilátor RC se zápornou zpětnou vazbou pro omezení amplitudy kmitů

Na **Obr. 12.6** je nakresleno schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem. V prvním přiblížení budeme uvažovat, že místo sériové kombinace rezistoru R_1 a tranzistoru řízeného polem T , je v obvodu zapojen pouze rezistor R_1' . Jak vyplynulo z předchozího, musí mít zesilovač při použití Wienova článku zesílení $A_U = 3$ a tedy $R_2 = R$ a $R_1' = R/2$. Aby bylo možno zkoumat podmínky vzniku kmitu v oscilátoru, budeme předpokládat, že $R_1' = R/(2+\varepsilon)$ kde $|\varepsilon| \ll 1$.



Obr. 12.6: Příklad zapojení RC oscilátoru

Při aplikaci Wienova článku v oscilátoru se může na zapojení pohlížet také jako na Wienův-Robinsonův můstek, který je tvořen sériovou a paralelní kombinací RC a rezistory R_2 a R_1' , přičemž výstupní napětí U_i se snímá na diagonále můstku.

Nejprve prostudujeme poměry ve Wienově-Robinsonově můstku. Výstupní napětí Wienova článku

$$U_1 = \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)} U. \quad (12.11)$$

Snadno určíme napětí na diagonále můstku

$$U_i = UR'_1 / (R'_1 + R_2) - U_1 = \frac{j(\omega RC - 1/\omega RC) - \varepsilon}{(3 + \varepsilon)[3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)]} U \quad (12.12)$$

Činitel přenosu Wienova-Robinsonova můstku pak

$$K_U(\omega) = \frac{U_i}{U} = \frac{j(\omega RC - 1/\omega RC) - \varepsilon}{(3 + \varepsilon)[3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)]}. \quad (12.13)$$

Zanedbáme-li mocniny čísla ε , můžeme určit argumentovou charakteristiku ve tvaru

$$\varphi_K(\omega) \approx \arctg \frac{3\omega RC(\omega^2 R^2 C^2 - 1)(3 - 2\varepsilon)}{(\omega^2 R^2 C^2 - 1)^2(3 - \varepsilon) - 9\varepsilon\omega^2 R^2 C^2}. \quad (12.14)$$

Tato závislost je zobrazena na **Obr. 12.4** (křivka 3) pro $\varepsilon = 0,01$. Z průběhu této funkce je zřejmé, že fáze výstupního napětí Wienova-Robinsonova můstku se v okolí rezonančního kmitočtu $\omega_0 = 1/RC$ mění z $+90^\circ$ na -90° . Křivka je v oblasti rezonančního kmitočtu tím strmější, čím je menší veličina ε . Proto vlastnosti můstku můžeme srovnat s kmitavým okruhem s vysokým činitelem jakosti. Navíc je ještě výhodné, že změna fáze není omezena jen na $\pm 90^\circ$, ale při velkých změnách kmitočtu se zvětšuje až na $\pm 180^\circ$. To podmiňuje účinné potlačení vyšších harmonických složek obsažených ve výstupním signálu. Zeslabení výstupního signálu U_i je však značné a je tím silnější, čím menší je hodnota ε . Podle vztahu (12.13) má přenos při rezonančním kmitočtu pouze hodnotu

$$K_U(\omega_0) = -\frac{\varepsilon}{9 + \varepsilon} \approx -\frac{\varepsilon}{9}. \quad (12.15)$$

V uvažovaném případě pro $\varepsilon = 0,01$ tedy $K_U(\omega_0) \approx 1/900$.

Aby byla splněna modulová podmínka, je nutno toto zeslabení eliminovat připojeným operačním zesilovačem. Jestliže operační zesilovač bude mít zesílení bez zpětné vazby A , musí mít koeficient ε pro splnění modulové podmínky ($A_U(\omega_0)K_U(\omega_0) = 1$) bude amplituda výstupních kmitů narůstat, až dojde k nasycení operačního zesilovače. Bude-li však koeficient ε jen o něco menší nebo dokonce záporný, pak se oscilátor vůbec nerozkmitá.

V praxi však není možné předpokládat, že odpory rezistorů R_1' a R_2 budou vybrány tak přesně, aby bylo možno zaručit dobrou stabilitu amplitud výstupního signálu. Jak bylo již

řečeno dříve, je nutno tyto odpory automaticky regulovat v závislosti na amplitudě výstupního signálu. Proto je ve schématu na **Obr. 12.6** v sérii s rezistorem R_1 zapojen tranzistor T řízený elektrickým polem, který složí jako lineární řízený rezistor. Toto sériové spojení musí mít odpor $R/(2 + \varepsilon)$. Protože tranzistor T při úplném sepnutí vykazuje konečný odpor R_{DSsep} , musí být odpor rezistoru R_1 vybrán tak, aby byl menší než $R/2 - R_{DSsep}$.

Jestliže nyní zapneme napájecí zdroj, pak ihned po zapnutí bude $u_G = 0$ a tedy $R_{DS} = R_{DSsep}$. Přitom výstupní napětí Wienova-Robinsonova můstku U_i bude dostatečně velké, aby v obvodu vznikly oscilace a amplituda kmitů bude narůstat. Výstupní napětí oscilátoru se usměrňuje zdvojovačem napětí s diodami D_1, D_2 , střádacími kapacitami C_1, C_2 a vybíjecím rezistorem R_5 . Potenciál řídicí elektrody tranzistoru bude záporný a odpor tranzistoru R_{DS} se bude zvětšovat. Amplituda výstupního signálu bude narůstat do okamžiku kdy bude splněna rovnost

$$R_{DS} + R_1 = \frac{R}{2 + \varepsilon} = \frac{R}{2 + 9/A}. \quad (12.16)$$

Koeficient nelineárního zkreslení výstupního napětí oscilátoru značně závisí na linearitě AV charakteristik tranzistoru řízeného polem. K linearizaci jsou proto použity rezistory R_3, R_4 doplněné oddělovacím kapacitorem C_3 , které tvoří obvod záporné zpětné vazby. Obvykle se volí $R_3 \approx R_4$; bude-li navíc možno odpor rezistoru R_3 měnit, lze koeficient nelineárního zkreslení dostavit na minimum. Prakticky dosažitelná hodnota činitele nelineárního zkreslení je 0,1 %.

12.3 Oscilátory modelující diferenciální rovnici harmonických kmitů

Oscilátory modelující diferenciální rovnici harmonických kmitů pomocí operačních zesilovačů se užívají především pro generování pomalých harmonických kmitů. Podle výkladu na začátku této kapitoly může mít diferenciální rovnice oscilátoru tvar

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2\alpha \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0, \quad (12.17)$$

přičemž rovnice má řešení

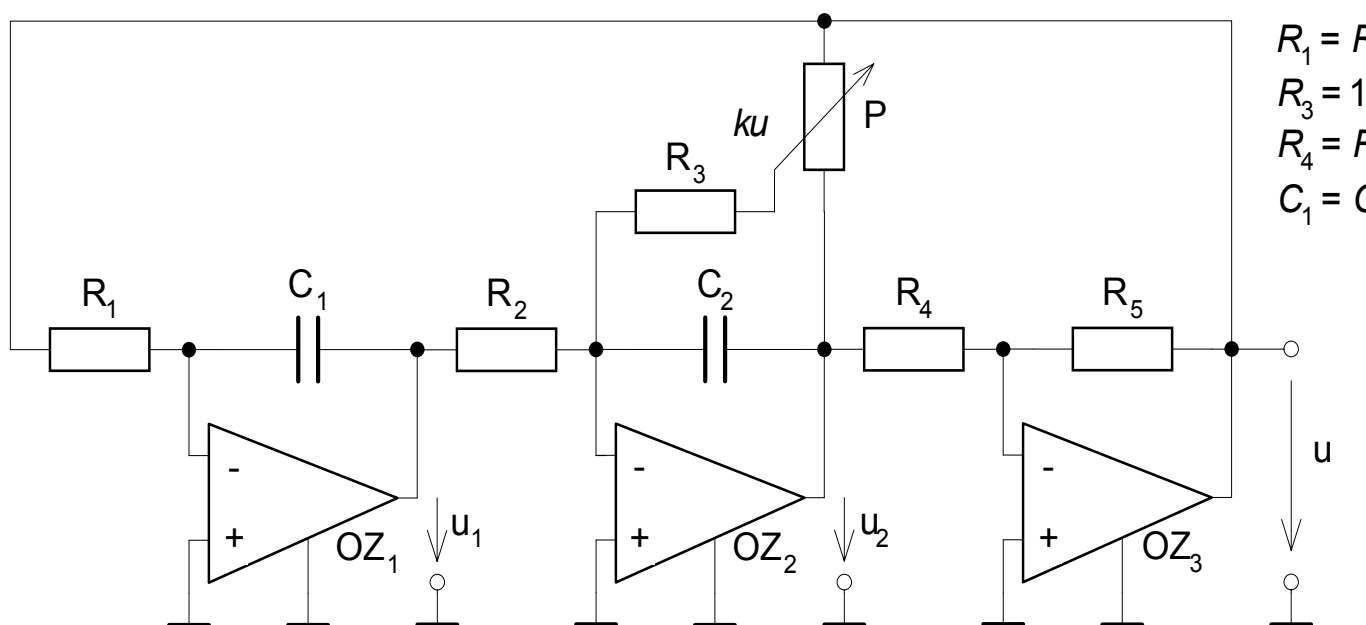
$$u(t) = U e^{-\alpha t} \sin \omega_V t, \quad \omega_V = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}. \quad (12.18)$$

Protože pomocí operačních zesilovačů se snadněji než derivování realizuje operace integrování, převedeme diferenciální rovnici dvojnásobným integrováním na tvar

$$u + 2\alpha \int u dt + \omega_0^2 \iint u dt^2 = 0. \quad (12.19)$$

Získaný tvar diferenciální rovnice již může být modelován kaskádním spojením dvou integrátorů a jednoho invertujícího zesilovače. Existuje řada konkrétních zapojení modelujících uvedenou rovnici. Jedna z možností konkrétní realizace je uvedena na **Obr. 12.7**. Tlumení výstupního signálu v daném případě činí $\alpha = -k/20RC$ a rezonanční kmitočet $\omega_0 = 1/2\pi RC$. Podle rov. (12.18) je tedy výstupní napětí oscilátoru

$$u(t) = Ue^{(k/20RC)t} \sin\left[(1/RC)\sqrt{1-\alpha^2/400}t\right]. \quad (12.20)$$



Obr. 12.7: Oscilátor pracující na principu modelování diferenciální rovnice popisující harmonické kmity

Odtud je zřejmé, že činitel tlumení je určen koeficientem k . Jestliže běžec potenciometru P bude nastaven tak, že veškeré výstupní napětí oscilátoru bude přes rezistor R_3 zaváděno ke sčítacímu bodu zesilovače OZ_2 , pak $k = 1$. Bude-li běžec potenciometru v druhé krajní poloze, pak $ku = u_2 = -u$, a tedy $k = -1$. Ve střední poloze běžce je $k = 0$. Činitel tlumení lze tedy měnit v širokém rozmezí od záporných hodnot až do kladných. Při $k = 1$ amplituda výstupního napětí během 20 period vzroste e -krát a při $k = -1$ se naopak e -krát zmenší. Při $k = 0$ bude oscilátor produkovat netlumené kmity. To je samozřejmě možné jen v ideálním případě. Ve skutečnosti by při $k = 0$ docházelo ke zmenšování amplitudy výstupního napětí. Proto musí k být malé kladné číslo. Takový generátor by byl však velmi citlivý na přesnost nastavení koeficientu k . Proto je obvod obvykle doplněn automatickým řízením amplitudy výstupního signálu. Stejně jako v případě oscilátoru RC z **Obr. 12.6** je možno amplitudu výstupního napětí měřit usměrňovačem a koeficient řídit v závislosti na velikosti výstupního napětí pomocí tranzistoru řízeného polem.

12.4 Krystalové oscilátory

Kmitočty popsaných LC oscilátorů není pro mnoho aplikací dostatečně konstantní a závisí na teplotních součinitelích kapacity a indukčnosti rezonančního obvodu. Mnohem stabilnějšího kmitočtu lze dosáhnout krystalem. Takový krystal může být vybudován elektrickým polem k mechanickým vibracím a opatřen elektrodami, se elektricky chová jako rezonanční obvod mající velký činitel jakosti. Teplotní součinitel rezonančního kmitočtu je velmi malý. Stabilita kmitočtu dosažená krystalovým oscilátorem je řádově $\Delta f/f = 10^{-6} \dots 10^{-10}$.

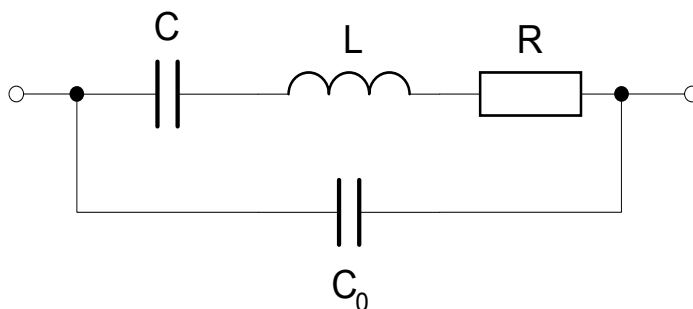
12.4.1 Elektrické vlastnosti krystalu

Elektrické chování krystalu může být popsáno ekvivalentním obvodem na **Obr. 12.8**. Parametry C a L jsou dány mechanickými vlastnostmi krystalu. Odpor R je malý a vyjadřuje ztráty. C_0 představuje hodnotu kapacity tvořené elektrodami a přívodními vodiči. Typické hodnoty pro 4 MHz krystal jsou

$$\begin{aligned} L &= 100 \text{ mH}, & R &= 100 \, \Omega, \\ C &= 0,015 \text{ pF}, & C_0 &= 5 \text{ pF}, \end{aligned}$$

a jakost pak

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = 26000.$$



Obr. 12.8: Náhradní schéma krystalu

Pro výpočet rezonančního kmitočtu nejprve určíme impedanci krystalu. Z **Obr. 12.8** a zanedbáním R dostaneme

$$Z_q = \frac{j}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 LC - 1}{C_0 + C - \omega^2 L C C_0}. \quad (12.21)$$

Vidíme, že existují kmitočty pro které platí $Z_q = 0$ a kmitočty pro které platí $Z_q = \infty$. Z toho důvodu má krystal sériovou a paralelní rezonanci. Pro výpočet sériového rezonančního kmitočtu f_s položíme čitatel rov. (12.21) rovný nule a tedy platí

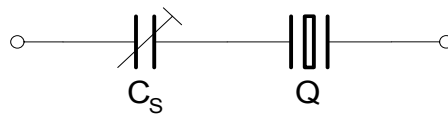
$$f_s = \frac{1}{2\pi LC}. \quad (12.22)$$

Paralelní rezonanční kmitočet vypočítáme položením jmenovatele rovného nule:

$$f_s = \frac{1}{2\pi LC} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}. \quad (12.23)$$

Jak lze vidět, sériový rezonanční kmitočet je závislý pouze na definovaném součinu LC , zatímco paralelní rezonanční kmitočet je ovlivněn kapacitou elektrod C_0 , která mnohem více podléhá změnám.

Kmitočet krystalového oscilátoru musí být často v malém rozsahu nastavitelný. Toho lze dosáhnout jednoduchým připojením kapacitoru C_s do série s krystalem, jako je tomu na **Obr. 12.9**; C_s musí být velký v porovnání s C .



Obr. 12.9: Doladění sériového rezonančního kmitočtu

Pro výpočet posunu rezonančního kmitočtu určíme impedanci sériového spojení

$$Z'_q = \frac{j}{\omega C_s} \cdot \frac{C + C_0 + C_s - \omega^2 LC(C_0 + C_s)}{C_0 + C - \omega^2 LCC_0}. \quad (12.24)$$

Položíme-li čitatel rovný nule, získáme nový vztah pro sériovou rezonanci

$$f'_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}} \quad (12.25)$$

Můžeme aproximovat

$$f'_s = f_s \left[1 + \frac{C}{2(C_0 + C_s)} \right] \quad (12.26)$$

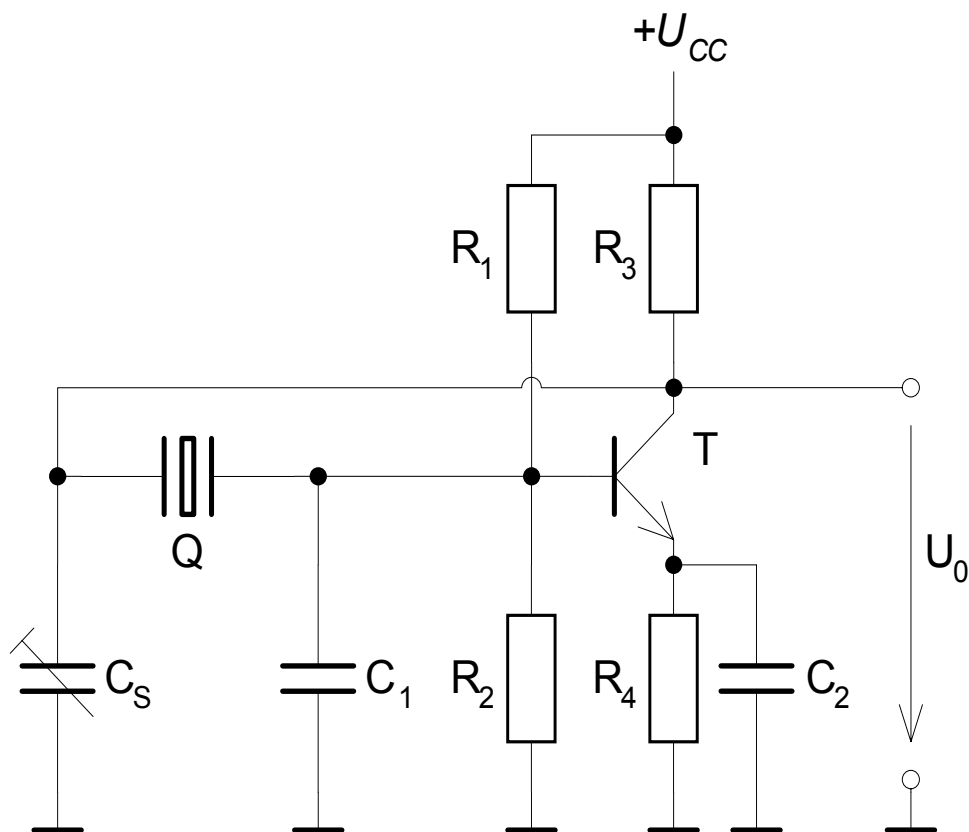
za předpokladu, že $C \ll C_0 + C_s$. Relativní změna kmitočtu pak je

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{C}{2(C_0 + C_s)}. \quad (12.27)$$

Paralelní rezonanční kmitočet není kapacitou C_s ovlivněn (póly rov. (12.24) jsou nezávislé na C_s). Srovnání rov. (12.25) a (12.23) ukazuje, že pro $C_s \rightarrow 0$, nelze sériový rezonanční kmitočet zvýšit nad hodnotu paralelního rezonančního kmitočtu.

12.4.2 Základní typy krystalových oscilátorů

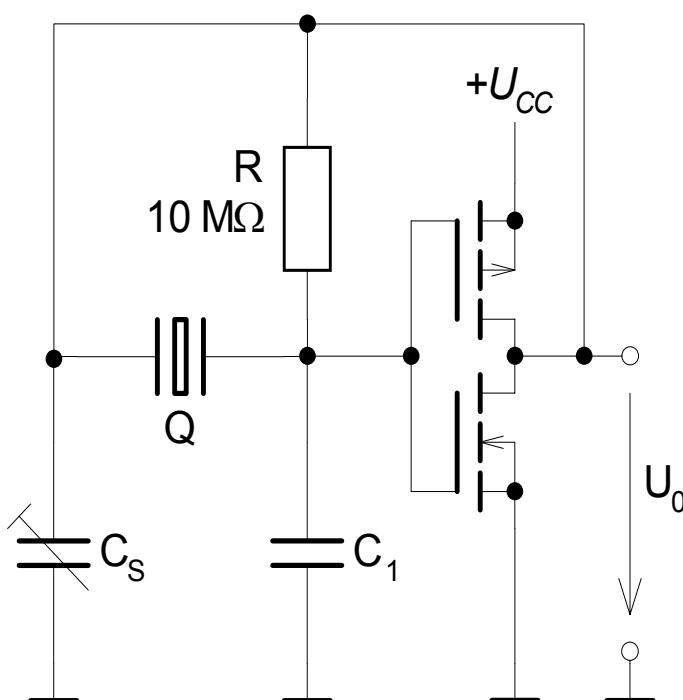
V Pierceově oscilátoru na **Obr. 12.10**, tvoří krystal spolu s kapacitami C_s a C_1 sériový rezonanční obvod se sériovou kapacitou $1/C_{\text{Stot}} = 1/C_s + 1/C_1$.



Obr. 12.10: Pierceův oscilátor se zesilovačem v zapojení se společným emitorem

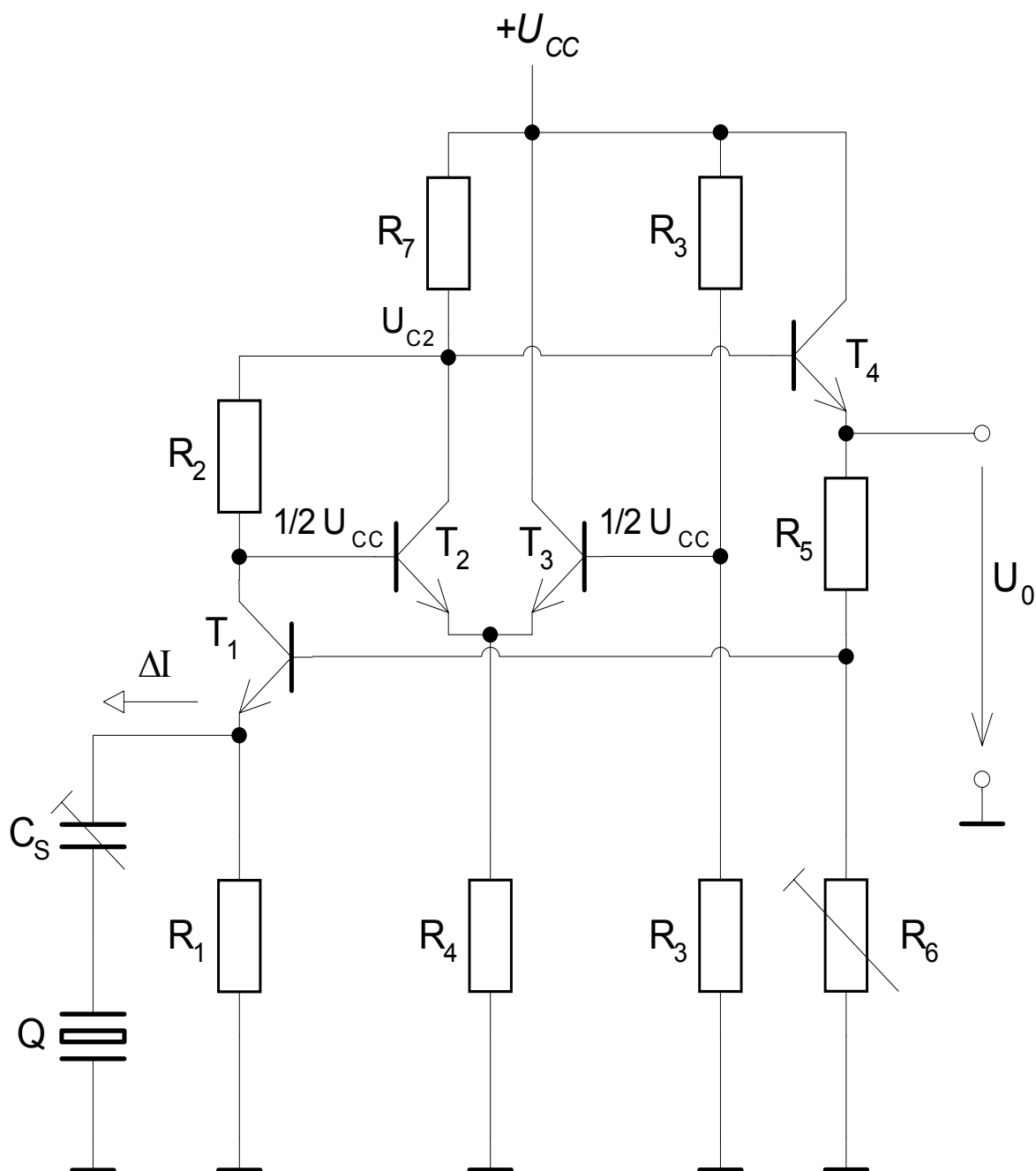
Rezonanční obvod je buzen skrze kolektor tranzistoru. Za předpokladu, že proud v oscilátorovém obvodu je srovnatelný s budícím proudem, signály s opačnou fází vznikající na C_1 a C_S , způsobují kladnou zpětnou vazbu.

V současnosti se jako zesilovače užívá CMOS invertoru. Výsledný obvod je na **Obr. 12.11**. Jeho výhody jsou použití méně prvků a vlivem vysokého vstupního odporu se méně uplatňují ztráty krystalu. Rezistor nastavuje pracovní bod na $U_1 = U_0 \approx \frac{1}{2} U_b$. Jeho odpor může být velmi velký vzhledem k téměř nulovému proudu tekoucímu do CMOS invertoru.



Obr. 12.11: Pierceův oscilátor s CMOS invertorem

Přesný krystalový oscilátor umožňující použití uzemněného krystalu je na **Obr. 12.12**. Z důvodu nesnížení činitele jakosti krystalu, obvod musí být buzen při nejnižší možné impedanci (sériová rezonance). Pro tento účel je použit emitorový sledovač s T_1 . Proud ΔI teče krystalem a je transformován na napětí $\Delta V_{C2} = \Delta I R_2$ na tranzistoru T_2 zapojeném jako převodník proud na napětí. Kladná zpětná vazba je zajištěna prostřednictvím emitorového sledovače T_4 a báze T_1 . Snížením transkonduktance tranzistoru T_1 snížíme i zisk smyčky při jejím maximu na sériovém rezonančním kmitočtu krystalu. Dělič R_2, R_6 je nastaven tak, že střídavé napětí na krystalu je jen 10 mV. Výkonová ztráta v krystalu je pak tak malá, že kmitočtová stabilita není narušena. Vhodnější je použít elektricky řízený útlumový členek, např. transkonduktanční násobičku, která je nastavována na správnou hodnotu pomocí obvodu pro řízení amplitudy. To také zajišťuje spolehlivé spuštění oscilátoru a správný sinusový průběh výstupního napětí.

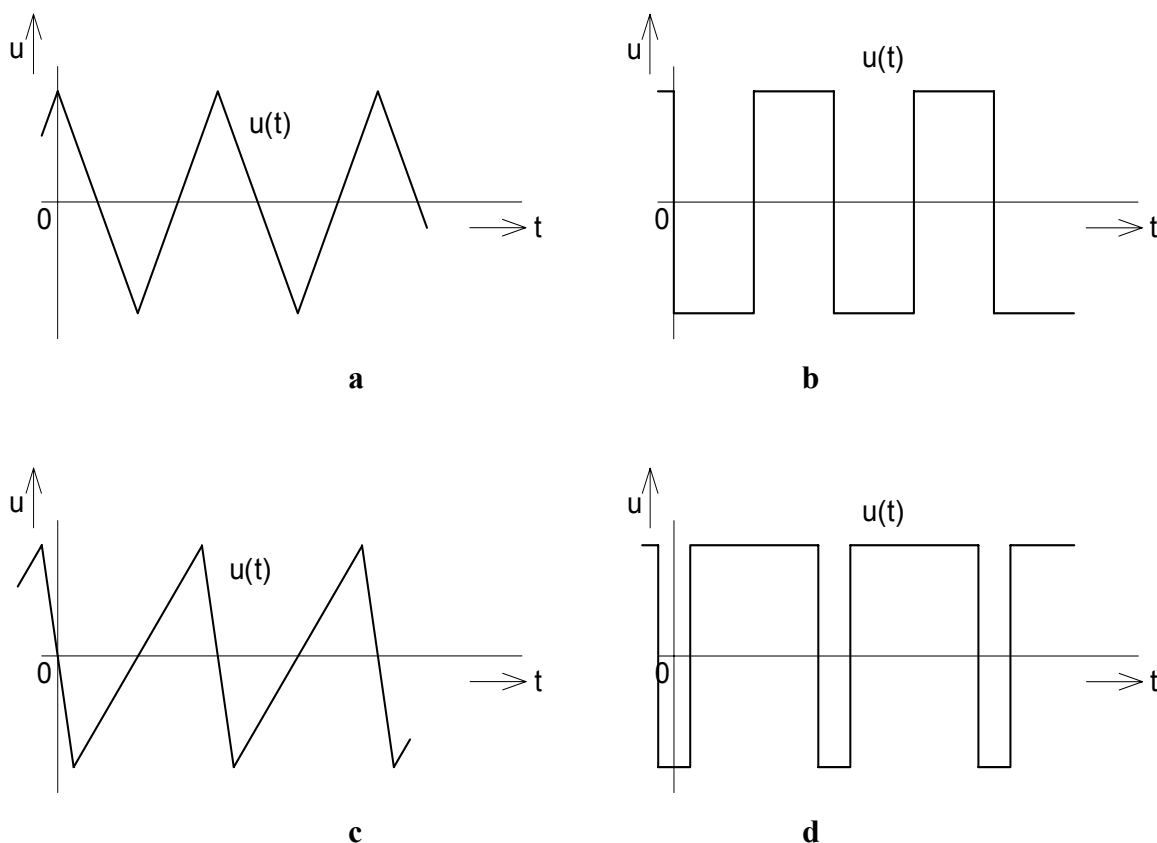


Obr. 12.12: Přesný krystalový oscilátor

12.5 Funkční generátory

Doposud jsme studovali vlastnosti a zapojení oscilátorů, vyrábějících kmity přibližně harmonické. Avšak v technické praxi se používá také periodických kmitů, které se svým průběhem od harmonických kmitů podstatně liší. Vyznačují se zpravidla více či méně strmými skoky nebo prudkými změnami strmosti průběhu. Takové kmity označujeme jako kmitů relaxační. Typickými představiteli relaxačních kmitů jsou trojúhelníkové kmitů, pravoúhlé kmitů, pilovité kmitů a pravoúhlý puls (periodický sled pravoúhlých impulsů). Tyto průběhy jsou nakresleny na **Obr. 12.13**. Zatímco oscilátory vyrábějící harmonické

kmitů, představují vždy soustavu nejméně druhého řádu (se dvěma akumulacími prvky, tj. kapacitami nebo induktory), vystačíme při generování relaxačních kmitů mnohdy i se soustavou prvního řádu s jediným akumulacím prvkem. Ovšem mechanismus periodické činnosti generátorů neharmonických kmitů je jiný než u oscilátorů. Protože se ve funkčních generátorech používá jako akumulacím prvků téměř výhradně kapacitorů, budou na ně orientovány i všechny následující úvahy. Je ovšem nutné podotknout, že nejsou žádné zásadní námitky proti duální analogii těchto generátorů, v nichž by byly jako akumulacím prvky použity induktory.



Obr. 12.13: Relaxační kmitů

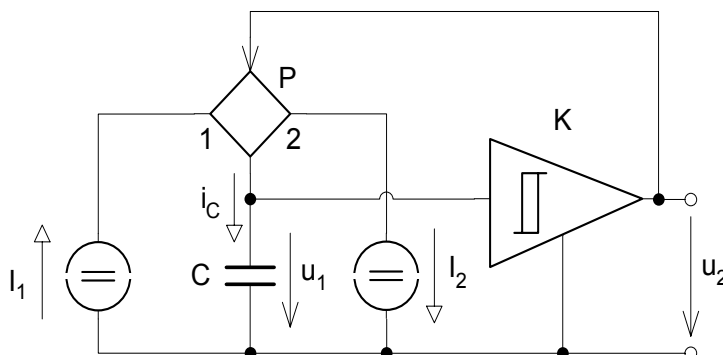
12.5.1 Základní uspořádání funkčního generátoru

Činnost generátoru s kapacitorem je možné si vysvětlit na základě elementární představy podle **Obr. 12.14**. Při činnosti generátoru se periodicky střídají intervaly napájení kapacitoru C kladným proudem $i_C = I_1$ a záporným proudem $i_C = -I_2$. Přejít z jednoho zdroje na druhý obstarává elektronický přepínač P jehož činnost je řízen úrovní napětí $u_1(t)$ na kapacitoru C. Je-li přepínač P v poloze 1, jde do kapacitoru C kladný proud $i_C = I_1$ a napětí na něm roste lineárně s časem

$$u_1(t) = U_{sn} + \frac{I_1}{C}t, \quad (12.28)$$

kde U_{sn} je nějaké počáteční napětí na kapacitoru (např. jeho dolní úroveň). Napětí $u_1(t)$ působí na vstup komparátoru K. Jeho úkolem je, aby při dosažení určité horní úrovně na kapacitoru

(označme ji U_{sp}) přešlo jeho výstupní napětí $u_2(t)$ z jedné konstantní hodnoty, např. U_{2n} na jinou, např. U_{2p} . Tato skoková změna napětí $u_2(t)$ vyvolá přepnutí přepínače P do polohy 2. Doba T_1 potřebná k tomu, aby se kapacitor C nabil z napětí U_{sn} na U_{sp} je podle rovnice (12.28) $T_1 = (U_{sp} - U_{sn})C/I_1$.



Obr. 12.14: Obecné schéma funkčního generátoru s kapacitorem

Následuje druhá fáze děje. Kapacitor C je nyní nabíjen záporným proudem $i_c = -I_2$. Jeho náboj se zmenšuje, napětí

$$u_1(t) = U_{sp} - \frac{I_2}{C}t \quad (12.29)$$

s časem lineárně klesá, a to popřípadě až do záporných hodnot. Dosáhne-li napětí $u_1(t)$ určité dolní úrovně U_{sn} , reaguje opět komparátor K, a to tak, že jeho výstupní napětí přejde z úrovně U_{2p} opět na původní úroveň U_{2n} . Přepínač P se v důsledku toho přepne do polohy 1 a celý děj se opakuje. Protože doba vybíjení kapacitoru C z napětí U_{sp} na U_{sn} je $T_2 = (U_{sp} - U_{sn})C/I_2$, můžeme odvodit, že celý děj se periodicky opakuje s periodou

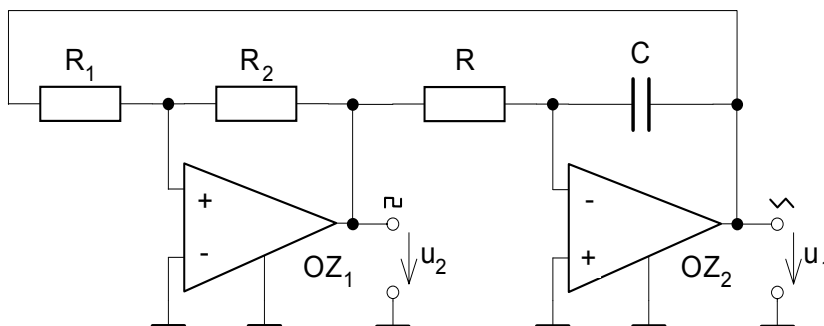
$$T = T_1 + T_2 = (U_{sp} - U_{sn})C \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} \right). \quad (12.30)$$

Je zřejmé, že při rovnosti obou proudů, $I_1 = I_2$, dostaneme trojúhelníkové napětí $u_1(t)$ s průběhem podle **Obr. 12.13a** a spolu s ním pravoúhlé napětí $u_2(t)$, jehož průběh odpovídá **Obr. 12.13b**. Jestliže $I_2 > I_1$, bude generátor vyrábět pilovité napětí $u_1(t)$ znázorněné na **Obr. 12.13c** a kromě toho ještě pravoúhlý puls $u_2(t)$ podle **Obr. 12.13d**.

12.5.2 Příklady zapojení funkčních generátorů

Funkční generátory s integrátorem se používají nejčastěji ke generování velmi pomalých kmitů, řádově od 0,0001 Hz až 100 Hz. Jednoduchý funkční generátor lze realizovat pomocí integrátoru a neinvertujícího komparátoru s hystezí tak, jak je to

naznačeno na **Obr. 12.15**, [30]. Integrátor integruje výstupní napětí komparátoru. Jestliže výstupní napětí integrátoru dosáhne úrovně komparačního napětí, výstupní napětí komparátoru skokově změní svoji polaritu a výstupní napětí na výstupu integrátoru se bude zmenšovat. Napětí se zmenšuje tak dlouho, dokud nedosáhne druhé srovnávací úrovně komparátoru. Kmitočet tvarových kmitů lze v širokém rozmezí měnit vhodnou volbou integrační konstanty. Extrémní hodnoty napětí trojúhelníkových kmitů závisí pouze na nastavených komparačních úrovních.



Obr. 12.15: Jednoduchý generátor trojúhelníkových a pravoúhlých kmitů

Jestliže bude $U_{2p} = |U_{2n}| = U_2$, bude maximální hodnota výstupního napětí integrátoru

$$U_{1\max} = (R_1 / R_2) U_2. \quad (12.31)$$

Je vidět, že maximální hodnota trojúhelníkových kmitů závisí pouze na vlastnostech komparátoru. Doba periody kmitů je dána dvojnásobkem doby, která je zapotřebí, aby se výstupní napětí integrátoru změnilo od $-U_{1\max}$ do $U_{1\max}$. Proto

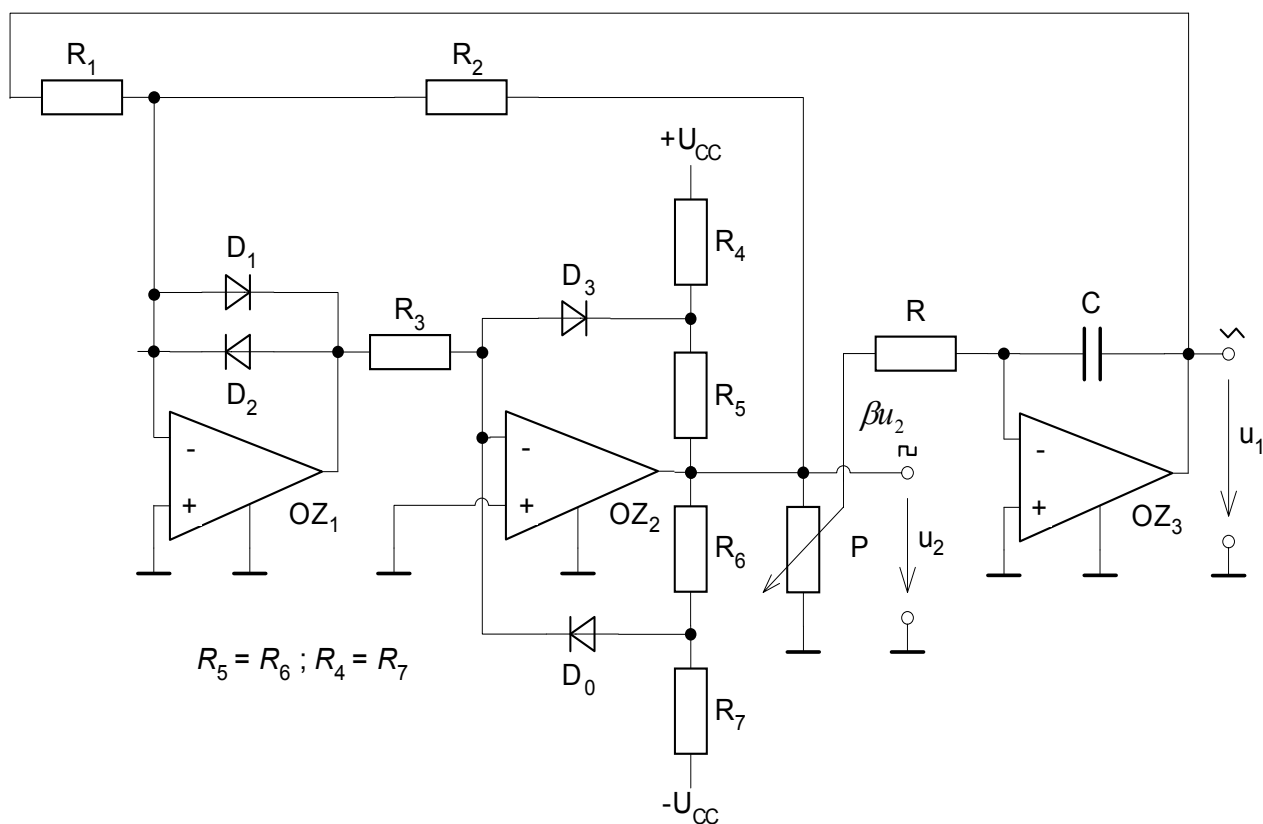
$$T = 4RCR_1 / R_2. \quad (12.32)$$

Kmitočet kmitů tedy nezávisí na velikosti nasycení U_2 . Na výstupu operačního zesilovače OZ1 jsou k dispozici pravoúhlé kmity s maximální hodnotou U_2 . Zapojení se vyznačuje malou stabilitou maximálního výstupního napětí $U_{1\max}$ trojúhelníkových kmitů. Klademe-li na tento typ funkčního generátoru vyšší nároky, musíme použít kvalitnější komparátor, který má přesně definované a stabilní výstupní napětí při nasycení.

Příklad zapojení generátoru splňujícího přísnější požadavky je uveden na **Obr. 12.16**, [31]. Komparátor je zde tvořen zesilovači OZ1 a OZ2. Zesilovač OZ1 pracuje s přímým zesílením, ale výstupní napětí je omezeno diodovým okrajovačem na cca $\pm 0,7$ V. Zesilovač OZ2 pracuje také s plným zesílením, ale ve zpětné vazbě má zařazen přesný okrajovač, a proto na výstupu OZ2 bude napětí U_{2n} , U_{2p} při nasycení přesně definováno. Kladná zpětná vazba tvořená rezistory R_1 , R_2 definuje úroveň překlápění a určuje tak maximální hodnotu trojúhelníkových kmitů (viz rov. (12.31)). Pomocí potenciometru P ($R_p \ll R$) lze lineárně měnit kmitočet generátoru v poměru 1 : 10 podle vztahu

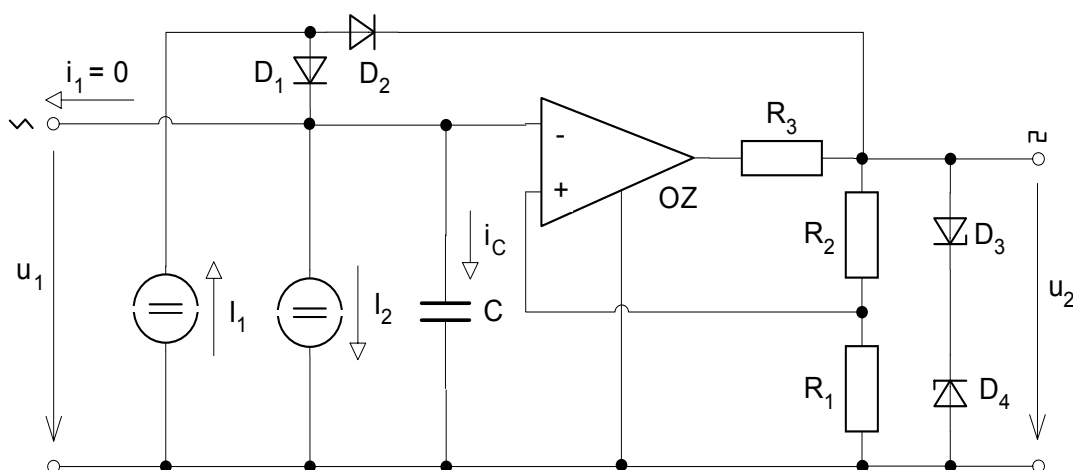
$$f = 1/T = \beta R_2 / 4R_1 RC, \quad (12.33)$$

kde β značí dělicí poměr potenciometru. Větší přeladitelnosti se dosáhne přepínáním časové konstanty integrátoru RC.



Obr. 12.16: Přesný funkční generátor s integrátorem

Funkční generátory s přepínanými zdroji proudu se užívají obvykle pro generování kmitů v kmitočtovém rozsahu 1 Hz až 1 MHz. Zjednodušené schéma generátoru trojúhelníkových a pravoúhlých kmitů je uvedeno na **Obr. 12.17**. Operační zesilovač je zapojen jako komparátor. Jeho výstupní napětí je upraveno na předepsanou velikost okrajovačem sestávajícím z rezistoru R_3 a dvojice referenčních diod D_3 a D_4 .



Obr. 12.17: Principiální uspořádání funkčního generátoru s přepínatelnými zdroji proudu

V komparátoru je zavedena děličem R_1 , R_2 kladná zpětná vazba, s níž má komparátor požadovanou hysterezní přenosovou charakteristiku. V obvodu jsou dva zdroje konstantního proudu. Jsou dimenzovány tak, že $I_1 > I_2$. Zatímco zdroj proudu I_2 je připojen ke kapacitoru C trvale, je zdroj proudu I_1 připojován periodicky logickým obvodem s diodami D_1 a D_2 . Je-li na výstupu kladné nasycené napětí $U_{2p} > u_1$, je dioda D_2 zavřena a diodou D_1 prochází proud I_1 . Kapacitoru C je tedy dodáván proud $i_C = I_1 - I_2 > 0$. Napětí u_1 na kapacitoru lineárně roste a jakmile dosáhne horní komparační úrovně $U_{sp} = U_{2p}R_1/(R_1 + R_2)$, změní se výstupní napětí komparátoru skokem na záporné nasycené napětí U_{2n} . To má za následek, že se dioda D_2 otevře a veškerý proud I_2 jde přes ni do výstupu komparátoru (kde se přidá k proudu procházejícímu diodami D_3 a D_4). Dioda D_1 se v důsledku toho uzavře a kapacitor C je vybíjen konstantním proudem $i_C = -I_2$. Napětí u_1 lineárně s časem klesá, až při dosažení dolní úrovně $U_{sn} = U_{2n}R_1/(R_1 + R_2)$ se výstupní napětí skokem vrátí na hodnotu a celý cyklus se může opakovat. Má-li se z generátoru odebírat napětí u_1 , nesmí se ovlivnit nabíjecí a vybíjecí pochod. Proto je nutné použít oddělovacího zesilovače, který zabezpečí bezproudový odběr tohoto napětí z kapacitoru C .

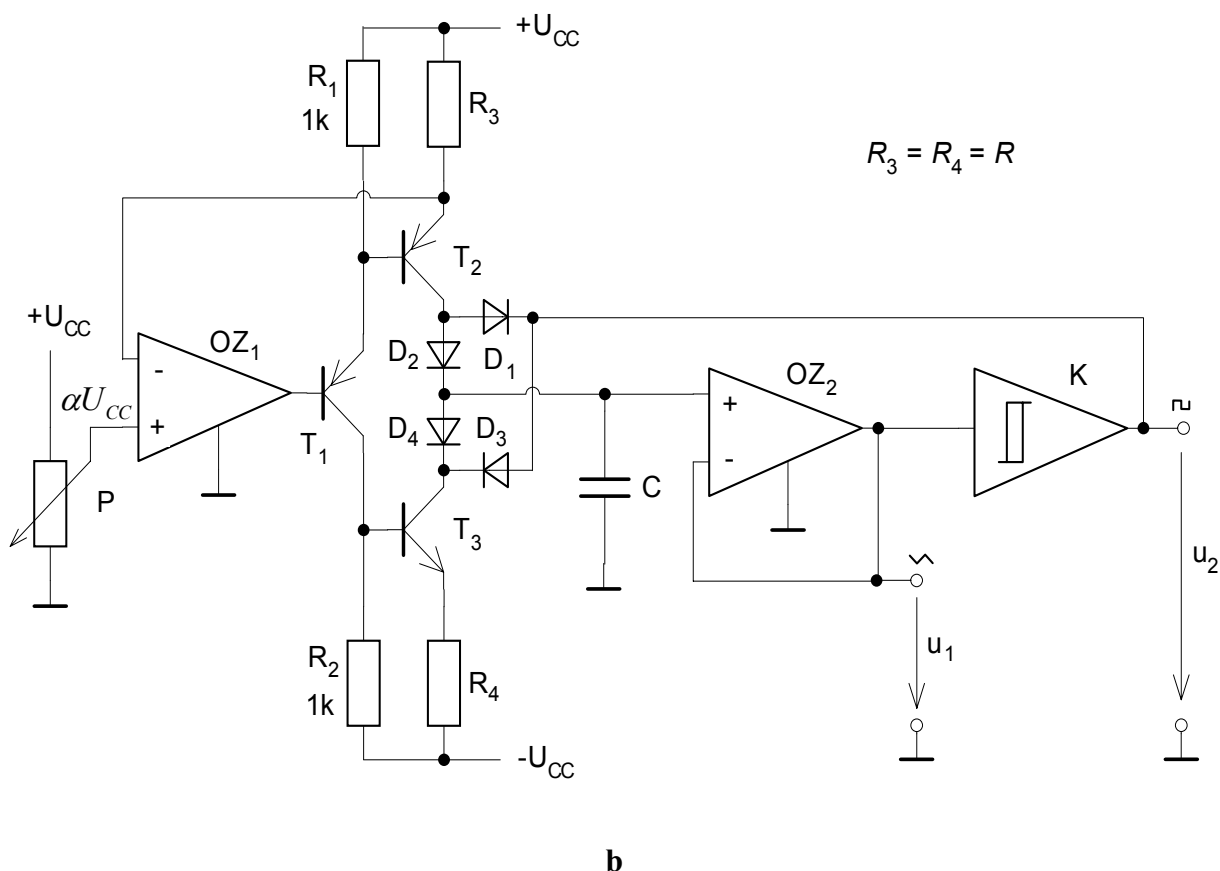
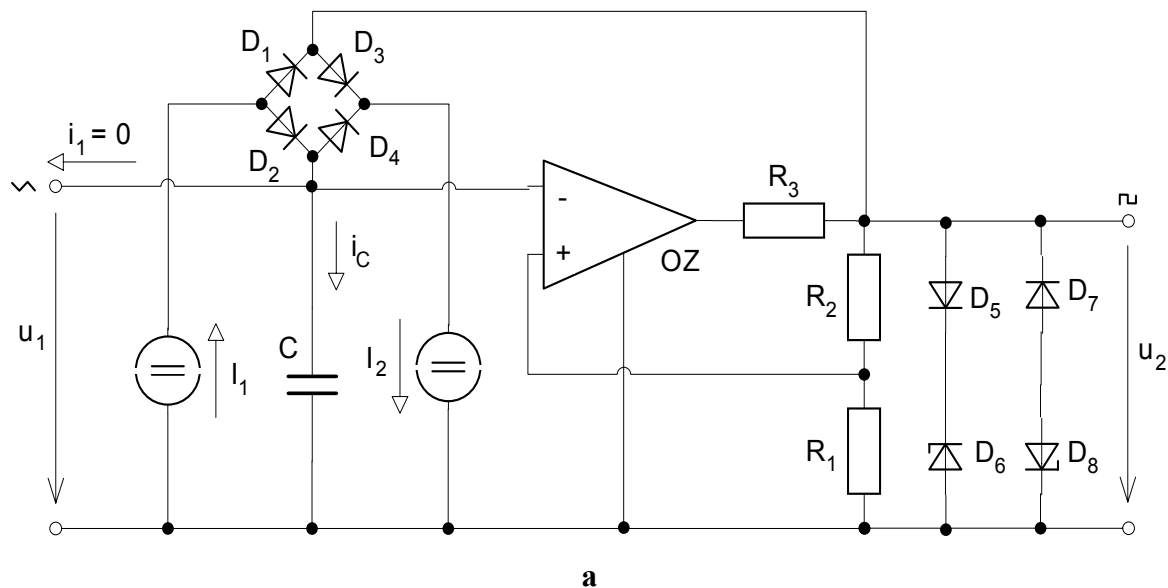
Tvar generovaných periodických kmitů bude ovlivněn poměrem proudů I_1 a I_2 . Je-li $I_1 = 2I_2$, vznikají souměrné trojúhelníkové kmity $u_1(t)$. Bude-li proud $I_1 < 2I_2$, bude nabíjecí proud kapacitoru menší než vybíjecí proud a vzniknou pilovité kmity $u_1(t)$ nakloněné doprava. Naopak při $I_1 > 2I_2$ vzniknou pilovité kmity nakloněné doleva. Samozřejmě jsou současně s trojúhelníkovými, popř. pilovitými kmity $u_1(t)$ generovány i odpovídající pravoúhlé kmity $u_2(t)$, tvarově (nikoli však rozložením úrovní) podobné derivaci časové funkce $u_1(t)$.

Protože doba nabíjení kapacitoru $T_1 = C(U_{sp} - U_{sn})/(I_1 - I_2)$ a doba jeho vybíjení $T_2 = C(U_{sp} - U_{sn})/I_2$, je perioda vznikajících kmitů

$$T = C(U_{sp} - U_{sn}) \left(\frac{1}{I_1 - I_2} + \frac{1}{I_2} \right). \quad (12.34)$$

Zapojení generátoru podle **Obr. 12.18a** využívá k přepínání zdrojů konstantního proudu diodového můstku D_1 až D_4 . Jakmile napětí na kapacitoru dosáhne horní komparační úrovně U_{sp} , změní se výstupní napětí komparátoru skokem na U_{2n} . Dioda D_1 se sepne a D_2 se rozpojí a proto zdroj proudu I_1 je od kapacitoru C odpojen a proud jím dodávaný teče do výstupu komparátoru. Současně se však zahradí dioda D_3 a kapacitor C je přes sepnutou diodu D_4 vybíjen konstantním proudem $i_C = -I_2$. Napětí na kapacitoru lineárně klesá, až dosáhne dolní

komparační úroveň U_{sn} komparátoru. Komparátor se překlápí a na jeho výstupu bude napětí U_{2p} . Přitom se diody D_1 a D_4 opět zahradí. Proud I_2 poteče přes sepnutou diodu D_3 k výstupu komparátoru a kapacitor C bude přes sepnutou diodu D_2 nabíjen proudem $i_C = I_1$. Perioda vznikajících kmitů je dána rov. (12.30).



Obr. 12.18: a) Zjednodušené schéma funkčního generátoru s přepínanými zdroji proudu, b) příklad zapojení funkčního generátoru

Tento princip je podrobněji rozpracován na **Obr. 12.18b**. Komplementární zdroje proudu jsou tvořeny tranzistory T_2 a T_3 . Řízení velikosti nabíjecího, resp. vybíjecího proudu (a tedy i řízení kmitočtu generovaných kmitů) umožňuje operační zesilovač OZ_1 , doplněný proudovým opakovatelem s tranzistorem T_1 . Označíme-li $\alpha \in \langle 0,1 \rangle$ úhel natočení potenciometru P , bude na neinvertujícím vstupu OZ_1 přivedeno napětí $(1 - \alpha)U_{CC}$. Na invertujícím vstupu OZ_1 se díky zpětné vazbě nastaví napětí stejné a zdroj proudu s tranzistorem T_2 dodává proud

$$I_1 = i_{K2} \approx \frac{U_{CC} - (1 - \alpha)U_{CC}}{R_3} = \alpha U_{CC} / R_3. \quad (12.35)$$

Komplementární zdroj proudu s tranzistorem T_3 odebírá proud $I_2 = i_{K3} \approx \alpha U_{CC} / R_4$. Za předpokladu $I_1 = I_2$ (tj. $R_3 = R_4 = R$) bude pro kmitočet generovaných kmitů podle rov. (12.30) platit

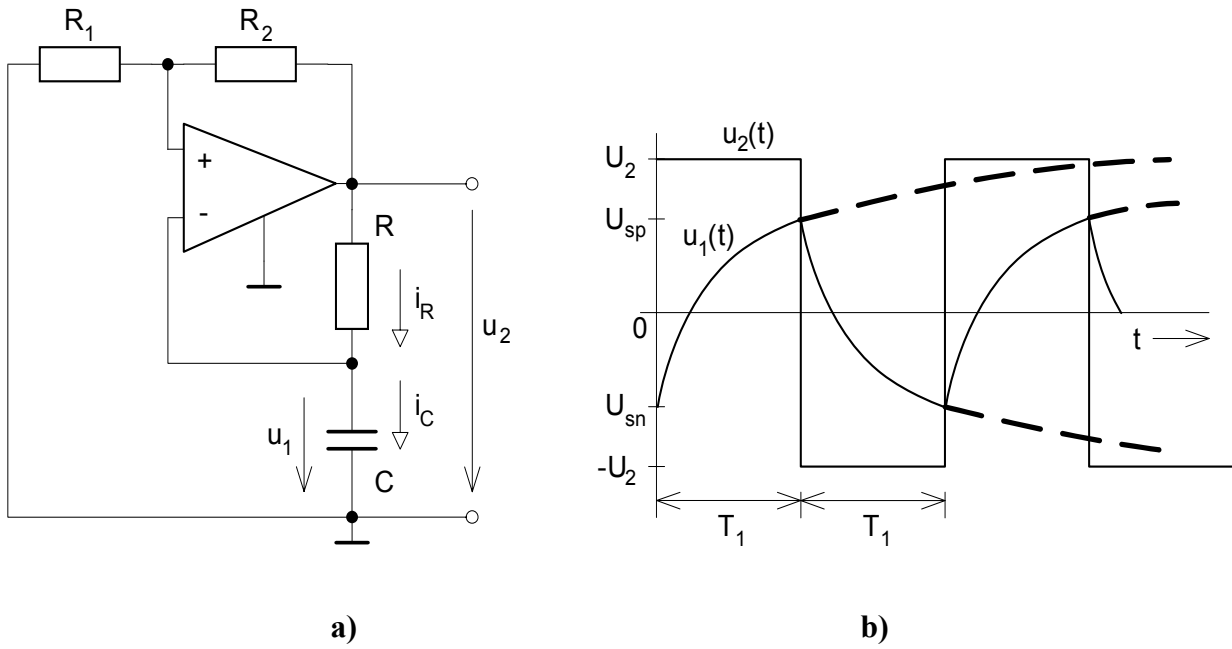
$$f = 1/T = \alpha U_{CC} / 2(U_{sp} - U_{sn})RC. \quad (12.36)$$

Potenciometrem P se generátor přeladuje obvykle pouze v rozmezí jedné dekády. Větší rozsah přeladení musí být doprovázen změnou časové konstanty RC .

Aby nedocházelo k nežádoucímu vybíjení kapacitoru C vstupním klidovým proudem komparátoru, je vlastnímu komparátoru K předřazen operační zesilovač OZ_2 v neinvertujícím uspořádání s jednotkovým přenosem. Vlastní komparátor K je stejné koncepce jako předchozím případě (**Obr. 12.17**). Okrajovač sestávající z rezistoru R_3 a diod D_5 až D_8 slouží k úpravě výstupního napětí komparátoru na předepsanou velikost.

12.6 Multivibrátory

Multivibrátory tvoří jednu třídu relaxačních generátorů. Jestliže hlavním produktem generátoru mají být pravoúhlé kmitů a na linearitě trojúhelníkových kmitů nezáleží, můžeme výše uvedená zapojení funkčních generátorů značně zjednodušit. Multivibrátor uvedený na **Obr. 12.19a** je tvořen invertujícím komparátorem s hysterezí, který sleduje nabíjení kapacitoru C . Kapacitor je nabíjen přes rezistor R z výstupního napětí komparátoru U_{2p} . Jakmile napětí na kapacitoru dosáhne komparační úrovně, dojde opět k překlopení komparátoru, na jeho výstupu bude napětí U_{2n} a kapacitor je nyní přes rezistor R vybíjen. Dosáhne-li napětí na komparátoru dolní úrovně, dojde opět k překlopení komparátoru a proces se opakuje (viz **Obr. 12.19b**).



Obr. 12.19: a) Multivibrátor s operačním zesilovačem, b) časové průběhy v multivibrátoru

Komparační úrovně pro $U_{2p} = -U_{2n} = U_2$ mají velikost

$$U_{sn} = -pU_2; U_{sp} = pU_2 \quad (12.37)$$

kde $p = R_1 / (R_1 + R_2)$. Protože $i_C = Cdu_1/dt$ a $i_R = (U_2 - u_1)/R$, můžeme z rovnosti $i_C \approx i_R$ psát

$$\frac{du_1}{dt} - \frac{u_1}{RC} - \frac{u_2}{RC} \approx 0. \quad (12.38)$$

Řešení této diferenciální rovnice má při počátečních podmínkách $u_1(0) = U_{sn} - pU_2$ tvar

$$u_1(t) = U_2 \left(1 - (1 + p)e^{-t/RC} \right). \quad (12.39)$$

Napětí na kapacitoru dosáhne tedy komparační úrovně za dobu

$$T_1 = RC \ln \frac{1+p}{1-p} = RC \ln \left[1 + \left(2R_1 / R_2 \right) \right]. \quad (12.40)$$

Doba periody výstupních pravoúhlých kmitů multivibrátory

$$T = 2T_1 = 2RC \ln[1 + (2R_1 / R_2)]. \quad (12.41)$$

Při $R_1 = R_2$ bude

$$T \approx 2,2RC. \quad (12.42)$$

12.7 Multivibrátory s časovačem 555

Pomocí přesného komparátoru s hysterezí (**Obr. 11.5**) lze navrhnout univerzální multivibrátor s vysokou stabilitou kmitočtu výstupního napětí. Do kmitočtu 20 kHz lze použít časovač typového čísla 555. Na vyšší kmitočty je možno užít dvojitý komparátor vyráběný v integrované podobě pod typovým číslem 521.

Zapojení přesného komparátoru s časovačem 555 je uvedeno na **Obr. 12.20a**. Použijeme-li zabudovaný rezistorový dělič, budou mít komparační úrovně hodnotu $U_{CC}/3$ a $2U_{CC}/3$. Dosáhne-li napětí na kapacitoru horní komparační úrovně $2U_{CC}/3$, bude na výstupu komparátoru úroveň L. Výstupní napětí klopného obvodu RS bude mít úroveň L a tranzistor T se sepne. Kapacitor C se bude vybíjet přes rezistor R_2 tak dlouho, dokud napětí na něm nedosáhne dolní komparační úrovně $U_{CC}/3$ (viz průběhy na **Obr. 12.20b**). Tento děj bude probíhat po dobu

$$T_2 = R_2 C \ln 2 \approx 0,693 R_2 C. \quad (12.43)$$

Při malých změnách napětí u_S je tedy možno výstupní signál s dostatečnou linearitou kmitočtově modulovat.

13 Napájecí zdroje

13.1 Usměrňovače

13.2 Základní uspořádání stabilizátorů napětí

Výstupní napětí napájecího zdroje obvykle vykazuje zvlnění až několik voltů, protože kapacitu filtračních kondenzátorů nemůžeme volit nekonečně velkou. Kromě toho, výstupní napětí takového zdroje značně závisí na kolísání napětí v síťovém rozvodu a na změně zátěže. Abychom zmenšili vlivy uvedených faktorů, zařazuje se obvykle za napájecí zdroj stabilizátor napětí.

13.2.1 Stabilizátor s referenční diodou

Pro napájení drobnějších zařízení a při nepříliš velkých požadavcích na stabilitu výstupního napětí lze použít ke stabilizaci napětí referenční diodu provozovanou v závěrném směru **Obr. 13.1 a)**. Diodou teče proud

$$i_{ZD} = i_R - i_Z. \quad (13.1)$$

Při odpojení zátěže teče veškerý proud referenční diodou. Proto je nutné zkontrolovat maximální závěrný proud diodou, který nesmí být v tomto případě překročen. Výpočet sériového odporu lze vypočítat podle vztahu

$$R = \frac{U_N - u_{ZD}}{i_R}, \quad i_R = i_{ZD} + i_Z. \quad (13.2)$$

Proud i_{ZD} se obvykle volí mezi 5 a 20 mA. Je též nutné zkontrolovat ztrátový výkon odporu, který lze stanovit podle vztahu

$$P = (U_N - u_{ZD}) i_R. \quad (13.3)$$

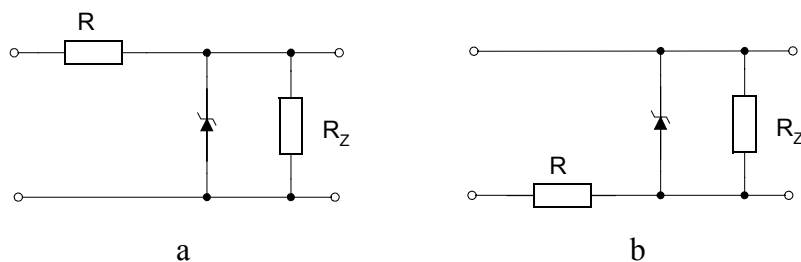
Výstupní odpor takového zdroje je dán vztahem

$$R_V = R \parallel r_{ZD} \approx r_{ZD} (\approx 3\Omega). \quad (13.4)$$

Činitel stabilizace stabilizátoru s referenční diodou lze stanovit podle vztahu

$$S \frac{\Delta u_N}{\Delta u_{ZD}} \approx \frac{R + r_{ZD}}{r_{ZD}} \approx \frac{R}{r_{ZD}}. \quad (13.5)$$

Je zřejmé, že pokud chceme zlepšit stabilizační účinek obvodu, musíme zvětšovat odpor rezistoru R. Jelikož rezistorem R teče nejen proud pro nastavení pracovního bodu referenční diody, ale i proud do zátěže, vzniká na tomto rezistoru velká výkonová ztráta. Proto je použití tohoto typu jednoduchého stabilizátoru omezeno jen na proudy do zátěže cca 10 až 50 mA. Na **Obr. 13.1 b)** je uvedeno duální zapojení stabilizátoru s referenční diodou pro získání záporného napětí.



Obr. 13.1: a) Stabilizátor napětí s referenční diodou a b) duální zapojení pro získání záporného napětí

13.2.2 Stabilizátor s tranzistorem

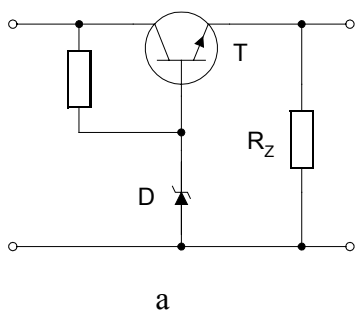
Poněkud lepší vlastnosti než jednoduchý stabilizátor s referenční diodou je stabilizátor s tranzistorem, který je naznačený na **Obr. 13.2 a)**. Jde o emitorový sledovač, jehož báze je připojena ke zdroji referenčního napětí, získaného pomocí referenční diody a rezistoru R z nestabilizovaného zdroje vstupního napětí U_N . V důsledku záporné napěťové zpětné vazby se výstupní napětí obvodu ustálí na hodnotě

$$u_Z = u_{ZD} - u_{EB} \approx u_{ZD} - 0,65V. \quad (13.6)$$

Změna výstupního napětí v závislosti na proudu tekoucím do zátěže je určena výstupním odporem stabilizátoru [26]

$$r_s = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_C} \approx -\frac{\partial u_s}{\partial i_s} = \frac{U_T}{i_s}. \quad (13.7)$$

Předpokládáme-li při pokojové teplotě teplotní napětí $U_T \approx 26\text{mV}$ a proud do zátěže $i_s \approx 100\text{mA}$, dostaneme hodnotu řádově $0,3\Omega$. Zvlnění vstupního napětí je na výstupu vyhlazeno díky malému diferenciálnímu vstupnímu odporu R_d referenční diody.



Obr. 13.2: a) Stabilizátor napětí s tranzistorem a b) duální zapojení pro získání záporného napětí

13.3 Regulační prvky stabilizátorů

13.4 Elektronické pojistky

13.5 Integrované stabilizátory

Seznam použité literatury

- [1] Tietze, U., Schenk, Ch. *ELECTRONIC CIRCUITS Design and Applications*, Springer Verlag, Barcelona 1990
- [2] Kvasil, J., Čajka, J.: Úvod do syntézy lineárních obvodů. Praha, SNTL/ALFA, 1981.
- [3] Herpy, M., Berka, J., C.: Aktive RC-Filter. Akadémiai Kiadó, Budapest 1984, ISBN 3-7723-7011-X.
- [4] Chjulsman, L., P., Allen, F., E.: Vedenije v teorii i razčet aktivnykh filtrov. Moskva, Radio i svjaz 1984.
- [5] Saal, R.: Handbuch zum Filterentwurf. Berlin, Elitera 1976.
- [6] MAXIM: Wideband Transconductance Amplifiers MAX 435/MAX 436. Maxim Integrated Products, 1993.
- [7] BURR BROWN: OPA 660, Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier and Buffer.
- [8] ANALOG DEVICES: AD 846, Current-Feedback Op Amp.
- [9] Herpy, M.: Analoge Integrierte Schaltungen. Budapest, Akadémiai Kiadó 1979.
- [10] Kerwin, W., J., Huelsmann, L., P., Newcomb, R., W.: State-Variable Synthesis for Insensitive Integrated Circuit Transfer Function. IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-2, No. 3, Sept. 1967, s. 87-92
- [11] Thomas, L., C.: The Biquad. Part I – Some Partical Design Considerations. IEEE Trans. On Circuit Theory, Vol. CT-18, No. 3, May 1971, s. 350-357
- [12] Thomas, L., C.: The Biquad. Part II – Some Partical Design Considerations. IEEE Trans. On Circuit Theory, Vol. CT-18, No. 3, May 1971, s. 358-361
- [13] Tow, J.: Active RC Filters – A State – Space Realisation. Proc. IEEE, Vol. 56, June 1968, s. 1137-1139
- [14] Flieschner, P., E., Tow, J.: Design Formulas for Biquad Active Filters Using Three Operational Amplifiers. Proc. IEEE, Vol. 61, No. 5, May 1973, s. 662-663
- [15] Brown, L., Sedra, A., S.: New multifunction Biquadratic Filter Circuit with Inheretly Stable Q-Factor. Electronics Letters, Vol. 13, November 1977, s. 719-721
- [16] Berka, J., C., Herpy, M.: Novel Active RC Building Block with Optimal Sensitivity. Electronics Letters, Vol. 17, No. 23, November 1981, s. 887-888
- [17] Smith, K., C., Sedra, A. the Current Conveyor: a New Circuit Building Block. *IEEE Proc.* 1968, Vol. 56, pp. 1368-1369.
- [18] Sedra, A., Smith, K., C. A Second-generation Current Conveyor And Its Application, *IEEE Trans. Circuit theory*, 1970, Vol. 17, pp. 132-134
- [19] Fabre, A. Third-generation Current Conveyor: a New helpful Active Element. *Electronics Letters*, 1995, Vol 31, No. 5, pp. 338-339
- [20] Acar, C., Ozoguz, S. A new versatile building block: Current Differencing Buffered Amplifier suitable for analog signal-processing filters, *Microelectronics Journal*, Vol. 30, 1999, pp. 157-160.

-
- [21] Vrba, K., Tobola, P.: Nekaskádní syntéza aktivní dolní propusti. Slaboproudý obzor 50, 1989.
 - [22] Vrba, K., Tobola, P.: Návrh aktivní dolní propusti pro měřicí účely. Sdělovací technika 37, 1989.
 - [23] Vrba, K., Čajka, J.: Antialiasing filters using new active elements, EuroConference BIOSIGNAL 2000, Brno.
 - [24] Lattenberg I.: Multifunkční obvody užívající netradiční obvodové prvky pro realizaci filtrů. Disertační práce na UTKO FEI VUT Brno, 2001.
 - [25] Bečvář, D., Vrba, K., Musil, V. Universal current conveyor CMOS implementation, In *Proc. of Electronics Devices and Systems*, 1999, ISBN 80-214-1466-9, pp. 272-278
 - [26] Vrba, K. ml., Vrba, K.: Technika analogových obvodů a systémů. Skripta VUT v Brně, 1987.
 - [27] Kouřil F., Vrba K.: Teorie nelineárních parametrických obvodů. Praha, SNTL/ALFA 1981.
 - [28] Horský J.: Srovnávací studie metod stabilizace amplitudy kmitů generátorů RC. Kandidátská disertační práce. Katedra radioelektroniky, FE VUT v Brně, 1977.
 - [29] Tomeš M.: Zakázkové integrované obvody: Analogová technika I.. Tesla Rožnov, Rožnov 1987.
 - [30] Tietze V., Schenk Ch.: Halbleiter - Schaltungstechnik. Berlin, Springer - Verlag, 1991.
 - [31] Graeme J. G., Tobey G. E., Hulman L. P.: Operational Amplifier, Design and Applications. New York, McGraw - Hill, 1971.