

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2020

Bc. Jan Klubus



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ELEKTRONICKÉ FILTRAČNÍ OBVODY S OBECNÝMI KMITOČTOVÝMI CHARAKTERISTIKAMI

ELECTRONIC FILTERING CIRCUITS WITH ARBITRARY FREQUENCY CHARACTERISTICS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jan Klubus

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. David Kubánek, Ph.D.

BRNO 2020



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Audio inženýrství**

Ústav telekomunikací

Student: Bc. Jan Klubus

ID: 186616

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Elektronické filtrační obvody s obecnými kmitočtovými charakteristikami

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou kmitočtových filtrů, a to jak se základními typy propustí či zádrží, tak se složitějšími konfiguracemi, jako jsou ekvalizéry či různé kombinace základních struktur vedoucí na obecnější kmitočtové charakteristiky. Zpracujte přehled možností získání obecných kmitočtových charakteristik, popište teoretický základ těchto metod, představte obvodová řešení poskytující tyto charakteristiky a proveďte počítačové simulace potvrzující správnost teoretických předpokladů. Analyzujte možnosti elektronického nastavování charakteristik pomocí vhodných říditelných aktivních prvků.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HÁJEK, Karel a Jiří SEDLÁČEK. Kmitočtové filtry. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-0-3-7.

[2] BOHN, Dennis. Operator Adjustable Equalizers: An Overview. RaneNote 122. Rane Corporation. [online]. ©1990 [cit. 2019-09-04].

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. David Kubánek, Ph.D.

prof. Ing. Jiří Mišurec, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá problematikou elektronických filtračních obvodů s obecnými kmitočtovými charakteristikami. První část práce je věnována teoretickému základu. Druhá část práce zkoumá možnosti návrhových postupů filtrů s obecnými kmitočtovými charakteristikami. Postupy návrhů podle představených metod jsou demonstrovány na ukázkách, včetně jejich obvodové realizace a počítačové simulace pro ověření správnosti teoretických předpokladů. Dále jsou prozkoumány možnosti přeladování obvodových struktur a elektronického nastavování charakteristik pomocí říditelných aktivních prvků.

KLÍČOVÁ SLOVA

Elektronické filtrační obvody, kmitočtové filtry, kmitočtová charakteristika, obecné kmitočtové charakteristiky, syntéza filtrů, kaskádní spojení, paralelní spojení, nekaskádní spojení, Leap Frog, Summed Feedback, Shifted Companion Form, Primary Resonator Block, Follow The Leader Feedback, Generalized Follow The Leader Feedback, Minimum Sensitivity Feedback, laditelný filtr, ekvalizér

ABSTRACT

Master's thesis deals with the issue of electronic filtering circuits with arbitrary frequency characteristics. First part of the thesis describes theoretical basis. Second part explores the possibilities of design procedures for filters with arbitrary frequency characteristics. Design procedures are demonstrated on examples accordingly to the presented methods, including their circuit implementation and computer simulation to verify the correctness of theoretical assumptions. Thesis also explores the possibilities of tuning circuit structures and electronic setting for characteristics using controllable active elements.

KEYWORDS

Electronic Filtering Circuits, Frequency Filters, Frequency Response, Arbitrary Frequency Characteristics, Filter Synthesis, Cascade Connection, Parallel Connection, Non-Cascade Connection, Leap Frog, Summed Feedback, Shifted Companion Form, Primary Resonator Block, Follow The Leader Feedback, Generalized Follow The Leader Feedback, Minimum Sensitivity Feedback, Tuned Filter, Equalizer

KLUBUS, Jan. *Elektronické filtrační obvody s obecnými kmitočtovými charakteristikami*. Brno, 2020, 89 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce: Ing. David Kubánek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Elektronické filtrační obvody s obecnými kmitočtovými charakteristikami“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Davidu Kubánkovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Obsah

Úvod	12
1 Elektronické filtrační obvody	13
1.1 Použití filtračních obvodů	13
1.2 Základní vlastnosti	14
1.2.1 Přenos filtru	14
1.2.2 Modulová charakteristika	15
1.2.3 Argumentová charakteristika	16
1.3 Základní parametry	17
1.3.1 Řád filtru	17
1.3.2 Mezní a rezonanční kmitočet filtru	17
1.3.3 Činitel jakosti filtru	18
1.3.4 Aproximace	19
1.4 Základní kmitočtové charakteristiky	20
1.4.1 Selektivní filtry	20
1.4.2 Ekvalizační filtry	21
1.5 Možnosti získání obecných charakteristik	23
1.5.1 Kaskádní spojení	23
1.5.2 Paralelní spojení	24
1.5.3 Nekaskádní spojení	25
1.5.4 Ekvalizéry	29
2 Praktický postup realizace obecných charakteristik	31
2.1 Metoda č. 1 – přehled možných kombinací	32
2.1.1 Řazení kaskádní	32
2.1.2 Řazení paralelní (odečítání)	36
2.1.3 Řazení paralelní (sčítání)	38
2.2 Metoda č. 2 a č. 3 – ukázkový postup realizace	43
2.2.1 Určení přenosové funkce z Bodeho charakteristiky	43
2.2.2 Realizace pomocí dílčích filtrů (Metoda č. 2)	45
2.2.3 Realizace pomocí nekaskádní struktury (Metoda č. 3)	47
2.3 Použité stavební bloky pro obvodová řešení	49
2.3.1 RC filtry 1. řádu	49
2.3.2 ARC filtry 2. řádu	51
2.3.3 Invertující zesilovač	55
2.3.4 Sumační a rozdílový blok	56
2.3.5 Integrátor	57

2.4	Obvodová řešení a jejich simulace	57
2.4.1	Obvod č. 1	58
2.4.2	Obvod č. 2	59
2.4.3	Obvod č. 3	60
2.4.4	Obvod č. 4	61
2.4.5	Obvod č. 5	62
2.4.6	Obvod č. 6	63
2.4.7	Obvod č. 7	64
2.4.8	Obvod č. 8	65
2.4.9	Obvod č. 9	66
2.4.10	Obvod č. 10	67
2.4.11	Obvod č. 11	68
2.4.12	Obvod č. 12	69
2.4.13	Obvod č. 13	70
2.4.14	Obvod č. 14	71
2.4.15	Obvod č. 15	72
2.5	Přeladování obvodových struktur	73
2.5.1	Ladění základních filtrů	73
2.5.2	Ladění složených struktur	76
2.5.3	Elektronické nastavování	78
	Závěr	80
	Literatura	81
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	83
	A Přílohy	85
	A.1 Matlab funkce <code>charakteristiky.m</code>	85
	B Obsah přiloženého CD	89

Seznam obrázků

1.1	Příklad kmitočtových výhybek pro reproduktorové soustavy	13
1.2	Filtr jako dvojbran	14
1.3	Příklad modulové charakteristiky dolní propusti	16
1.4	Příklad argumentové charakteristiky dolní propusti	16
1.5	Závislost modulové charakteristiky na řádu filtru (typ filtru DP) . . .	17
1.6	Průběh modulu přenosové funkce DP 2. řádu v závislosti na ω normovaném vzhledem k ω_m a vzhledem k ω_0 pro různé hodnoty Q	18
1.7	Porovnání základních typů aproximací	19
1.8	Základní charakteristiky – dolní propust	20
1.9	Základní charakteristiky – horní propust	20
1.10	Základní charakteristiky – pásmová propust	21
1.11	Základní charakteristiky – pásmová zadrž	21
1.12	Základní charakteristiky – low shelving, hi shelving	22
1.13	Základní charakteristiky – peak (bell)	22
1.14	Kaskádní spojení – blokové schéma	23
1.15	Paralelní spojení – blokové schéma	24
1.16	Nekaskádní spojení – LF	25
1.17	Nekaskádní spojení – SF	26
1.18	Nekaskádní spojení – SCF	26
1.19	Nekaskádní spojení – FLF	27
1.20	Nekaskádní spojení – GFLF	28
1.21	Nekaskádní spojení – MSF	28
2.1	Ukázka č. 1 – modulová a argumentová charakteristika	32
2.2	Ukázka č. 2 – modulová a argumentová charakteristika	33
2.3	Ukázka č. 3 – modulová a argumentová charakteristika	34
2.4	Ukázka č. 4 – modulová a argumentová charakteristika	34
2.5	Ukázka č. 5 – modulová a argumentová charakteristika	35
2.6	Ukázka č. 6 – modulová a argumentová charakteristika	36
2.7	Ukázka č. 7 – modulová a argumentová charakteristika	37
2.8	Ukázka č. 8 – modulová a argumentová charakteristika	38
2.9	Ukázka č. 9 – modulová a argumentová charakteristika	39
2.10	Ukázka č. 10 – modulová a argumentová charakteristika	39
2.11	Ukázka č. 11 – modulová a argumentová charakteristika	40
2.12	Ukázka č. 12 – modulová a argumentová charakteristika	41
2.13	Ukázka č. 13 – modulová a argumentová charakteristika	42
2.14	Ukázka č. 14 – vzorová charakteristika	43
2.15	Ukázka č. 14 – modulová a argumentová charakteristika	45

2.16	Zapojení filtru RC (DP)	49
2.17	Zapojení filtru RC (HP)	49
2.18	Zapojení Sallen-Key (DP)	51
2.19	Zapojení Sallen-Key (HP)	53
2.20	Zapojení Multiple-Feedback (PP)	54
2.21	Zapojení Multiple-Feedback (PZ)	54
2.22	Zapojení invertujícího zesilovače	55
2.23	Zapojení součtového zesilovače s OZ	56
2.24	Zapojení rozdílového zesilovače s OZ	56
2.25	Zapojení integrátoru s OZ	57
2.26	Obvod č. 1 – zapojení	58
2.27	Obvod č. 1 – simulace	58
2.28	Obvod č. 2 – zapojení	59
2.29	Obvod č. 2 – simulace	59
2.30	Obvod č. 3 – zapojení	60
2.31	Obvod č. 3 – simulace	60
2.32	Obvod č. 4 – zapojení	61
2.33	Obvod č. 4 – simulace	61
2.34	Obvod č. 5 – zapojení	62
2.35	Obvod č. 5 – simulace	62
2.36	Obvod č. 6 – zapojení	63
2.37	Obvod č. 6 – simulace	63
2.38	Obvod č. 7 – zapojení	64
2.39	Obvod č. 7 – simulace	64
2.40	Obvod č. 8 – zapojení	65
2.41	Obvod č. 8 – simulace	65
2.42	Obvod č. 9 – zapojení	66
2.43	Obvod č. 9 – simulace	66
2.44	Obvod č. 10 – zapojení	67
2.45	Obvod č. 10 – simulace	67
2.46	Obvod č. 11 – zapojení	68
2.47	Obvod č. 11 – simulace	68
2.48	Obvod č. 12 – zapojení	69
2.49	Obvod č. 12 – simulace	69
2.50	Obvod č. 13 – zapojení	70
2.51	Obvod č. 13 – simulace	70
2.52	Obvod č. 14 – zapojení	71
2.53	Obvod č. 14 – simulace	71
2.54	Obvod č. 15 – zapojení	72

2.55	Obvod č. 15 – simulace	72
2.56	Zapojení laditelné DP a HP 1. řádu	73
2.57	Zapojení laditelné DP 2. řádu	73
2.58	Zapojení laditelné HP 2. řádu (ladění pomocí C)	74
2.59	Zapojení laditelné HP 2. řádu (ladění pomocí R)	74
2.60	Zapojení laditelné PP 2. řádu (ladění pomocí C)	75
2.61	Zapojení laditelné PP 2. řádu (ladění pomocí R)	75
2.62	Zapojení laditelné PZ 2. řádu	75
2.63	Přeladění obvodu č. 14 – simulace	76
2.64	Přeladění obvodu č. 14 – zapojení s upravenými hodnotami R a C . .	76
2.65	Přeladění obvodu č. 15 – simulace	77
2.66	Přeladění obvodu č. 15 – zapojení s upravenými hodnotami R	77
2.67	Principiální schéma digitálního potenciometru	79

Seznam tabulek

1.1	Příklad návrhové tabulky – normované koeficienty aproximací	19
1.2	Grafický ekvalizér – korekční kmitočty	30
2.1	Ukázka č. 1 – parametry dílčích filtrů	32
2.2	Ukázka č. 2 – parametry dílčích filtrů	33
2.3	Ukázka č. 3 – parametry dílčích filtrů	33
2.4	Ukázka č. 4 – parametry dílčích filtrů	35
2.5	Ukázka č. 5 – parametry dílčích filtrů	35
2.6	Ukázka č. 6 – parametry dílčích filtrů	36
2.7	Ukázka č. 7 – parametry dílčích filtrů	37
2.8	Ukázka č. 8 – parametry dílčích filtrů	38
2.9	Ukázka č. 9 – parametry dílčích filtrů	38
2.10	Ukázka č. 10 – parametry dílčích filtrů	40
2.11	Ukázka č. 11 – parametry dílčích filtrů	40
2.12	Ukázka č. 12 – parametry dílčích filtrů	41
2.13	Ukázka č. 13 – parametry dílčích filtrů	42
2.14	Základní typy filtrů – přenosové funkce	46
2.15	Výpočet hodnot součástí (DP)	52
2.16	Výpočet hodnot součástí (HP)	53
2.17	Výpočet hodnot součástí integrátoru	57
2.18	Obvod č. 1 – parametry dílčích filtrů	58
2.19	Obvod č. 2 – parametry dílčích filtrů	59
2.20	Obvod č. 3 – parametry dílčích filtrů	60
2.21	Obvod č. 4 – parametry dílčích filtrů	61
2.22	Obvod č. 5 – parametry dílčích filtrů	62
2.23	Obvod č. 6 – parametry dílčích filtrů	63
2.24	Obvod č. 7 – parametry dílčích filtrů	64
2.25	Obvod č. 8 – parametry dílčích filtrů	65
2.26	Obvod č. 9 – parametry dílčích filtrů	66
2.27	Obvod č. 10 – parametry dílčích filtrů	67
2.28	Obvod č. 11 – parametry dílčích filtrů	68
2.29	Obvod č. 12 – parametry dílčích filtrů	69
2.30	Obvod č. 13 – parametry dílčích filtrů	70
2.31	Obvod č. 14 – parametry dílčích filtrů	71

Úvod

Tato diplomová práce se zabývá problematikou návrhu elektronických filtračních obvodů, a to jak základních typů filtrů (dolní propust, horní propust, pásmová propust, pásmová zadrž), tak především složitějších konfigurací, jako jsou ekvalizéry či různé kombinace základních obvodových řešení, které vedou k získání obecných kmitočtových charakteristik.

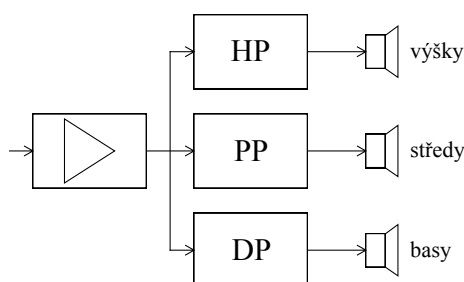
Filtry s obecnými kmitočtovými charakteristikami nachází uplatnění všude tam, kde potřebujeme kmitočtovou charakteristiku přenosové cesty složitějším způsobem tvarovat – například při realizaci korektorů pro vyrovnání kmitočtové charakteristiky či v systémech omezení šumu.

Práce je rozdělena na dvě hlavní části. První část práce je věnována teoretickému rozboru základních vlastností a parametrů filtrů, základních kmitočtových charakteristik a možností získání obecných kmitočtových charakteristik. Druhá část práce pak využívá teoretických poznatků z části první k nalezení a následnému představení metod, pomocí kterých lze při návrhu filtrů s obecnými kmitočtovými charakteristikami postupovat. Tyto metody jsou demonstrovány na realizaci filtru, vycházejícím ze vzorové charakteristiky definované lineárními úseky, včetně zpracování obvodových řešení a jejich simulací pro ověření správnosti teoretických předpokladů. Na závěr se práce zabývá možnostmi přeladování obvodových struktur.

1 Elektronické filtrační obvody

1.1 Použití filtračních obvodů

Elektronické filtrační obvody – kmitočtové filtry – jsou jedním ze základních bloků při zpracování signálů a tak nachází uplatnění v mnoha oblastech elektrotechniky a elektroniky. Můžeme je nalézt v celé řadě systémů a obvodů, kde mají za úkol oddělit nebo odstranit určité oblasti spektra.[16] V radiotechnice je časté použití kmitočtových filtrů typu pásmová propust pro výběr přijímaných signálů (vstupní obvody přijímačů), filtrů typu dolní propust a horní propust (výhybky rozdělující kmitočtové pásma v anténních obvodech a předzesilovačích), pásmových zadržích pro rejekci (potlačení) rušících signálů, dolních propustí pro různé typy demodulátorů a podobně. V elektrotechnice můžeme nalézt velmi hojně využití například korekčních filtrů (jsou to nastavitelné, často laditelné, korektory hloubek, výšek, pásmové korektory, korektory kmitočtových charakteristik dynamických přenosů, magnetofonových hlav), dále různé filtry v systémech pro omezení šumu (Dolby), ve výhybkách pro reproduktorové soustavy (pasivní či aktivní) je využito filtrů typu dolní, horní a pásmová propust viz. Obr. 1.1. U elektronické hudby kmitočtové filtry nalézají uplatnění pro vytváření nejrůznějších zvukových efektů nebo pro zvukové zabarvení. V rámci měřicí techniky se kmitočtové filtry často uplatňují pro výběr měřeného pásma, především pak u různých typů selektivního měření (selektivní voltmetry, měření zkreslení, vysokofrekvenční měření apod.) Pro akustická měření se využívá tzv. váhovacích filtrů pro měření úrovně akustického signálu (modeluje se vnímání lidského ucha).[8]



Obr. 1.1: Příklad kmitočtových výhybek pro reproduktorové soustavy [8]

Speciální skupinou jsou „antialiasingové filtry“, které jsou realizovány pomocí kmitočtových filtrů typu dolní propust. Antialiasingový filtr je většinou potřeba při převodu analogového signálu na číslicový pro splnění vzorkovacího teorému. Zamezuje překládání rušivého spektra do užitečného signálu. Na výstupu takového systému je pak obdobný „rekonstrukční filtr“.[8]

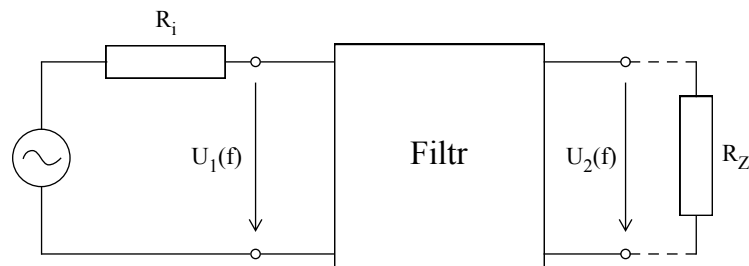
Takovým způsobem lze vyjmenovat spoustu dalších aplikací (filtry v regulační technice, odrušovací filtry v silnoproudé technice a mnohé další), tato práce se však zabývá především návrhem filtrů pro elektrotechniku. Shrnutě lze však říci, že kmitočtové filtry nalézají využití ve všech oblastech elektrotechniky a elektroniky, byť v některých oblastech jen v omezené míře.

1.2 Základní vlastnosti

Kmitočtové filtry mění kmitočtové spektrum amplitud a fází procházejícího signálu. Některé kmitočtové složky obvykle propouští bez ovlivnění (tato oblast se běžně nazývá propustné pásmo) a jiné kmitočtové složky potlačuje (nepropustné pásmo). Tyto vlastnosti obvykle vyjadřujeme modulovou (amplitudovou) charakteristikou (závislost modulu napěťového přenosu na kmitočtu). Výstupní signál je většinou časově zpožděn z důvodu fázových posuvů procházejících harmonických kmitočtových složek, proto obvykle používáme i vyjádření pomocí fázové charakteristiky. Ovlivňování signálu v propustném kmitočtovém pásmu fázovými posuvy se projevuje například jako nežádoucí překmity nebo zvlnění průběhu signálu. To je obvykle snahou minimalizovat vhodným výběrem filtru, jsou ale i typy aplikací, kde se tohoto vlivu využívá (například zpožďovací obvody).[8, 16]

1.2.1 Přenos filtru

Jestliže přes kmitočtový filtr prochází harmonický signál s amplitudou U_1 , kmitočtem f_1 a fází φ_1 , na výstupu bude opět harmonický signál s tentýž kmitočtem, avšak s rozdílnou velikostí amplitudy a fáze.[8] Základní zapojení, kdy je filtr jako dvojbran připojený ke zdroji harmonického signálu, je uvedeno na následujícím schématu:



Obr. 1.2: Filtr jako dvojbran [8]

Přenos napětí \mathbf{K}_u harmonického signálu lze vyjádřit vztahem: [8]

$$\mathbf{K}(\omega) = K_u \cdot e^{j\varphi} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}} \quad (1.1)$$

Často používaným vyjádřením přenosu je pomocí modulu a argumentu. Modulem (K_u) je poměr amplitud výstupního a vstupního signálu. Jde o bezrozměrné číslo, proto se obvykle udává v logaritmické míře, což umožní grafické znázornění velkého rozsahu hodnot. Argumentem (φ) je fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem. [8]

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} \quad (1.2)$$

$$K_u[\text{dB}] = 20 \log \left(\frac{U_2}{U_1} \right) \quad (1.3)$$

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 \quad (1.4)$$

Velikost amplitud jednotlivých kmitočtových složek výstupního signálu můžeme získat podle vztahu: [8]

$$U_2(f_i) = U_1(f_i) \cdot K(f_i) \quad (1.5)$$

kde U_1 představuje amplitudy vstupních složek, K je příslušnou velikostí modulu přenosu pro daný kmitočet.

Velikost fází kmitočtových složek výstupního signálu je dána vztahem: [8]

$$\varphi_2(f_i) = \varphi_1(f_i) + \varphi(f_i) \quad (1.6)$$

kde φ_1 představuje fáze vstupních složek, φ je příslušným fázovým posuvem filtru.

1.2.2 Modulová charakteristika

Modulovou (kmitočtovou) charakteristiku dostaneme, jestliže budeme uvažovat místo jednoho kmitočtu celé spektrum kmitočtů. Přenos filtru tak bude kmitočtově závislý. Příklad modulové charakteristiky na Obr. 1.3. [8]

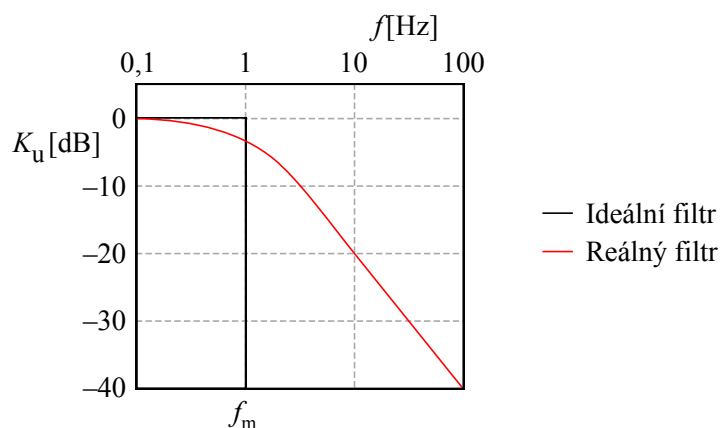
Přenos: [8]

$$\mathbf{K}(\omega) = \text{Re}K(\omega) + j\text{Im}K(\omega) \quad (1.7)$$

Modul: [8]

$$K(\omega) = \text{mod}\mathbf{K}(\omega) = \sqrt{(\text{Re}\mathbf{K}(\omega))^2 + (\text{Im}\mathbf{K}(\omega))^2} \quad (1.8)$$

$$K(\omega)[\text{dB}] = 20 \log(K(\omega)) \quad (1.9)$$



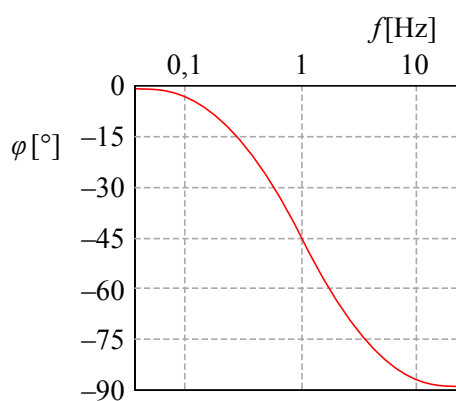
Obr. 1.3: Příklad modulové charakteristiky dolní propusti [8]

1.2.3 Argumentová charakteristika

Argumentovou (fázovou) charakteristiku dostaneme stejně jako u modulové charakteristiky – uvažováním celého spektra kmitočtů. Příklad argumentové charakteristiky na Obr. 1.4.[8]

Argument: [8]

$$\varphi(\omega) = \arg \mathbf{K}(\omega) = \arctan \frac{\text{Im} \mathbf{K}(\omega)}{\text{Re} \mathbf{K}(\omega)} \quad (1.10)$$

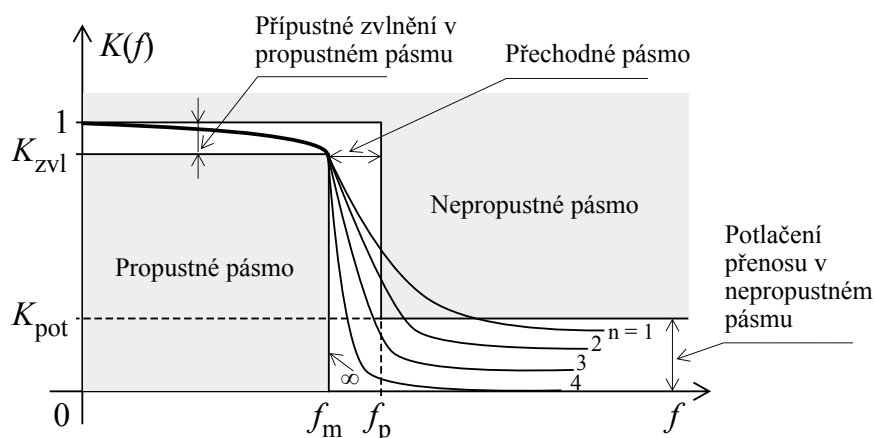


Obr. 1.4: Příklad argumentové charakteristiky dolní propusti [8]

1.3 Základní parametry

1.3.1 Řád filtru

Řád filtru se odvíjí od minimálního počtu použitých akumulacních prvků (cívek a kondenzátorů), většinou je roven součtu počtu cívek a počtu kondenzátorů. Pro praktický návrh filtru je důležitá volba potřebného řádu filtru. Se zvyšováním řádu se moduluva charakteristika blíží ideálnímu filtru a zvyšuje se potlačení přenosu v nepropustném pásmu. Zároveň se zmenšuje přechodové pásmo mezi propustným a nepropustným pásmem.[8] „Z hlediska složitosti realizace volíme co nejnižší řád filtru, ale minimálně takový, aby zabezpečil požadované potlačení přenosu K_{pot} v nepropustném pásmu (pro kmitočty vyšší než f_p).“[8] Následující obrázek (Obr. 1.5) znázorňuje závislost modulové charakteristiky na řádu filtru.



Obr. 1.5: Závislost modulové charakteristiky na řádu filtru (typ filtru DP) [8]

1.3.2 Mezní a rezonanční kmitočet filtru

Mezní kmitočet f_m (ω_m) je u filtrů typu dolní propust a horní propust definován jako kmitočet, u kterého klesne amplituda o 3 dB. Někdy je také definován jako bod za posledním vrcholem v modulové charakteristice (např. u filtrů s Čebyševovou aproximací). Resonanční kmitočet f_0 (ω_0) je definován jako kmitočet pólu. Srovnání normování vzhledem k ω_m a ω_0 je na Obr. 1.6. U filtrů typu dolní propust a horní propust s Butterworthovou aproximací platí rovnost těchto kmitočtů ($f_0 = f_m$). Pro filtr typu pásmová propust a pásmová zadrž platí následující vztah: [19, 16]

$$f_0 = \sqrt{f_D f_H} \quad (1.11)$$

kde f_D představuje dolní mezní kmitočet, f_H je horní mezní kmitočet.

1.3.3 Činitel jakosti filtru

Činitel jakosti filtru Q určuje, jak velká bude míra ztrát v rezonančním obvodu. Se zvyšující se hodnotou Q tato míra klesá. Pokud je tedy $Q > 0,707$, selektivita filtru bude vyšší a v modulové charakteristice se v bodě rezonančního kmitočtu bude vyskytovat zvlnění/vrchol. Naopak při $Q < 0,707$ bude selektivita filtru malá. Pro návrh filtrů typu dolní propust a horní propust je Q důležitým parametrem, který určuje typ aproximace filtru. [19, 8] Průběh modulu přenosové funkce pro různé hodnoty Q je znázorněn na Obr. 1.6.

Obecně pro činitel jakosti platí následující vztah: [8]

$$Q = \frac{\sqrt{\sigma_p^2 + \omega_p^2}}{-2\sigma_p} \quad (1.12)$$

kde σ_p a ω_p představují souřadnice pólu.

Pro filtry typu pásmová propust a pásmová zadrž lze činitel jakosti určit podle vztahu: [8]

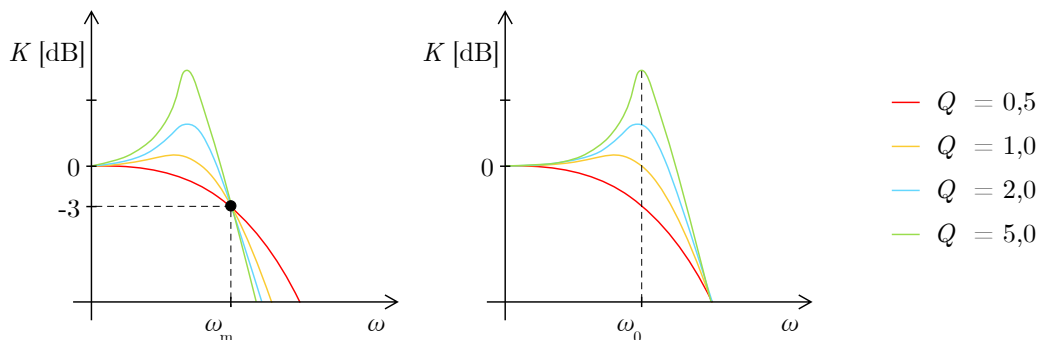
$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (1.13)$$

kde f_0 je rezonanční kmitočet, B je šířka pásma.

Šířka pásma B je rovna: [8]

$$B = f_H - f_D \quad (1.14)$$

kde f_D představuje dolní mezní kmitočet, f_H je horní mezní kmitočet.



Obr. 1.6: Průběh modulu přenosové funkce DP 2. řádu v závislosti na ω normovaném vzhledem k ω_m (vlevo) a vzhledem k ω_0 (vpravo) pro různé hodnoty Q . [16]

1.3.4 Aproximace

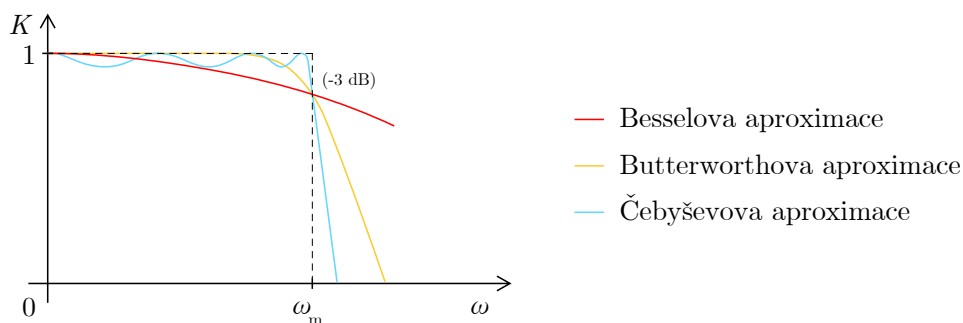
Přenosová charakteristika má tvar stanovený typem, řádem a činitelem jakosti filtru. Jak již bylo řečeno výše, právě činitel jakosti je určujícím parametrem při volbě aproximace. Při návrhu filtru se vychází z návrhových tabulek normovaných koeficientů aproximací. Příklad tabulkových hodnot pro základní aproximace je uveden v tabulce Tab. 1.1. Srovnání typů aproximací je na Obr. 1.7.

Tab. 1.1: Příklad návrhové tabulky – normované koeficienty aproximací

n	Bessel		Butterworth		Čebyšev (0,1 dB)	
	f_0	Q	f_0	Q	f_0	Q
2	1,2720	0,5773	1,0	0,7071	1,8204	0,7674
3	1,3248		1,0		0,9694	
	1,4499	0,6911	1,0	1,0000	1,2999	1,3409

V praxi je nejčastější použití několika základních aproximací, jako například:

- **Besselova aproximace:** vykazuje optimální přechodovou charakteristiku, tyto filtry jsou vhodné pro zpracování signálu se strmými hranami – výstupní impulzy budou bez překmitu. Nevýhodou je malá strmost modulové char.[16]
- **Butterworthova aproximace:** V propustné části je modul přenosové char. plochý, za mezním kmitočtem dochází k jeho rychlému poklesu. Patří mezi nejpoužívanější – je dobrým kompromisem mezi požadovanou linearitou fázové char. a dosažitelným útlumem modulové char. při nízkém řádu filtru.[8]
- **Čebyševova aproximace:** Umožňuje dosáhnout nejstrmější char. v přechodném pásmu s velkým potlačením přenosu v nepropustném pásmu. V propustném pásmu není monotónní, ale má zvlhňový charakter s rozkmitem.[8, 16]



Obr. 1.7: Porovnání základních typů aproximací

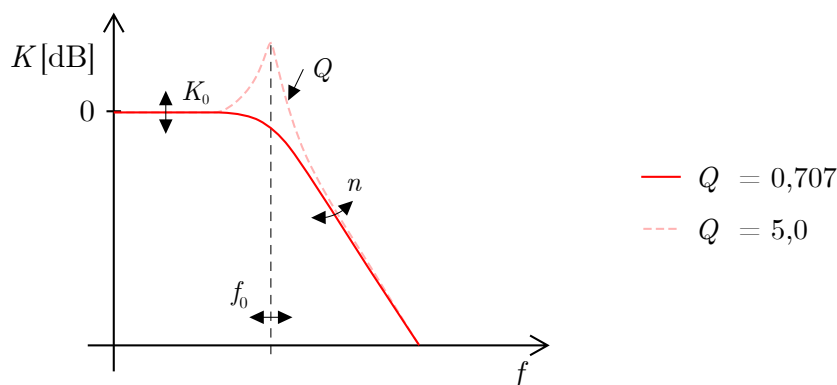
Existují i další typy aproximací jako například: Caurova, Feistelova-Unbehauenova, Gaussova, Legendrova, Kasteleina a další.

1.4 Základní kmitočtové charakteristiky

1.4.1 Selektivní filtry

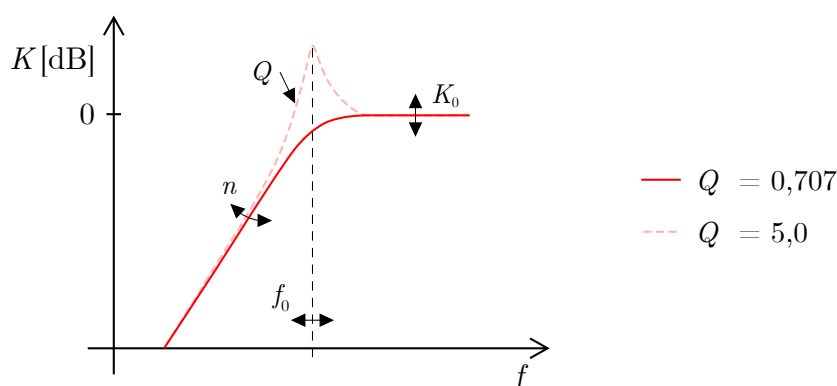
Jejich úlohou je potlačení přenosu kmitočtových složek signálu v nepropustném pásmu. Modul přenosu je ideálně v propustném pásmu konstantní, v nepropustném nulový.[8] Dělíme je podle rozložení propustného a nepropustného pásma na:

- **Dolní propust:** Filtr typu dolní propust (viz. Obr. 1.8) potlačuje složky kmitočtového spektra signálu, které mají hodnotu vyšší než rezonanční kmitočet. Složky s kmitočtem nižším než f_0 propouští.



Obr. 1.8: Základní charakteristiky – dolní propust

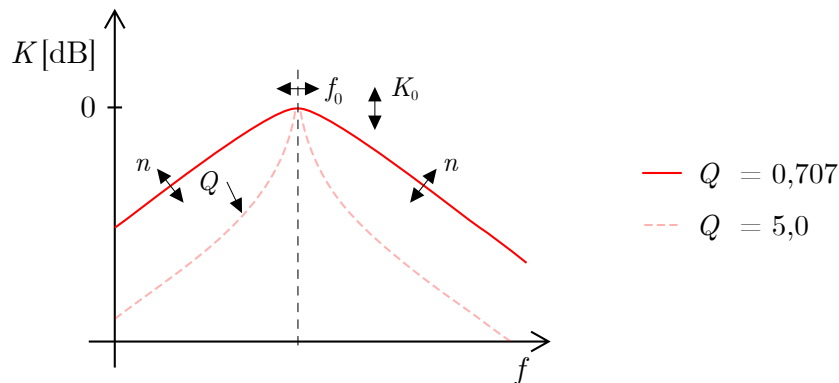
- **Horní propust:** Filtr typu horní propust (viz. Obr. 1.9) potlačuje složky kmitočtového spektra signálu, které mají hodnotu nižší než rezonanční kmitočet. Složky s kmitočtem vyšším než f_0 propouští.



Obr. 1.9: Základní charakteristiky – horní propust

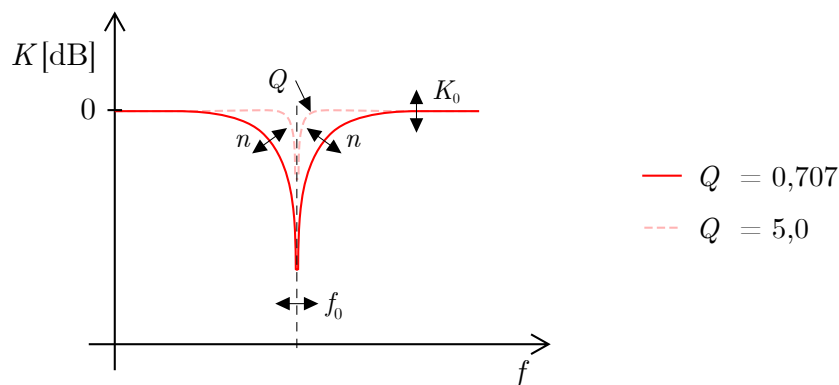
- **Pásmová propust:** Filtr typu pásmová propust (viz. Obr. 1.10) propouští složky kmitočtového spektra signálu, které leží v okolí rezonančního kmitočtu

f_0 . Velikost této oblasti je dána šířkou pásma B resp. činitelem jakosti Q . Složky s kmitočtem ležícím mimo tuto oblast filtr potlačuje.



Obr. 1.10: Základní charakteristiky – pásmová propust

- **Pásmová zádrž:** Filtr typu pásmová propust (viz. Obr. 1.11) potlačuje složky kmitočtového spektra signálu, které leží v okolí rezonančního kmitočtu f_0 . Velikost této oblasti je dána šířkou pásma B resp. činitelem jakosti Q . Složky s kmitočtem ležícím mimo tuto oblast filtr propouští.



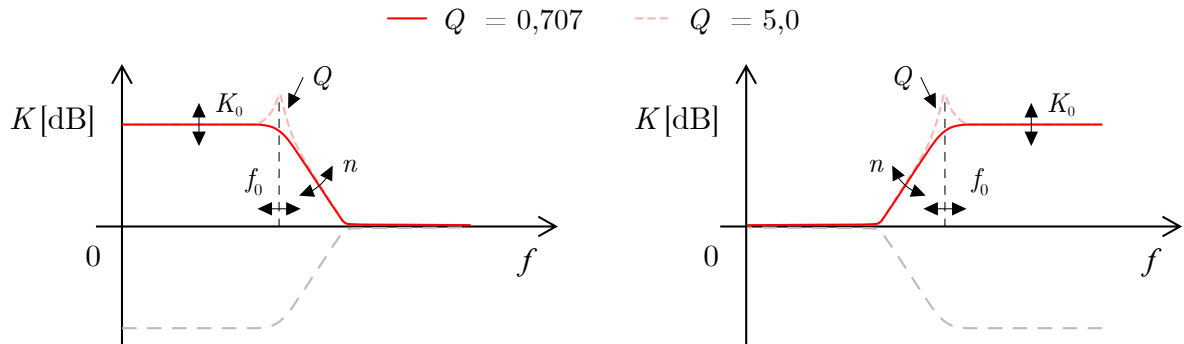
Obr. 1.11: Základní charakteristiky – pásmová zádrž

1.4.2 Ekvalizační filtry

Kromě základních typů filtrů (dolní propust, horní propust, pásmová propust a pásmová zádrž) se u ekvalizérů používají filtry typu low-shelving, high-shelving a typu peak.

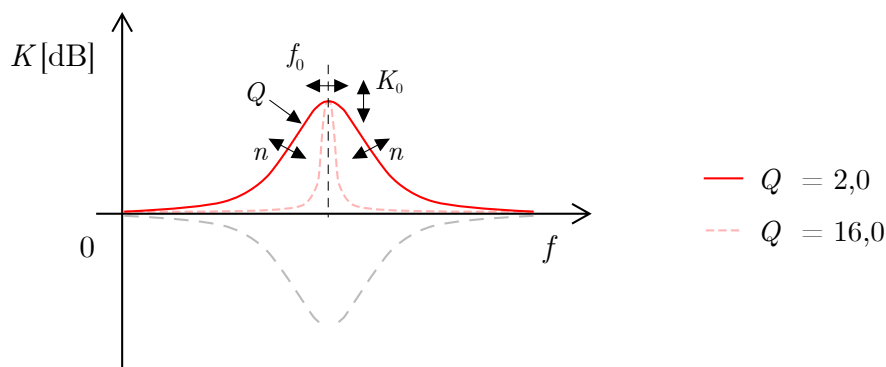
- **Low-shelving, High-shelving:** Filtr typu low-shelving je tvořen pomocí paralelního zapojení filtru typu dolní propust s přímou větví. High-shelving filtr funguje na stejném principu jako low-shelving, jen je zde použit filtr typu horní

propust v paralelním zapojení s přímou větví. Tím je dosaženo, že kmitočtové pásmo pod či nad mezním kmitočtem (podle typu filtru) je zesíleno a zbytek spektra zůstane neovlivněn. Míru zesílení filtru určuje poměr výstupního signálu filtru k signálu přímé větve. Nastavitelného zeslabení je dosaženo otočením fáze signálu. Filtry typu shelving mají za parametry mezní/rezonanční kmitočet a velikost zesílení či útlumu signálu. Zesílením či útlumem se rozumí maximální změna modulové kmitočtové charakteristiky v oblasti ovlivňované oproti oblasti neovlivňované. Příklad charakteristiky na Obr. 1.12. [13]



Obr. 1.12: Základní charakteristiky – low shelving (vlevo), hi shelving (vpravo)

- **Peak (bell):** Principem filtrů typu peak (Obr. 1.13) je paralelní zapojení filtru s přímou větví signálu, jsou zde však použity filtry typu pásmová propust (zesílení) nebo pásmová zadrž (útlum). Z jeho modulové kmitočtové charakteristiky byl odvozen často používaný název „bell“. Parametry filtrů typu peak jsou střední kmitočet, šířka pásma, která je závislá na strmosti modulové kmitočtové charakteristiky v přechodných pásmech filtru (na jakosti filtru Q), a stejně jako u shelving filtrů zesílení či útlum signálu.[13]



Obr. 1.13: Základní charakteristiky – peak (bell)

1.5 Možnosti získání obecných charakteristik

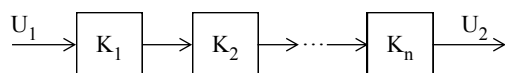
Obecné kmitočtové charakteristiky můžeme získat buď použitím ekvalizérů, nebo lze sestavit filtr s požadovanou kmitočtovou charakteristikou napevno pomocí spojení bloků základních filtrů. Možnosti získání tedy můžeme rozdělit na:

- kaskádní spojení
- paralelní spojení
 - sčítání signálů
 - odčítání signálů
- nekaskádní spojení
- ekvalizéry

1.5.1 Kaskádní spojení

Kaskádní syntéza je spojování bloků 1. a 2. řádu, kdy výsledná přenosová funkce je rovna součinu přenosových funkcí jednotlivých bloků (viz. Obr. 1.14). Tato syntéza má řadu výhod – lze provést spojování bloků bez ovlivnění jejich přenosů, kompenzaci parazitních vlivů (odchylna rezonančního kmitočtu) lze provést úpravou parametrů u každého bloku zvlášť.[8] Zapojením dílčích bloků nesmí dojít k jejich vzájemnému ovlivnění v důsledku konečné hodnoty vstupní či výstupní impedance.[18] Hlavní nevýhodou této metody jsou velké citlivosti na tolerance hodnot prvků a největší rozptyl základních parametrů bloků. Při návrhu je nutno zvážit, v jakém pořadí řazení bloků provést vzhledem k maximálnímu dynamickému rozsahu.[8]

Vzhledem k tomu, že se součin v logaritmické ose projevuje jako součet, je výsledná přenosová funkce v dB rovna součtu dílčích přenosových funkcí v dB. Na kmitočtech, kde dílčí přenosové funkce nabývají hodnoty 0 dB, není tedy výsledná přenosová funkce ovlivněna. Z hlediska dynamického rozsahu není kaskádní spojení vhodné pro zvýšení přenosu pomocí jednoho dílčího filtru na kmitočtech, kdy jiný z dílčích filtrů má velký útlum – kromě zesílení užitečného signálu by došlo i k zesílení šumu. Na toto je vhodné paralelní spojení. Použití kaskádní syntézy je vhodné pro ovlivnění (zvýšení či snížení) přenosu jedním dílčím filtrem na těch kmitočtech, které leží v propustném pásmu ostatních dílčích filtrů.



Obr. 1.14: Kaskádní spojení – blokové schéma

Pro výslednou přenosovou funkci platí vztah

$$\mathbf{K}(s) = \mathbf{K}_1(s) \cdot \mathbf{K}_2(s) \cdot \dots \cdot \mathbf{K}_n(s) \quad (1.15)$$

Modul je roven součinu jednotlivých modulů filtrů (odvozeno ze vztahu 1.8)

$$K(f_i) = K_1(f_i) \cdot K_2(f_i) \cdot \dots \cdot K_n(f_i) \quad (1.16)$$

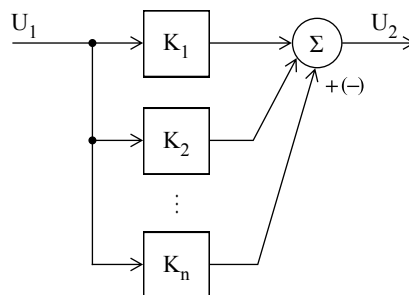
Argument je roven součtu jednotlivých fázových posuvů (odvozeno ze vztahu 1.10)

$$\varphi(f_i) = \varphi_1(f_i) + \varphi_2(f_i) + \dots + \varphi_n(f_i) \quad (1.17)$$

1.5.2 Paralelní spojení

Paralelní řazení bloků lze realizovat dvěma způsoby – lze výsledné signály buď sčítat nebo odečítat. Celková přenosová funkce je tak rovna lineárnímu součtu resp. rozdílu přenosových funkcí jednotlivých bloků. Pořadí bloků zde na dynamický rozsah nemá vliv. Výhody této metody jsou stejné jako u kaskádního spojení (možnost spojení bloků bez vzájemného ovlivnění přenosových funkcí, snadná kompenzace parazitních vlivů). Následující obrázek (Obr. 1.15) zobrazuje blokové schéma paralelního spojení.

Paralelní spojení umožňuje ovlivňovat přenos v libovolné části kmitočtového pásma pomocí jednoho dílčího filtru bez ohledu na přenos či útlum ostatních dílčích filtrů. Pro zajištění nenulového přenosu celé struktury zde stačí, aby signál přenášel jen jeden z dílčích filtrů. Pro nulový přenos celé struktury je naopak zapotřebí, aby signál nepřenášel žádný z dílčích filtrů.



Obr. 1.15: Paralelní spojení – blokové schéma

Pro výslednou přenosovou funkci platí vztah

$$\mathbf{K}(s) = \mathbf{K}_1(s) + \mathbf{K}_2(s) + \dots + \mathbf{K}_n(s) \quad (1.18)$$

Modul je roven

$$K(f_i) = \text{mod} \mathbf{K}(s) = \sqrt{(\text{Re} \mathbf{K}(s))^2 + (\text{Im} \mathbf{K}(s))^2} \quad (1.19)$$

Argument je roven

$$\varphi(f_i) = \arg \mathbf{K}(s) = \arctan \frac{\text{Im} \mathbf{K}(s)}{\text{Re} \mathbf{K}(s)} \quad (1.20)$$

1.5.3 Nekaskádní spojení

Základním principem nekaskádní syntézy je rozšíření přímého kaskádního spojení o další zpětné či dopředné vazby. Oproti kaskádnímu způsobu má výhodu v malé hodnotě citlivostí přenosových vlastností na toleranci hodnot prvků. Lze použít struktury vedoucí ke stejným parametrům jednotlivých bloků, což má za následek snížení maximálních hodnot činitelů jakosti oproti syntéze kaskádní. Návrh a realizace je ve srovnání s kaskádní syntézou obecně složitější. Jelikož jsou bloky vázány systémem přenosových vazeb, je nutné použít v obvodech sumační členy, což často zvyšuje počet operačních zesilovačů a odporů. Vzhledem k náročnosti návrhu je vhodné použít pro návrh počítačový program.[8]

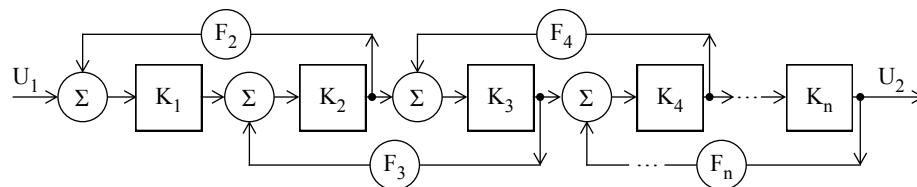
V praxi metoda nekaskádní syntézy nachází uplatnění zejména při realizaci filtrů typu pásmová propust a pásmová zadrž vyšších řádů. Pro vyšší hodnoty činitelů jakosti vynikne totiž výhoda nižších citlivostí realizace.[8]

Existuje více způsobů, jak lze nekaskádní syntézu realizovat. Mezi základní struktury patří:

Leap Frog

Struktura Leap Frog (LF) využívá vazby ob jeden blok. Jde o kombinaci vlastností blokových realizací a realizací vycházejících z příčkových filtrů RLC. Vlastnosti impedančně vázaných prvků příčkového filtru RLC jsou převáděny na ekvivalentní zapojení s bloky ARC.[8] Rovnice 1.21 představuje tvar přenosové funkce [11], blokové schéma je uvedeno na Obr. 1.16.

$$\mathbf{K}(s) = \frac{\prod_{i=1}^n \mathbf{K}_i(s)}{1 + \sum_{i=1}^{n-1} \left[F_{i+1} \mathbf{K}_i(s) \mathbf{K}_{i+1}(s) \right]} \quad (1.21)$$

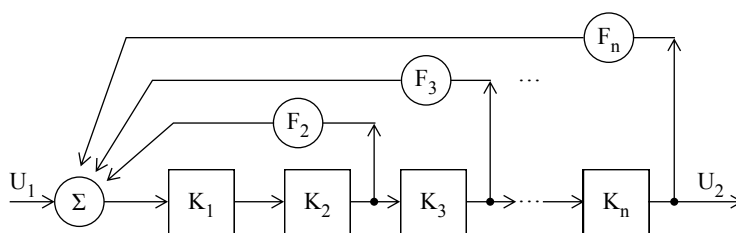


Obr. 1.16: Nekaskádní spojení – LF (odvozeno z [8])

Summed Feedback

Struktura Summed Feedback (SF) umožňuje realizaci filtrů s jakýmkoliv rozložením pólů, avšak bez nul přenosu.[15] Rovnice 1.22 představuje tvar přenosové funkce, blokové schéma je uvedeno na Obr. 1.17.

$$\mathbf{K}(s) = \frac{\prod_{i=1}^n \mathbf{K}_i(s)}{1 + \sum_{j=1}^{n-1} \left[F_{j+1} \prod_{i=1}^{j+1} \mathbf{K}_i(s) \right]} \quad (1.22)$$

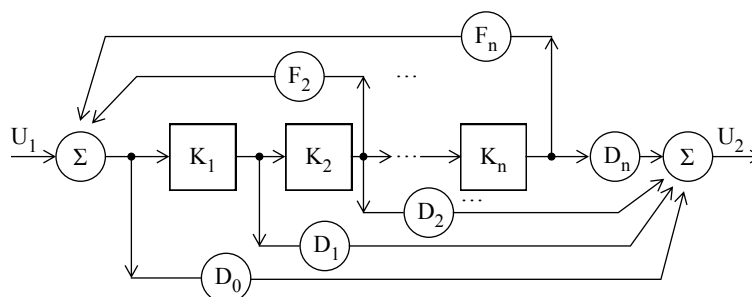


Obr. 1.17: Nekaskádní spojení – SF (odvozeno z [15])

Shifted Companion Form

Struktura Shifted Companion Form (SCF) umožňuje realizovat jakýkoliv typ filtru, včetně filtrů s nulami přenosu. Nulové body jsou realizovány pomocí sumace dopředných vazeb.[15] Rovnice 1.23 představuje tvar přenosové funkce, blokové schéma je uvedeno na Obr. 1.18.

$$\mathbf{K}(s) = \frac{\sum_{j=1}^{n+1} \left[D_{j-1} \prod_{i=1}^{j-1} \mathbf{K}_i(s) \right]}{1 + \sum_{j=1}^{n-1} \left[F_{j+1} \prod_{i=1}^{j+1} \mathbf{K}_i(s) \right]} \quad (1.23)$$



Obr. 1.18: Nekaskádní spojení – SCF [8]

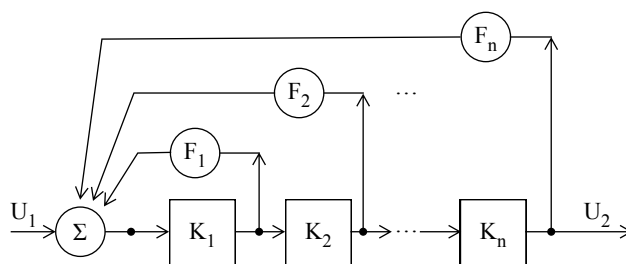
Primary Resonator Block

Struktura Primary Resonator Block (PRB) má blokové schéma totožné jako struktura Shifted Companion Form (Obr. 1.18, Rov. 1.23). Jednotlivé sekce (dílní filtry) zde však musí být identické (tzn. $K_1 = K_2 = \dots = K_n$).[15]

Follow The Leader Feedback

Struktura Follow The Leader Feedback (FLF) umožňuje realizovat pouze filtry bez nul přenosu. Nulové body umožňuje realizovat její zobecněná varianta (GFLF).[15] Rovnice 1.24 představuje tvar přenosové funkce, blokové schéma je uvedeno na Obr. 1.19.

$$\mathbf{K}(s) = \frac{\prod_{i=1}^n \mathbf{K}_i(s)}{1 + \sum_{j=1}^n \left[F_j \prod_{i=1}^j \mathbf{K}_i(s) \right]} \quad (1.24)$$

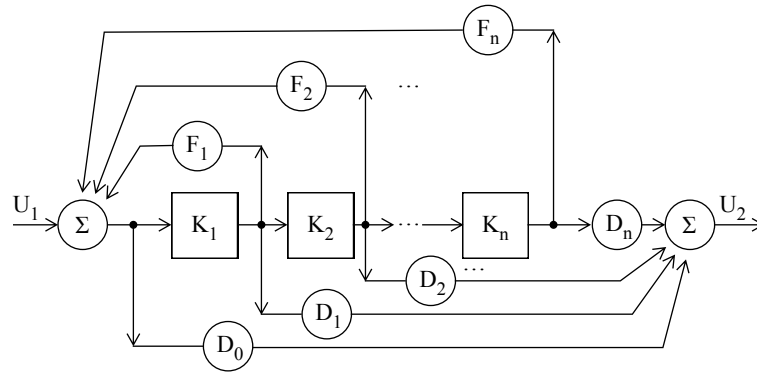


Obr. 1.19: Nekaskádní spojení – FLF (odvozeno z [11])

Generalized Follow The Leader Feedback

Generalized Follow The Leader Feedback (GFLF) je nejobecnější strukturou. Jedná se o obdobu struktury SCF s přidáním zpětné vazby F_1 . Umožňuje realizovat filtry i s nulami přenosu.[11] Rovnice 1.25 představuje tvar přenosové funkce, blokové schéma je uvedeno na Obr. 1.20.

$$\mathbf{K}(s) = \frac{\sum_{j=1}^{n+1} \left[D_{j-1} \prod_{i=1}^{j-1} \mathbf{K}_i(s) \right]}{1 + \sum_{j=1}^n \left[F_j \prod_{i=1}^j \mathbf{K}_i(s) \right]} \quad (1.25)$$

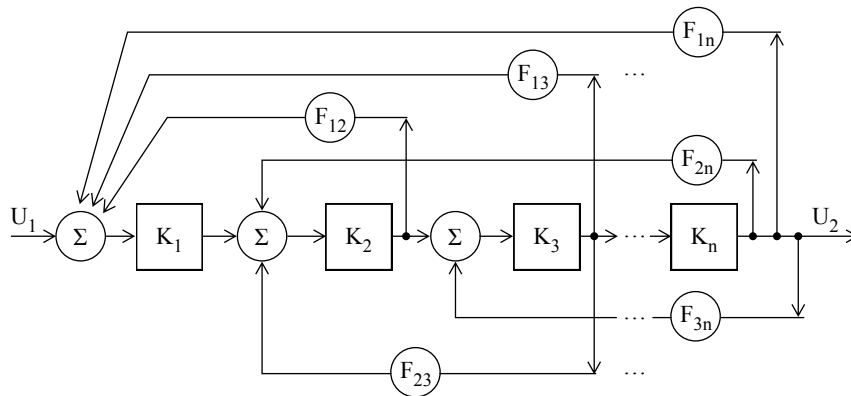


Obr. 1.20: Nekaskádní spojení – GFLF (odvozeno z [11])

Minimum Sensitivity Feedback

Struktura Minimum Sensitivity Feedback (MSF) je založena na kombinaci struktur Follow The Leader Feedback a Leap Frog.[8] Rovnice 1.26 představuje tvar přenosové funkce, blokové schéma je uvedeno na Obr. 1.21

$$\mathbf{K}(s) = \frac{\prod_{i=1}^n \mathbf{K}_i(s)}{1 + \sum_{i=1}^{n-1} \left[\sum_{j=i+1}^n (F_{ij} \prod_{k=i}^j \mathbf{K}_k(s)) \right]} \quad (1.26)$$



Obr. 1.21: Nekaskádní spojení – MSF (odvozeno z [8])

1.5.4 Ekvalizéry

Ekvalizéry slouží ke změně přenosu v závislosti na kmitočtu. Upravují průběh spektra ať už z technických nebo uměleckých důvodů. Základní realizační rozdělení ekvalizérů je na analogové, kdy je signál upravován jednotlivými analogovými filtry, a druhou kategorií jsou pak ekvalizéry digitální, které používají A/D převodník, procesor, kterým je signál upravován, a následně je signál převeden D/A převodníkem zpět.[13] Tato práce se zaměřuje pouze na analogové filtry, princip digitálních ekvalizérů však z analogových ekvalizérů vychází.

Pojmem ekvalizér (kmitočtový korektor) se běžně chápe zapojení amplitudových korektorů, které však zároveň mění i fázi a skupinové zpoždění signálu. V některých případech se používá pouze korekce fáze, kdy se modul přenosové charakteristiky nemění. Tyto korektory fáze se obvykle realizují jako fázovací články.[8]

Typy ekvalizérů

Z hlediska použitých stavebních prvků můžeme ekvalizéry rozdělit na pasivní a aktivní. Většinou se využívá jako základních korekčních obvodů korektorů 1. řádu (korekce výšek a hloubek) a 2. řádu (pásmové korektory). Výhodnými vlastnostmi pasivních filtrů je jejich nízká hladina šumu (díky absenci aktivních prvků které šum vytváří) dále vysoký dynamický rozsah, velmi dobrá spolehlivost (jsou málo náchylné k poruchovosti) a nedochází u nich k RFI rušení. Na druhou stranu, vzhledem k malé míře a strmosti korekce (u pasivních korektorů RC) a náchylnosti ke zkreslení u velkých amplitud nízkých kmitočtů (v případě filtrů RLC), je obvykle výhodnější použití korektorů s aktivními prvky. Aktivní prvky znamenají zvýšení strmosti, lze díky nim snadněji realizovat nastavitelné korekce, umožňují signál zesílit a díky vysoké vstupní a nízké výstupní impedanci jsou dobře izolovány. Negativními vlastnostmi aktivních filtrů je omezení dynamického rozsahu, horší šumové vlastnosti a větší citlivost na RFI.[4, 8] Ekvalizéry můžeme dále rozdělit podle možností nastavení parametrů:

- **Tónová korekce:** Jedná se o vícepásmový ekvalizér, u kterého je možné nastavit pouze amplitudu korigovaného pásma. Střední kmitočet i šířka pásma jsou pro každé pásmo pevně stanoveny. Nejjednodušším typem tohoto typu ekvalizéru jsou dvoupásmové korekce, které v praxi většinou můžeme nalézt na levnějších zařízeních pro zesílení či zeslabení výšek a hloubek.[4]
- **Grafický ekvalizér:** Tento typ ekvalizéru bývá realizován pouze jako aktivní. Jeho pojmenování vychází z jisté analogie jezdců tahových potenciometrů na předním panelu, které svou polohou připomínají-grafují výslednou modulovou kmitočtovou charakteristiku. Jedná se o sadu několika filtrů typu peak,

u kterých lze nastavovat zesílení či zeslabení jednotlivých pásem. Střední kmitočty i šířka pásma je zde pevně nastavena. Podle počtu pásem je určena jejich šíře, tak aby bylo pokryto celé slyšitelné spektrum 20 Hz až 20 kHz. Střední kmitočty pásem se volí jako násobek oktávových pásem. V praxi se důsledně dodržují třetinooktávové kmitočty, v případě méně pásem se střední kmitočty volí výběrem z třetinooktávových (viz. Tab. 1.2). Speciálním typem je transversální grafický ekvalizér, který využívá zpožďovacích obvodů.[4, 13]

Tab. 1.2: Grafický ekvalizér – korekční kmitočty [8]

2 okt.	1 okt.	2/3 okt.	1/3 okt.	2 okt.	1 okt.	2/3 okt.	1/3 okt.	2 okt.	1 okt.	2/3 okt.	1/3 okt.	2 okt.	1 okt.	2/3 okt.	1/3 okt.
			20		125		125				800				5k
		25	25			160	160	1k	1k	1k	1k			6,3k	6,3
	31,5		31,5				200				1,25		8k		8k
		40	40	250	250	250	250			1,6k	1,6k			10k	10k
			50				315		2k		2k				12,5k
63	63	63	63			400	400			2,5k	2,5k	16k	16k	16k	16k
			80		500		500				3,15				20k
		100	100			630	630	4k	4k	4k	4k				

- **Parametrický ekvalizér:** Parametrické ekvalizéry umožňují individuální nastavení všech parametrů – přenosu, rezonančního/mezního kmitočtu i šířky pásma. Díky tomu lze těmito ekvalizéry korigovat tvar modulové charakteristiky téměř přesně a jejich použití je často výhodnější než při volbě grafického ekvalizéru. Nastavování a realizace je však složitější než je tomu u grafických ekvalizérů, proto je výhodné jejich použití pro korekci modulové charakteristiky s menším počtem maxim a minim přenosu. Počet kmitočtových pásem je u parametrických ekvalizérů nejčastěji v rozmezí od 3 do 7, která jsou zvolena tak, aby se značně překrývala. Obvykle je první filtr typu low-shelving, poslední typu high-shelving, ostatní jsou pak typu peak. Hodnota Q je obvykle nastavitelná v rozmezí přibližně 0,7 až 5. Řízení parametrů je možné realizovat buď plynule nebo po krocích. Používají se k obecným úpravám kmitočtového spektra signálu.[4, 8, 13]
- **Kvaziparametrický ekvalizér (ekvalizér s nastavitelným kmitočtem):** Kvaziparametrický ekvalizér patří do podkategorie parametrických ekvalizérů. Jedná se jeho variantu, která má omezením v nastavení parametrů. Lze u nich nastavovat pouze přenos a rezonanční či mezní kmitočty, šířka pásma je pevně dána. Jeho využití je pro potlačení zpětné vazby nebo pro potlačení rezonančních kmitočtů nástrojů.[4, 13]

2 Praktický postup realizace obecných charakteristik

Hlavním bodem praktické části práce je představení zjištěných metodik, pomocí kterých lze při návrhu filtrů s obecnými kmitočtovými charakteristikami postupovat. Tyto metody vychází z teoretických poznatků o spojování bloků uvedených v kap. 1.5 a můžeme je rozdělit na:

- **Metoda č. 1:** Výchozím předmětem pro realizaci je vzorová modulová charakteristika, definována lineárními úseky s danými mezními kmitočty (tzv. Bodeho charakteristika). Jestliže se jedná o jednoduchou charakteristiku, můžeme z ní ve většině případů přímo vyčíst, jaké základní typy dílčích filtrů zvolit a zda tyto dílčí bloky řadit kaskádně či paralelně (detailnější popis vlivu řazení na výsledný přenos je uveden v kap. 1.5).
- **Metoda č. 2:** Jedná se opět o realizaci pomocí zapojení jednoduchých filtrů, avšak jejich typ a řazení není určen přímým vyčtením ze vzorové charakteristiky, ale jejím přepsáním do přenosové funkce, která je následně rozložena a porovnána s přenosovými funkcemi základních filtrů. Je tak možné realizovat i vzorovou charakteristiku, u které nejsou dílčí bloky na první pohled zřejmé.
- **Metoda č. 3:** Tato metoda je počátečními body postupu obdobná metodě č. 2, následná realizace je však provedena pomocí nekaskádní syntézy. Nejprve je ze vzorové charakteristiky získána přenosová funkce. Vyjádření této přenosové funkce hodnotami pólů a nulových bodů je následně převedeno na vyjádření pomocí polynomiálních koeficientů. Pro realizaci nekaskádní syntézou je vhodné vybrat jako výchozí strukturu nejobecnější typ – strukturu GFLF. Řád této struktury odpovídá řádu vzorové charakteristiky. Přenosová funkce struktury (1.25) je upravena do tvaru s rozepsáním všech členů, přičemž bloky K_i představují integrátory ($1/s$). Porovnáním této přenosové funkce s přenosovou funkcí vzorové charakteristiky získáme koeficienty zpětných a dopředných vazeb F a D .

V rámci metody č. 1 byla provedena analýza jednoduchých charakteristik, které je možné realizovat kombinací dvou základních typů filtrů. Pro metody č. 2 a č. 3 je níže uveden ukázkový postup realizace. Pro všechny tyto ukázkové charakteristiky jsou následně představena obvodová řešení a provedena počítačová simulace ověřující správnost teoretických předpokladů.

2.1 Metoda č. 1 – přehled možných kombinací

Při analýze možností získání obecných kmitočtových charakteristik pomocí metody č. 1 bylo vytvořeno celkem 13 ukázek. Další charakteristiky by byly svým principem získání analogické k těmto ukázkovým. Pro vykreslení modulové a argumentové charakteristiky, každého z těchto syntetizovaných filtrů, byla vytvořena funkce v prostředí programu Matlab (příloha A.1). Pro větší přehlednost jsou tyto ukázky rozděleny podle typu použité syntézy:

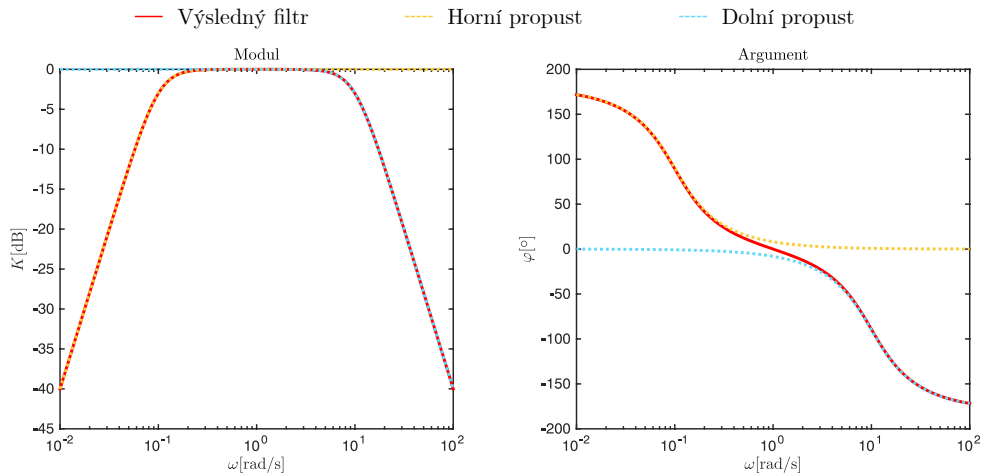
2.1.1 Řazení kaskádní

Ukázka č. 1

Tato charakteristika je získána pomocí kaskádní syntézy filtrů typu horní propust a typu dolní propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.1. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.1.

Tab. 2.1: Ukázka č. 1 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Dolní propust	1	10	0,707



Obr. 2.1: Ukázka č. 1 – modulová a argumentová charakteristika

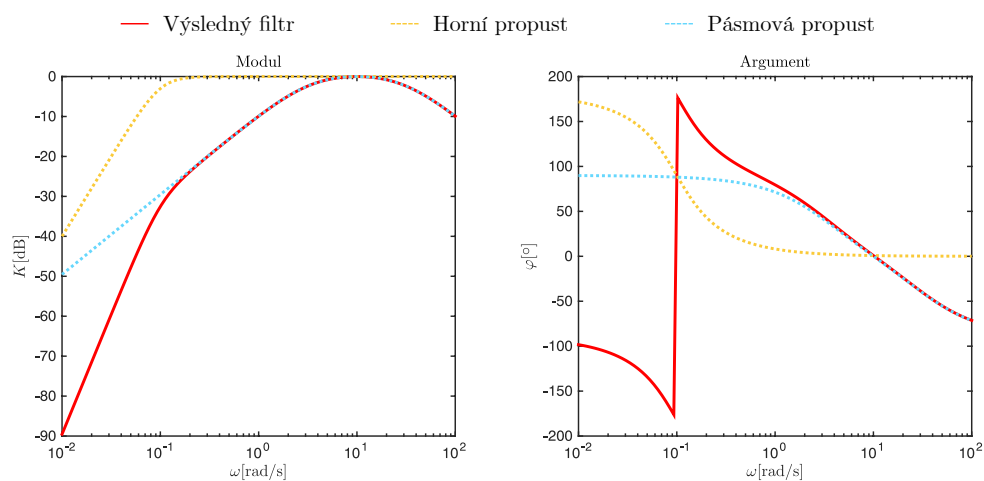
Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh se strmostí 40 dB/dek. po kmitočet $\omega_{0(\text{HP})}$, kde se ustálí. Od tohoto mezního kmitočtu po kmitočet $\omega_{0(\text{DP})}$ má charakteristika jednotkový přenos. Za mezním kmitočtem $\omega_{0(\text{DP})}$ charakteristika se strmostí 40 dB/dek. klesá. Výsledný filtr tak můžeme nazvat jako široká pásmová propust.

Ukázka č. 2

Tato charakteristika je získána pomocí kaskádního řazení filtrů typu horní propust a typu pásmová propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.2. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.2.

Tab. 2.2: Ukázka č. 2 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Pásmová propust	1	10	0,3



Obr. 2.2: Ukázka č. 2 – modulová a argumentová charakteristika

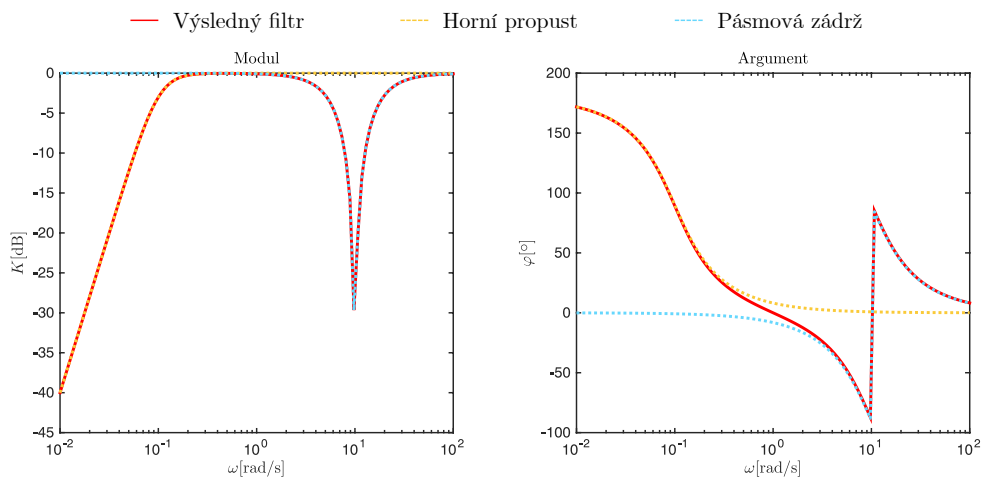
Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh po kmitočet $\omega_{0(\text{HP})}$ se strmostí 60 dB/dek., po kmitočet $\omega_{0(\text{PP})}$ se strmostí 20 dB/dek. Za mezním kmitočtem $\omega_{0(\text{PP})}$ charakteristika klesá se strmostí 20 dB/dek.

Ukázka č. 3

Tato charakteristika je získána pomocí kaskádního řazení filtrů typu horní propust a typu pásmová zadrž. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.3. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.3.

Tab. 2.3: Ukázka č. 3 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Pásmová zadrž	1	10	0,707

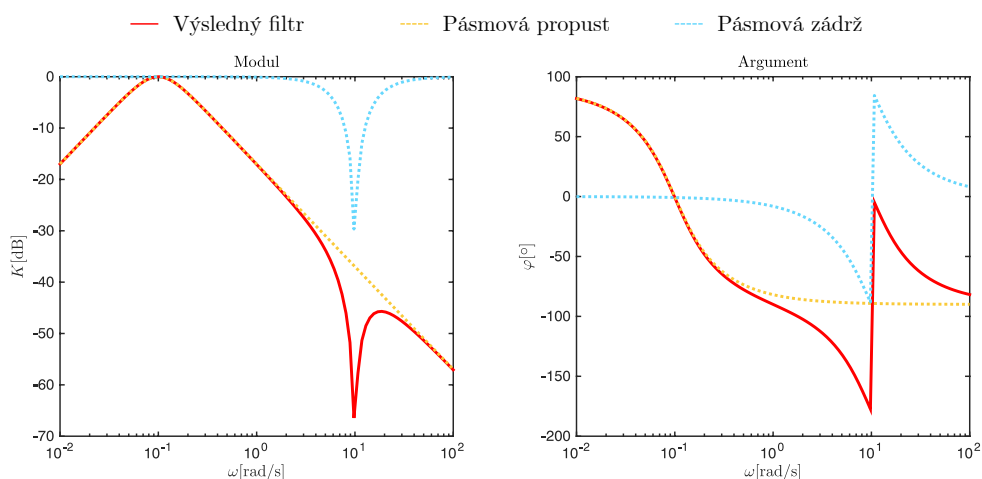


Obr. 2.3: Ukázka č. 3 – modulová a argumentová charakteristika

Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh se strmostí 40 dB/dek. po kmitočet $\omega_{0(\text{HP})}$, kde se ustálí. Od tohoto mezního kmitočtu po jednu dekádu má charakteristika jednotkový přenos. Následující dekádu po kmitočet $\omega_{0(\text{PZ})}$ charakteristika klesá se strmostí 40 dB/dek. Za tímto kmitočtem po jednu dekádu charakteristika se strmostí 40 dB/dek. stoupá. Následně má charakteristika opět jednotkový přenos.

Ukázka č. 4

Tato charakteristika je získána pomocí kaskádního řazení filtrů typu pásmová propust a typu pásmová zadrž. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.4. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.4.



Obr. 2.4: Ukázka č. 4 – modulová a argumentová charakteristika

Tab. 2.4: Ukázka č. 4 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Pásmová propust	1	0,1	0,707
Pásmová zadrž	1	10	0,707

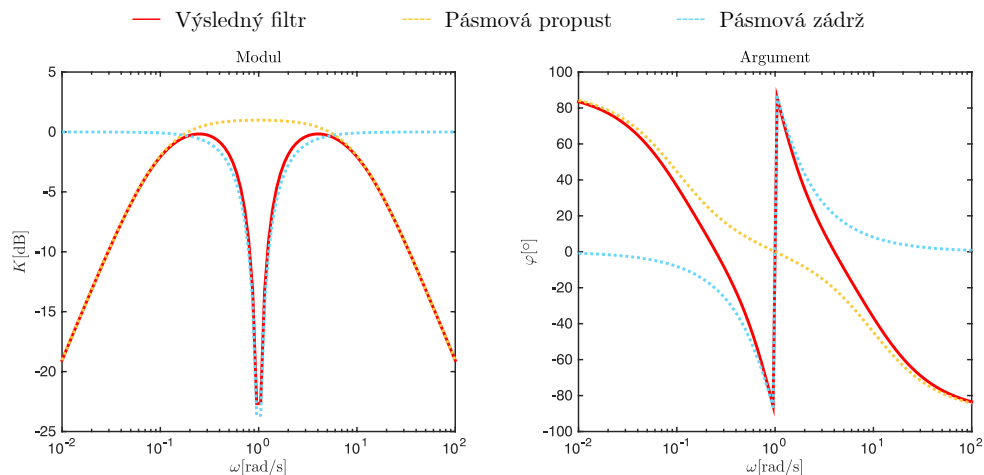
Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh se strmostí 20 dB/dek. po kmitočet $\omega_{0(PP)}$, kde se ustálí. Od tohoto mezního kmitočtu po jednu dekádu charakteristika se strmostí 20 dB/dek. klesá. Následující dekádu charakteristika klesá se strmostí 40 dB/dek. po kmitočet $\omega_{0(PZ)}$. V tomto bodě je $K[\text{dB}] = -67 \text{ dB}$. Za tímto kmitočtem charakteristika se strmostí 40 dB/dek. stoupne o 21 dB a dále klesá se strmostí 20 dB/dek.

Ukázka č. 5

Tato charakteristika je získána pomocí kaskádního řazení filtrů typu pásmová propust a typu pásmová zadrž. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.5. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.5.

Tab. 2.5: Ukázka č. 5 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Pásmová propust	1,12	1	0,1
Pásmová zadrž	1	1	0,707



Obr. 2.5: Ukázka č. 5 – modulová a argumentová charakteristika

Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh se strmostí 20 dB/dek. po kmitočet $\omega = 10^{-1}$. Následující dekádu se charakteristika nejprve ustálí na hodnotu $K[\text{dB}] = 0 \text{ dB}$ a poté klesá na hodnotu $K[\text{dB}] = -23 \text{ dB}$. Charakteristika dále pokračuje zrcadlově k předchozímu průběhu – tzn. od kmitočtu $\omega_{0(\text{PP})}$, $\omega_{0(\text{PZ})}$ opět stoupá na hodnotu $K[\text{dB}] = 0 \text{ dB}$ a následně má se strmostí 20 dB/dek. klesající průběh.

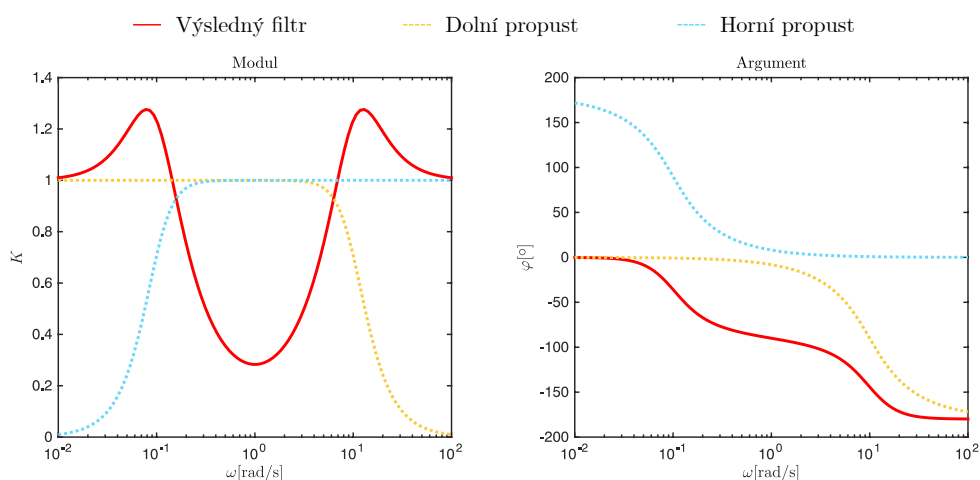
2.1.2 Řazení paralelní (odečítání)

Ukázka č. 6

Tato charakteristika je získána pomocí odečítacího paralelního řazení filtrů typu horní propust a typu dolní propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.6. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.6.

Tab. 2.6: Ukázka č. 6 – parametry dílčích filtrů

Filtr	$K_0 [-]$	$\omega_0 [\text{rad/s}]$	$Q [-]$
Horní propust	1	0,1	0,707
Dolní propust	1	10	0,707



Obr. 2.6: Ukázka č. 6 – modulová a argumentová charakteristika

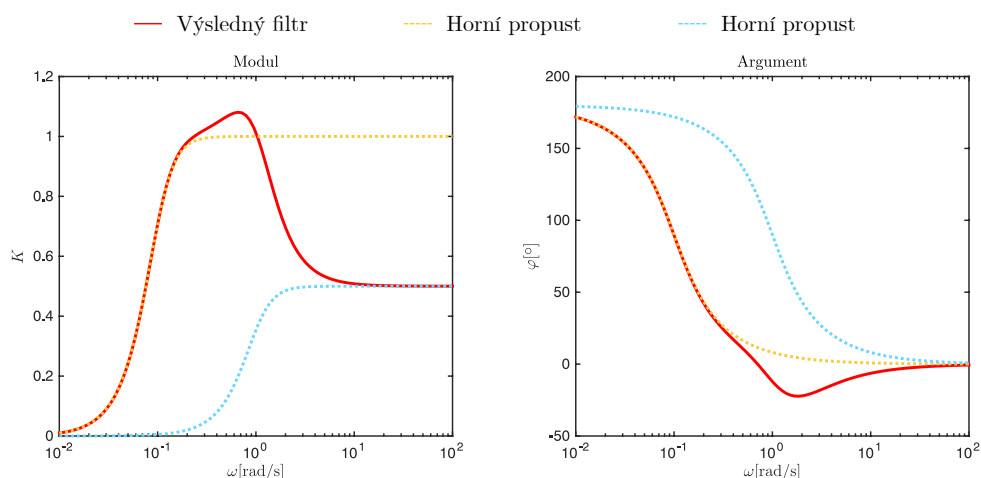
Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má nejprve před mezním kmitočtem $\omega_{0(\text{HP})}$ mírné stoupání, kdy dosáhne maxima $K = 1,27$. Za tímto kmitočtem charakteristika po jednu dekádu klesá na hodnotu $K = 0,28$. Následující dekádu charakteristika opět stoupá a za mezním kmitočtem $\omega_{0(\text{DP})}$ dosáhne maxima $K = 1,27$. Poté dochází k poklesu na hodnotu $K = 1$ a ustálení charakteristiky.

Ukázka č. 7

Tato charakteristika je získána pomocí odečítacího paralelního řazení dvou filtrů typu horní propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.7. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.7.

Tab. 2.7: Ukázka č. 7 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Horní propust	0,5	1	0,707



Obr. 2.7: Ukázka č. 7 – modulová a argumentová charakteristika

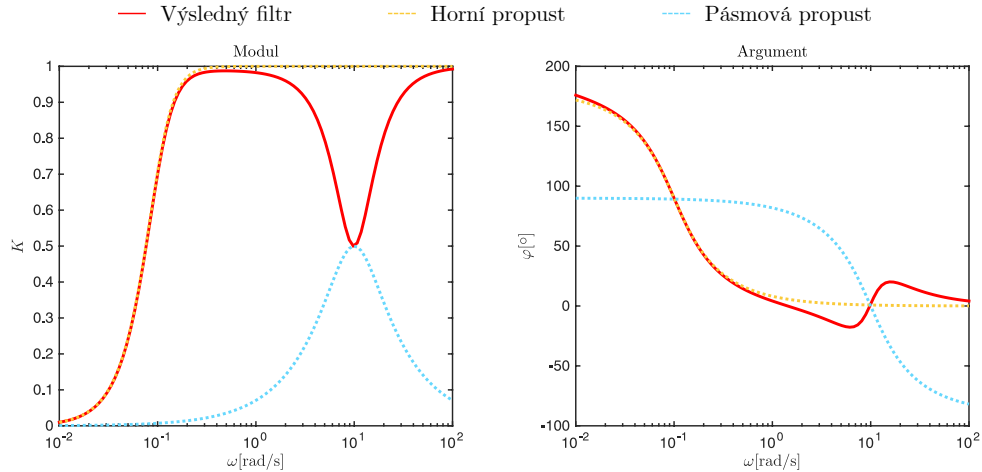
Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh se strmostí 40 dB/dek. po kmitočtu $\omega_{0(\text{HP}-1)}$. Za tímto kmitočtem nedojde k ustálení charakteristiky, nýbrž k dalšímu, avšak jen mírnému stoupání, v důsledku vlivu přechodného pásma druhého filtru. Od mezního kmitočtu $\omega_{0(\text{HP}-2)}$ charakteristika klesá na zvolenou hodnotu zesílení ($K = 0,5$). Zde dochází k ustálení charakteristiky. Filtr typu horní propust s mezním kmitočtem $\omega_{0(\text{HP}-2)}$ můžeme díky paralelnímu spojení s propustným pásmem prvního filtru nazvat jako filtr typu hi-shelving. Mírné převýšení charakteristiky před kmitočtem $\omega_{0(\text{HP}-2)}$ je způsobeno zvolenými parametry filtru (HP-2), lze jej eliminovat buď snížením hodnoty činitele jakosti Q , nebo použitím filtru 1. řádu.

Ukázka č. 8

Tato charakteristika je získána pomocí odečítacího paralelního řazení filtru typu horní propust a typu pásmová propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.8. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.8.

Tab. 2.8: Ukázka č. 8 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Pásmová propust	0,5	10	0,707



Obr. 2.8: Ukázka č. 8 – modulová a argumentová charakteristika

Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh se strmostí 40 dB/dek. po kmitočet $\omega_{0(\text{HP})}$. Za tímto kmitočtem je po jednu dekádu relativně ustálený průběh s přenosem $K = 0,98$. Od kmitočtu $\omega = 10^0$ po mezní kmitočet $\omega_{0(\text{PP})}$ dochází k poklesu charakteristiky na zvolenou hodnotu zesílení $K = 0,5$. Za tímto bodem charakteristika po jednu dekádu stoupá a dochází k ustálení charakteristiky na jednotkový přenos. Filtr typu pásmová propust můžeme díky paralelnímu spojení s propustným pásmem prvního filtru nazvat jako filtr typu peak.

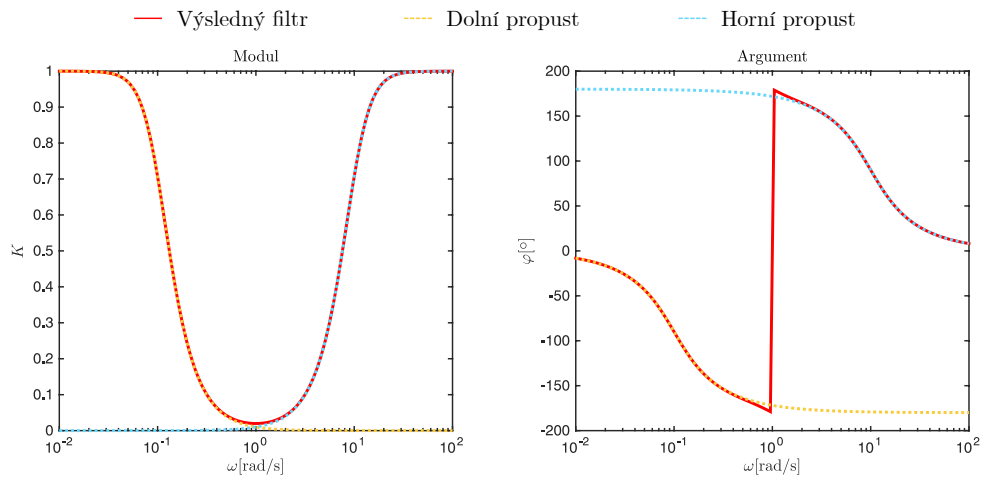
2.1.3 Řazení paralelní (sčítání)

Ukázka č. 9

Tato charakteristika je získána pomocí sčítacího paralelního řazení filtru typu dolní propust a typu horní propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.9. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.9.

Tab. 2.9: Ukázka č. 9 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Dolní propust	1	0,1	0,707
Horní propust	1	10	0,707

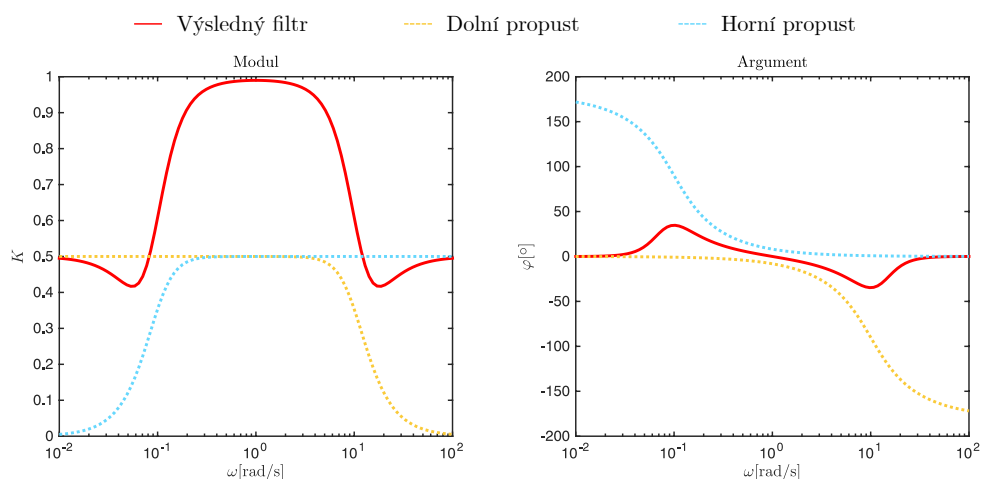


Obr. 2.9: Ukázka č. 9 – modulová a argumentová charakteristika

Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má nejprve jednotkový přenos. Od mezního kmitočtu $\omega_{0(\text{DP})}$ charakteristika klesá se strmostí 40 dB/dek. po jednu dekádu až na hodnotu $K = 0,02$. Od tohoto bodu po mezní kmitočet $\omega_{0(\text{HP})}$ charakteristika se strmostí 40 dB/dek. opět stoupá. Od kmitočtu $\omega_{0(\text{DP})}$ dochází k ustálení charakteristiky a dále má charakteristika jednotkový přenos. Výsledný filtr můžeme nazvat jako široká pásmová zadrž.

Ukázka č. 10

Tato charakteristika je získána pomocí sčítacího paralelního řazení filtru typu dolní propust a typu horní propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.10. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.10.



Obr. 2.10: Ukázka č. 10 – modulová a argumentová charakteristika

Tab. 2.10: Ukázka č. 10 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	0,5	0,1	0,707
Dolní propust	0,5	10	0,707

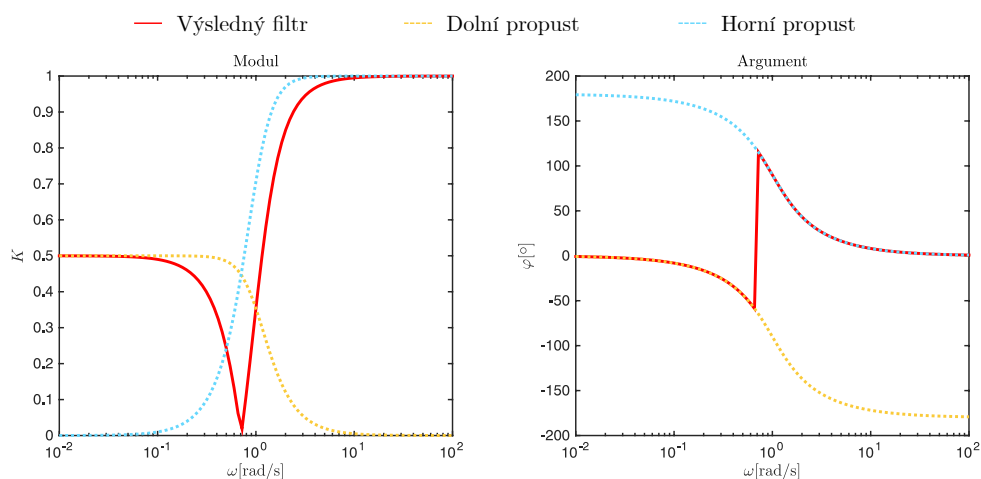
Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má nejprve přenos $K = 0,5$. Před mezním kmitočtem $\omega_{0(\text{HP})}$ dochází k mírnému poklesu charakteristiky a následnému stoupání. Od mezního kmitočtu $\omega_{0(\text{HP})}$ po jednu dekádu má charakteristika stoupající průběh. Od bodu, kdy dosáhne maxima, po mezní kmitočet $\omega_{0(\text{DP})}$ dochází ke klesání. Za tímto kmitočtem je ještě mírný pokles charakteristiky a následné ustálení na hodnotu $K = 0,5$.

Ukázka č. 11

Tato charakteristika je získána pomocí sčítacího paralelního řazení filtru typu dolní propust a typu horní propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.11. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.11.

Tab. 2.11: Ukázka č. 11 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	1	1	0,707
Dolní propust	0,5	1	0,707



Obr. 2.11: Ukázka č. 11 – modulová a argumentová charakteristika

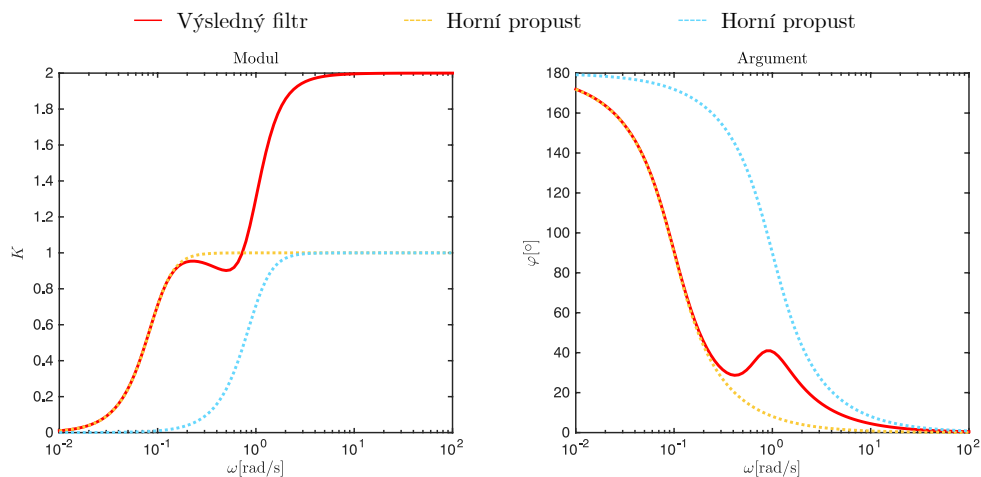
Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má nejprve přenos $K = 0,5$. Od kmitočtu $\omega = 10^{-1}$ dochází ke klesání charakteristiky až na hodnotu zesílení $K = 0,2$. Od tohoto bodu charakteristika stoupá až do kmitočtu $\omega = 10^1$, kde dochází k ustálení charakteristiky. Dále má charakteristika jednotkový přenos.

Ukázka č. 12

Tato charakteristika je získána pomocí sčítacího paralelního řazení dvou filtrů typu horní propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.12. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.12.

Tab. 2.12: Ukázka č. 12 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Horní propust	1	1	0,707



Obr. 2.12: Ukázka č. 12 – modulová a argumentová charakteristika

Tato ukázka je obdobná ukázce č. 7 (sčítání větví namísto odečítání). Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh se strmostí 40 dB/dek. po kmitočtu $\omega_{0(\text{HP}-1)}$. Za tímto kmitočtem nedojde k ustálení charakteristiky, nýbrž k mírnému poklesu charakteristiky, v důsledku vlivu přechodného pásma druhého filtru. Od mezního kmitočtu $\omega_{0(\text{HP}-2)}$ charakteristika stoupá o zvolenou hodnotu zesílení (na hodnotu $K = 2$). Zde dochází k ustálení charakteristiky. Filtr typu horní propust s mezním kmitočtem $\omega_{0(\text{HP}-2)}$ můžeme díky paralelnímu spojení s propustným pásmem prvního filtru nazvat jako filtr typu hi-shelving. Mírný pokles charakteristiky před kmitočtem $\omega_{0(\text{HP}-2)}$ je způsoben zvolenými parametry

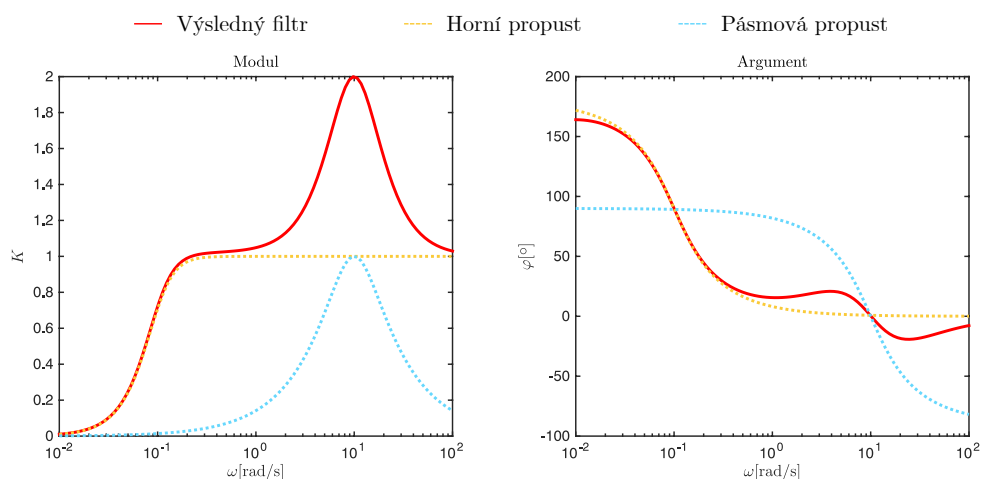
filtru (HP-2), lze jej eliminovat buď snížením hodnoty činitele jakosti Q , nebo použitím filtru 1. řádu.

Ukázka č. 13

Tato charakteristika je získána pomocí sčítacího paralelního řazení filtru typu horní propust a typu pásmová propust. Výsledná modulová a argumentová charakteristika je zobrazena na Obr. 2.13. Parametry dílčích filtrů jsou uvedeny v Tab. 2.13.

Tab. 2.13: Ukázka č. 13 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	ω_0 [rad/s]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Pásmová propust	1	10	0,707



Obr. 2.13: Ukázka č. 13 – modulová a argumentová charakteristika

Tato ukázka je obdobná ukázce č. 8 (sčítání větví namísto odečítání). Modulová charakteristika výsledné přenosové funkce má stoupající průběh se strmostí 40 dB/dek. po kmitočet $\omega_{0(\text{HP})}$. Za tímto kmitočtem je po jednu dekádu relativně ustálený průběh s přenosem okolo $K = 1$. Od kmitočtu $\omega = 10^0$ po mezní kmitočet $\omega_{0(\text{PP})}$ dochází ke stoupání charakteristiky o zvolenou hodnotu zesílení (na hodnotu $K = 2$). Za tímto bodem charakteristika po jednu dekádu klesá a dochází k ustálení charakteristiky na jednotkový přenos. Filtr typu pásmová propust můžeme díky paralelnímu spojení s propustným pásmem prvního filtru nazvat jako filtr typu peak.

2.2 Metoda č. 2 a č. 3 – ukázkový postup realizace

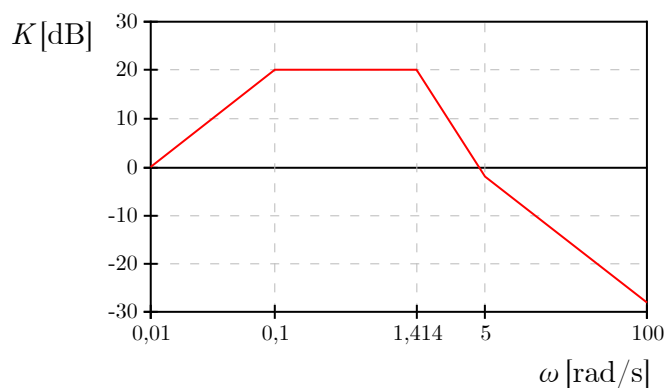
Část postupu realizace je u těchto metod společná. Pomocí vzorové – Bodeho – charakteristiky je potřeba určit póly a nulové body přenosu, a z nich následně napsat přenosovou funkci charakteristiky. Tuto získanou přenosovou funkci pak můžeme realizovat rozložením na dílčí filtry (metoda č. 2) nebo nekaskádní strukturou (metoda č. 3). Níže uveden ukázkový postup.

2.2.1 Určení přenosové funkce z Bodeho charakteristiky

Přenosová funkce vyjádřená pomocí nul a pólů má obecně tvar [21]:

$$K(s) = K_0 \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{i=1}^n (s - p_i)} \quad (2.1)$$

Nechť Obr. 2.14 je vzorovou charakteristikou:



Obr. 2.14: Ukázka č. 14 – vzorová charakteristika

Pak mezní kmitočty jsou:

$$\omega_1 = 0 \text{ rad/s} \quad \omega_2 = 0,1 \text{ rad/s} \quad \omega_3 = 1,414 \text{ rad/s} \quad \omega_4 = 5 \text{ rad/s}$$

Mezní kmitočty ω_1 představuje počátek charakteristiky, který nelze pomocí Bodeho charakteristiky vykreslit ($\lim_{x \rightarrow 0} \log_{10}(x) = -\infty$). Bez definování pólů a nul v tomto počátku bychom nemohli realizovat počáteční strmost charakteristiky.

Počet pólů a nulových bodů je určen strmostí podle vztahu:

$$N = \frac{|\text{strmost před } \omega_0 - \text{strmost za } \omega_0|}{20 \text{ dB/dek.}} \quad (2.2)$$

Z rovnice 2.2 vyplývá:

ω_1 – jeden nulový bod

ω_2 – jeden pól

ω_3 – dva póly

ω_4 – jeden nulový bod

Nyní potřebujeme určit konkrétní hodnoty pólů a nulových bodů. Pro určení této hodnoty platí vztahy:

jeden pól [21]:

$$p_1 = -\omega_0 \quad (2.3)$$

dva póly (nutno zvolit hodnotu Q) [21]:

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (2.4)$$

Jestliže zvolíme hodnotu $Q = 0,707$ (pro co nejplošší kmitočtovou odezvu v propustném pásmu viz. Butterworthova aproximace v kap. 1.3.4), z rovnic 2.3 a 2.4 získáme:

$$z_1 = 0$$

$$z_2 = -5$$

$$p_1 = -0,1$$

$$p_2 = -1 + j$$

$$p_3 = -1 - j$$

Nyní potřebujeme nalézt hodnotu K_0 . K jejímu získání je nutné znát přesnou hodnotu přenosové funkce (zesílení) na daném kmitočtu. Tu lze vyčíst z Bodeho charakteristiky, je však nutné brát v potaz její definovanost pouze lineárními úseky. Hodnotu K_0 proto počítáme na kmitočtu, který je dostatečně rozdílný oproti kmitočtům zlomu Bodeho charakteristiky (tedy pólů a nulových bodů), jinak by byl výpočet zatížen chybou.

Pro výpočet hodnoty K_0 platí vztah:

$$K_0 = |K(\omega)| \left| \frac{\prod_{i=1}^n (j\omega - p_n)}{\prod_{i=1}^m (j\omega - z_m)} \right| \quad (2.5)$$

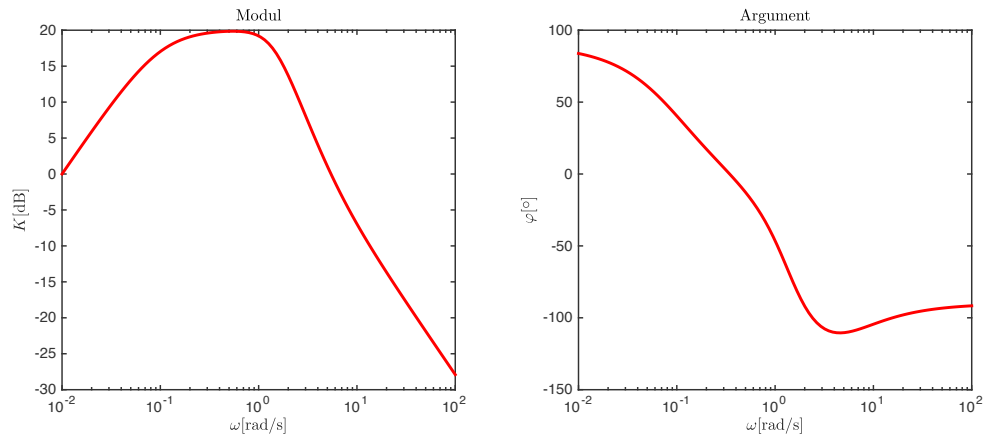
Pro výpočet jsou obvykle vhodné například ty úseky, kde je Bodeho charakteristika konstantní. V případě charakteristiky z Obr. 2.14 by se tedy jednalo například o kmitočet 1 rad/s. Vzhledem k tomu, že je jednodušší provést výpočet pro $K = 1$ a zadaná vzorová charakteristika touto hodnotou prochází na kmitočtu 0,01 rad/s, který je dostatečně vzdálen od zlomových kmitočtů, využijeme tento bod. Po dosazení hodnot $K(\omega) = 1$ a $\omega = 0,01$ rad/s do vztahu (2.5) získáme:

$$K_0 = 4,0199$$

Dosazením do rovnice 2.1 dostaneme výslednou přenosovou funkci:

$$\mathbf{K}(s) = 4,0199 \frac{(s + 5)s}{(s + 1 + j)(s + 1 - j)(s + 0,1)} \quad (2.6)$$

Kontrolní vykreslení charakteristik výsledné přenosové funkce 2.6.:



Obr. 2.15: Ukázka č. 14 – modulová a argumentová charakteristika

Po porovnání vzorové charakteristiky (Obr. 2.14) a charakteristiky získané kontrolním vykreslením výsledné přenosové funkce (Obr. 2.15) lze konstatovat, že pomocí výše uvedeného postupu se podařilo získat přenosovou funkci, která vzorové charakteristice plně odpovídá. Mezní kmitočty, strmost jednotlivých úseků i zesílení odpovídají definovaným lineárním úsekům ze vzorové charakteristiky.

2.2.2 Realizace pomocí dílčích filtrů (Metoda č. 2)

Přenosovou funkci (2.6), získanou z Bodeho charakteristiky, lze upravit do takového tvaru, který odpovídá kombinaci přenosových funkcí základních typů filtrů.

Tato úprava musí být provedena takovým způsobem, aby přenosová funkce obsahovala součiny a součty dílčích přenosových funkcí základních typů filtrů uvedených v Tab. 2.14. Porovnáním takto rozložené přenosové funkce s přenosovými funkcemi základních filtrů zjistíme typ řazení dílčích filtrů (kaskádní či paralelní) a také jejich parametry, potřebné k následné obvodové realizaci. Níže uvedena ukázka postupu.

Přenosové funkce základních typů filtrů mají tvar:

Tab. 2.14: Základní typy filtrů – přenosové funkce [8]

První řád	Druhý řád
$\mathbf{K}_{\text{DP1}}(s) = \frac{\omega_0}{s + \omega_0}$	$\mathbf{K}_{\text{DP2}}(s) = K_0 \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$
$\mathbf{K}_{\text{HP1}}(s) = \frac{s}{s + \omega_0}$	$\mathbf{K}_{\text{HP2}}(s) = K_0 \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$
	$\mathbf{K}_{\text{PP2}}(s) = K_0 \frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$
	$\mathbf{K}_{\text{PZ2}}(s) = K_0 \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$

Přenosovou funkci 2.6 upravíme na ekvivalentní tvar:

$$\mathbf{K}(s) = \frac{s}{s + 0,1} \left(\frac{4,0199s}{s^2 + 2s + 2} + \frac{20,0997}{s^2 + 2s + 2} \right) \quad (2.7)$$

Porovnáním ekvivalentního tvaru přenosové funkce 2.7 s přenosovými funkcemi v Tab.: 2.14 docházíme k závěrům:

$$\frac{s}{s + 0,1} \quad \rightarrow \text{filtr typu horní propust 1. řádu}$$

$$\frac{4,0199s}{s^2 + 2s + 2} \quad \rightarrow \text{filtr typu pásmová propust 2. řádu}$$

$$\frac{20,0997}{s^2 + 2s + 2} \quad \rightarrow \text{filtr typu dolní propust 2. řádu}$$

$$\mathbf{K}(s) = \mathbf{K}_{\text{HP1}}(s) \cdot \left(\mathbf{K}_{\text{PP2}}(s) + \mathbf{K}_{\text{DP2}}(s) \right) \quad (2.8)$$

Parametry jednotlivých filtrů získáme z přenosových funkcí:

Horní propust

$$\mathbf{K}_{\text{HP1}}(s) = \frac{s}{s + \omega_0} = \frac{s}{s + 0,1}$$

$$\omega_0 = 0,1 \text{ rad/s}$$

Pásmová propust

$$\mathbf{K}_{\text{PP2}}(s) = K_0 \frac{\frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} = \frac{4,0199s}{s^2 + 2s + 2}$$

$$\omega_0^2 = 2 \rightarrow \omega_0 = \sqrt{2} = 1,414 \text{ rad/s}$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = 2 \rightarrow Q = \frac{\omega_0}{2} = 0,707$$

$$K_0 \frac{\omega_0}{Q} = 4,0199 \rightarrow K_0 = \frac{4,0199 \cdot Q}{\omega_0} = 2,01$$

Dolní propust

$$\mathbf{K}_{\text{DP2}}(s) = K_0 \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} = \frac{20,0997}{s^2 + 2s + 2}$$

$$\omega_0^2 = 2 \rightarrow \omega_0 = \sqrt{2} = 1,414 \text{ rad/s}$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = 2 \rightarrow Q = \frac{\omega_0}{2} = 0,707$$

$$K_0 \omega_0^2 = 20,0997 \rightarrow K_0 = \frac{20,0997}{\omega_0^2} = 10,05$$

Struktura vzniklá pomocí metody č. 2 plně realizuje přenosovou funkci (2.6) a tedy i charakteristiku na Obr. 2.15.

2.2.3 Realizace pomocí nekaskádní struktury (Metoda č. 3)

Tato metoda využívá nekaskádní struktury Generalized Follow The Leader Feedback. Přenosová funkce získaná z Bodeho charakteristiky je upravena na vyjádření pomocí polynomiálních koeficientů. Následně je přenosová funkce struktury GFLF (1.25) přepsána do tvaru s rozepsáním všech členů. Bloky K_i představují integátory, jsou proto nahrazeny výrazem $1/s$. Dalším krokem je upravení této přenosové

funkce taktéž na vyjádření pomocí polynomiálních koeficientů. Porovnáním těchto přenosových funkcí získáme koeficienty zpětných a dopředných vazeb F a D . Níže uvedena ukázka postupu.

Přenosovou funkci 2.6 upravíme na vyjádření pomocí polynomiálních koeficientů:

$$\mathbf{K}(s) = \frac{4,0199s^2 + 20,0997s}{s^3 + 2,1s^2 + 2,2s + 0,2} \quad (2.9)$$

Řád struktury GFLF je roven řádu vzorové přenosové funkce. Ten je určen počtem pólů přenosové funkce 2.6. Řád je tedy roven $n = 3$.

Přenosová funkce struktury GFLF s rozepsáním všech členů:

$$\mathbf{K}(s) = \frac{D_0 + D_1K_1(s) + D_2K_1(s)K_2(s) + D_3K_1(s)K_2(s)K_3(s)}{1 + F_1K_1(s) + F_2K_1(s)K_2(s) + F_3K_1(s)K_2(s)K_3(s)} \quad (2.10)$$

Po dosazení: $K_i = \frac{1}{s}$:

$$\mathbf{K}(s) = \frac{D_0 + D_1\frac{1}{s} + D_2\left(\frac{1}{s}\right)^2 + D_3\left(\frac{1}{s}\right)^3}{1 + F_1\frac{1}{s} + F_2\left(\frac{1}{s}\right)^2 + F_3\left(\frac{1}{s}\right)^3} \quad (2.11)$$

Přenosovou funkci 2.11 upravíme na vyjádření hodnotami polynomiálních koeficientů:

$$\mathbf{K}(s) = \frac{D_0s^3 + D_1s^2 + D_2s + D_3}{s^3 + F_1s^2 + F_2s + F_3} \quad (2.12)$$

Po porovnání přenosových funkcí 2.12 a 2.9 získáme koeficienty zpětných (F) a dopředných vazeb (D):

$$D_0 = 0, \quad D_1 = 4,01999, \quad D_2 = 20,0997, \quad D_3 = 0 \\ F_1 = 2,1, \quad F_2 = 2,2, \quad F_3 = 0,2$$

Struktura vzniklá pomocí metody č. 3 plně realizuje přenosovou funkci (2.6) a tedy i charakteristiku na Obr. 2.15.

2.3 Použité stavební bloky pro obvodová řešení

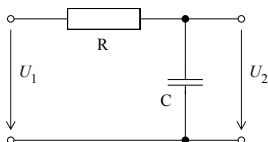
V této kapitole jsou představeny základní bloky pro obvodovou realizaci výsledků dříve představených návrhových metod.

2.3.1 RC filtry 1. řádu

Tyto filtry obsahují minimálně jeden rezistor a jeden kapacitor. Pomocí přenosové funkce prvního řádu lze realizovat filtry DP a HP, nelze však realizovat filtry typu PP a PZ. [8]

Dolní propust

Schéma zapojení:



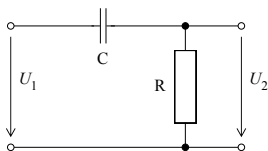
Obr. 2.16: Zapojení filtru RC (DP) [8]

Přenosová funkce: [8]

$$\mathbf{K}(s) = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} = \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \quad (2.13)$$

Horní propust

Schéma zapojení:



Obr. 2.17: Zapojení filtru RC (HP) [8]

Přenosová funkce: [8]

$$\mathbf{K}(s) = \frac{s}{s + \omega_0} = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} \quad (2.14)$$

Hodnota rezonančního kmitočtu f_0 (platí pro DP i HP): [8]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}} \quad (2.15)$$

2.3.2 ARC filtry 2. řádu

Pro realizaci přenosové funkce druhého řádu tato práce využívá aktivních filtrů ARC – konkrétně obvodů Sallen-Key a Multiple-Feedback. Následující řádky popisují tento typ filtrů blíže.

Princip funkce

Filtry ARC jsou analogické k filtrům RLC, základní princip jejich funkce spočívá v náhradě cívky pomocí zapojení aktivního prvku se dvěma rezistory a kapacitami. Nahrazení cívky lze provést dvěma způsoby. Prvním principem je využití obvodu, který přímo nahrazuje cívku jako dvojpól a vykazuje mezi svorkami příslušnou indukčnost. Druhý způsob spočívá v nahrazení cívky nepřímo. Nahrazení je provedeno pomocí transformace výchozího RLC obvodu na ekvivalentně se chovající strukturu RCD, která indukční prvek neobsahuje, ale potřebuje syntetický prvek D (dvojný kapacitor). Oba tyto způsoby náhrady cívek mají velké množství variant zapojení.[8]

Zapojení Sallen-Key a Multiple-Feedback

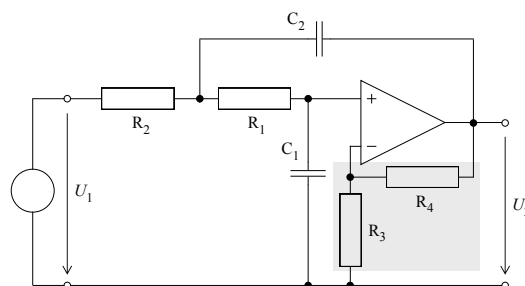
Pro realizaci filtrů typu dolní propust a typu horní propust bylo zvoleno obvodové řešení Sallen-Key, pro realizaci filtrů typu pásmová propust a typu pásmová zadrž byla zvolena varianta zapojení známá jako obvod Multiple-Feedback. Pro jednotlivé typy filtrů jsou níže uvedena schémata zapojení a vztahy pro výpočet hodnot součástek.

Pro výpočet jsou nejprve zavedeny poměrové veličiny: [8]

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1}, \quad \beta = \frac{C_2}{C_1}, \quad \gamma = \frac{R_4}{R_3} \quad (2.16)$$

Dolní propust

Schéma zapojení dolní propusti:



Obr. 2.18: Zapojení Sallen-Key (DP) [8]

Hodnota rezonančního kmitočtu f_0 a činitele jakosti Q : [8]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{\alpha\beta}}{\alpha(1-\beta\gamma)+1} \quad (2.17)$$

Přenosová funkce: [8]

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(s) &= K_0 \frac{\omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \\ &= \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}{s^2 + s\frac{C_1(R_1+R_2) - \frac{R_2C_2R_4}{R_3}}{R_1R_2C_1C_2} + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \end{aligned} \quad (2.18)$$

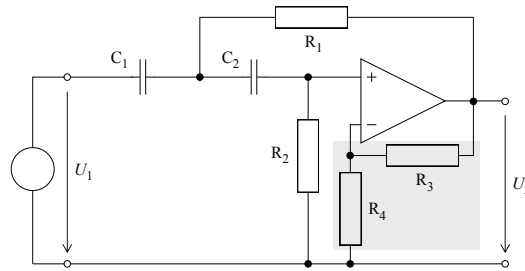
Postup výpočtu (vstupní údaje f_0 , Q , K_0):

Tab. 2.15: Výpočet hodnot součástí (DP) [8]

<p><u>1. Výpočet β_{\min}:</u> pro $Q < 15$: $\beta_{\min} = 4Q^2$, $K_0 = 1$, $\gamma = 0$ ($R_3 = \infty$, $R_4 = 0$) pro $Q < 25$: $\beta_{\min} = Q^2$, $K_0 = 1 + \gamma$, $\gamma = 1/Q^2$</p>
<p><u>2. Volba C_1 a C_2:</u> $C = 10^{-7}/\sqrt{f_0}$, $C_{1\max} = C/\sqrt{\beta_{\min}}$, $C_{2\min} = C\sqrt{\beta_{\min}}$ Skutečné hodnoty volíme z dostupných řad blízko vypočítaným tak, aby $\beta \geq \beta_{\min}$.</p>
<p><u>3. Stanovení α:</u> pro $\beta = \beta_{\min}$: $\alpha = 1$ pro $\beta = \beta_{\min}$: $\gamma = 0$: $\alpha = 1/(\sqrt{\beta}/(2Q) + \sqrt{\beta/(4Q^2) - 1})^2$ $\gamma = 1/Q^2$: $\alpha = 4/(\sqrt{\beta}/(2Q) + \sqrt{\beta/(4Q^2) + 4(\beta/(4Q^2) - 1)})^2$</p>
<p><u>4. Výpočet R_1 a R_2:</u> $R = 1/(2\pi f_0\sqrt{C_1C_2})$, $R_1 = R/\sqrt{\alpha}$, $R_2 = R\sqrt{\alpha}$</p>
<p><u>5. Volba R_3 a R_4:</u> Volíme pouze při požadavku minimalizace offsetu nebo změně zesílení filtru, jinak je lze ze zapojení vypustit (Obr. 2.18 bez šedé části). $K_0 = 1 + R_4/R_3$</p>

Horní propust

Schéma zapojení horní propusti:



Obr. 2.19: Zapojení Sallen-Key (HP) [8]

Hodnota rezonančního kmitočtu f_0 a činitele jakosti Q : [8]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{\alpha\beta}}{\alpha(1+\beta) - \gamma} \quad (2.19)$$

Přenosová funkce: [8]

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(s) &= K_0 \frac{s^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \\ &= \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \frac{s^2}{s^2 + s \frac{R_1(C_1 + C_2) - \frac{R_2 C_1 R_3}{R_4}}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \end{aligned} \quad (2.20)$$

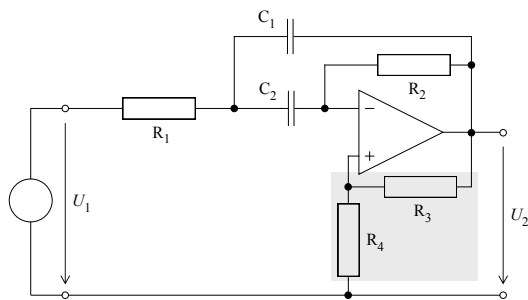
Postup výpočtu (vstupní údaje f_0 , Q , K_0):

Tab. 2.16: Výpočet hodnot součástek (HP) [8]

<p>1. Výpočet α:</p> <p>pro $Q < 15$: $\alpha_{\min} = 4Q^2$, $K_0 = 1$, $\gamma = 0$ ($R_3 = 0$, $R_4 = \infty$)</p> <p>pro $Q < 25$: $\alpha_{\min} = Q^2$, $K_0 = 1 + \gamma$, $\gamma = 1/Q^2$</p>
<p>2. Volba C_1 a C_2:</p> <p>$C_1 = C_2 = C = 3 \cdot 10^{-7} / \sqrt{f_0}$, $C_{\min} > 4 \cdot 10^{-11} Q^2$</p> <p>Skutečné hodnoty volíme z dostupných řad blízko hodnotě C tak, aby $C > C_{\min}$.</p>
<p>3. Výpočet R_1 a R_2:</p> <p>$R = 1 / (2\pi f_0 \sqrt{C_1 C_2})$, $R_1 = R / \sqrt{\alpha}$, $R_2 = R \sqrt{\alpha}$</p>
<p>4. Volba R_3 a R_4:</p> <p>Volíme pouze při požadavku minimalizace offsetu nebo změně zesílení filtru, jinak je lze ze zapojení vypustit (Obr. 2.19 bez šedé části).</p> <p>$K_0 = 1 + R_3/R_4$</p>

Pásmová propust

Schéma zapojení pásmové propusti:



Obr. 2.20: Zapojení Multiple-Feedback (PP) [8]

Hodnota rezonančního kmitočtu f_0 a činitele jakosti Q : [8]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{\alpha\beta}}{\beta(1 - \alpha\gamma) + 1} \quad (2.21)$$

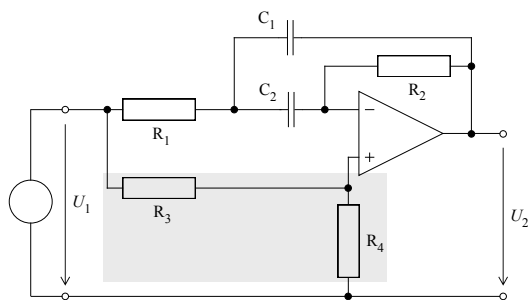
Přenosová funkce: [8]

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(s) &= K_0 \frac{\frac{s\omega_0}{Q}}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \\ &= \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \frac{sR_1C_1}{s^2 + s\frac{R_1(C_1 + C_2) - \frac{R_2C_2R_4}{R_3}}{R_1R_2C_1C_2} + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Postup výpočtu hodnot součástek stejný jako Tab. 2.16.

Pásmová zadrž

Schéma zapojení pásmové zadrž:



Obr. 2.21: Zapojení Multiple-Feedback (PZ) [8]

Hodnota rezonančního kmitočtu f_0 a činitele jakosti Q : [8]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{\alpha\beta}}{\beta + 1} \quad (2.23)$$

Přenosová funkce: [8]

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(s) &= K_0 \frac{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q_N} + \omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (Q_N = \infty \text{ za podmíněk } \beta = 1 \text{ a } 2\gamma = \alpha) \\ &= \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \frac{s^2 + s \frac{R_1(C_1 + C_2) - \frac{R_2 C_2 R_3}{R_4}}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Postup výpočtu hodnot součástek stejný jako Tab. 2.16 (body 1 – 3). Volba hodnot R_3 a R_4 se provádí následujícím způsobem: [8]

$$R_4 = R_2, \quad R_3 = R_4/\gamma = 2R_1 \quad (2.25)$$

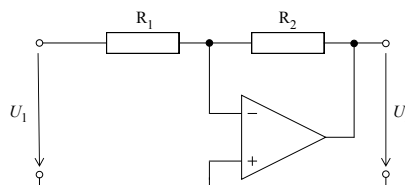
Typ operačního zesilovače

Aktivní prvky jsou hlavními stavebními prvky ARC filtrů a tak se u nich projevuje nejvíce reálných vlivů, které omezují vlastnosti filtrů. Pro kmitočtové pásmo do 1 MHz je ve většině případů nejvíce vhodné použít běžný operační zesilovač s napětovou zpětnou vazbou. Tyto zesilovače jsou levné, dostupné a pro toto použití plně dostačující.[8]

Výběr konkrétního typu operačního zesilovače byl proveden na základě doporučení v lit. č. 8 – „Na základě předchozích závěrů potvrzených řadou praktických zkušeností lze doporučit použití následujících OZ: Pro oblast kmitočtů do 100 kHz až 1 MHz se ukázalo jako nevhodnější pro většinu úloh použití bifetových OZ typu **TL 080** až **84** s jedním až čtyřmi OZ v jednom pouzdře..“[8]

2.3.3 Invertující zesilovač

Jedná se o jedno z nejčastějších zapojení OZ. Výstupní napětí je rovno vstupnímu napětí vynásobeném zápornou konstantou, která je dána poměrem R_2/R_1 . [16] Zapojení invertujícího zesilovače je na následujícím schématu:

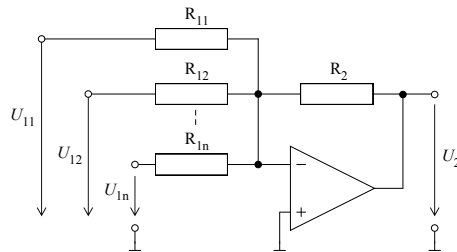


Obr. 2.22: Zapojení invertujícího zesilovače [16]

2.3.4 Sumační a rozdílový blok

Pro realizaci paralelního spojení se v obvodovém zapojení kromě dílčích filtrů využívá sumačního či rozdílového bloku – na základě toho, zda se jedná o paralelní syntézu se sčítáním větví nebo jejich odečítáním. Tato práce využívá součtového a rozdílového zesilovače s OZ:

Základní zapojení sumačního zesilovače:

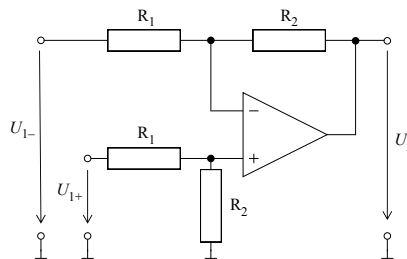


Obr. 2.23: Zapojení součtového zesilovače s OZ [16]

Výstupní napětí sumačního zesilovače lze vyjádřit jako: [16]

$$U_2 = -R_2 \left(\frac{U_{11}}{R_{11}} + \frac{U_{12}}{R_{12}} + \dots + \frac{U_{1n}}{R_{1n}} \right) \quad (2.26)$$

Základní zapojení rozdílového zesilovače:



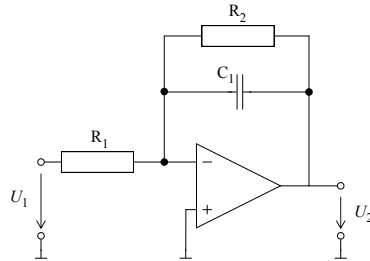
Obr. 2.24: Zapojení rozdílového zesilovače s OZ [16]

Výstupní napětí rozdílového zesilovače lze vyjádřit jako: [16]

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} (U_{1+} - U_{1-}) \quad (2.27)$$

2.3.5 Integrátor

Ukázka s nekaskádní strukturou využívá bloky integrátorů. Pro realizaci těchto bloků bylo zvoleno zapojení invertujícího integrátoru s OZ. Schéma zapojení uvedeno na Obr. 2.3.5, postup výpočtu hodnot součástek uveden v Tab. 2.17:



Obr. 2.25: Zapojení integrátoru s OZ [20]

Tab. 2.17: Výpočet hodnot součástek integrátoru [20]

1. Zvolení hodnoty R_1
2. Výpočet C_1 : $C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{0dB}}$ kde f_{0dB} představuje kmitočet s jednotkovým zesílením integrátoru
3. Výpočet R_2 : $R_2 = \frac{10}{2\pi C_1 f_{min}}$ kde f_{min} představuje dolní kmitočet integrátoru

2.4 Obvodová řešení a jejich simulace

Pro všechny ukázkové kmitočtové charakteristiky z kap. 2.1 byla vytvořena obvodová řešení a následně provedena jejich počítačová simulace pro potvrzení správnosti teoretických předpokladů. V praxi se používají filtry na kmitočtech okolo 1 rad/s jen výjimečně a pro realizaci těchto filtrů je zapotřebí vysokých kapacit a odporů, obvodová řešení byla proto provedena pro kmitočty v okolí 1 kHz.

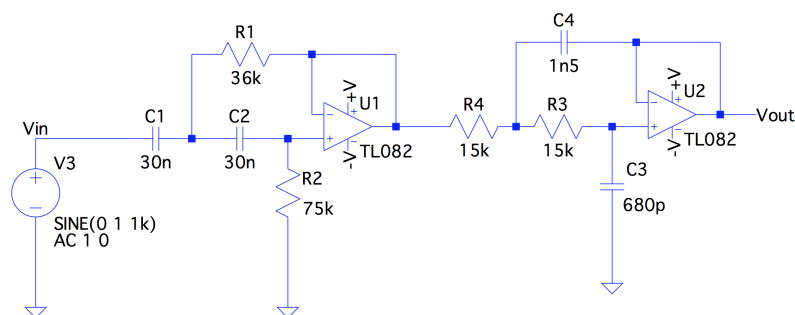
Zapojení a výpočet hodnot součástek jednotlivých bloků byl proveden pomocí schémat, výpočetních tabulek a vztahů uvedených v kap. 2.3. Počítačová simulace byla provedena za pomoci programu LTspice. Tento program je softwarový nástroj umožňující SPICE simulace, který byl vyvinut pro modelování spínaných regulačních systému a jedná se o jeden z nejrozšířenějších SPICE simulačních programů.

2.4.1 Obvod č. 1

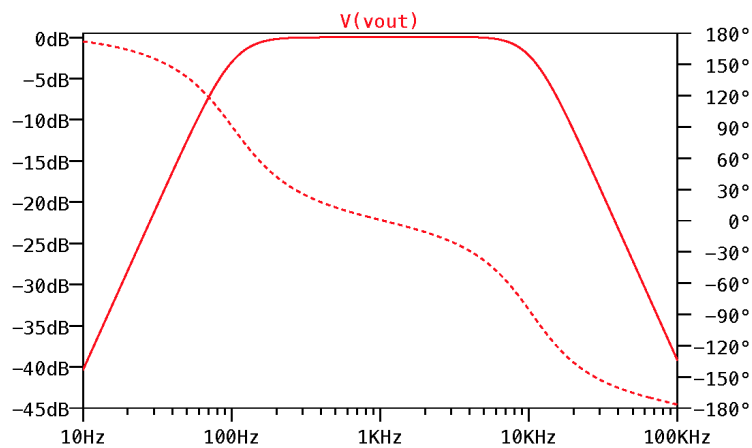
Následující obvodové řešení (Obr. 2.26) a simulace (Obr. 2.27) je pro ukázkou č. 1. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána kaskádním spojením horní propusti s dolní propustí viz. Tab. 2.18.

Tab. 2.18: Obvod č. 1 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Dolní propust	1	10	0,707



Obr. 2.26: Obvod č. 1 – zapojení



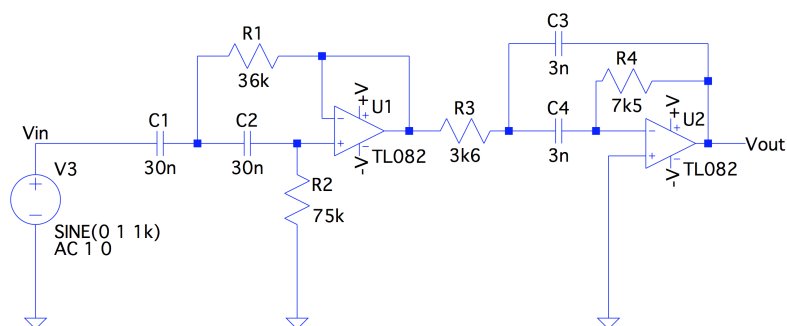
Obr. 2.27: Obvod č. 1 – simulace

2.4.2 Obvod č. 2

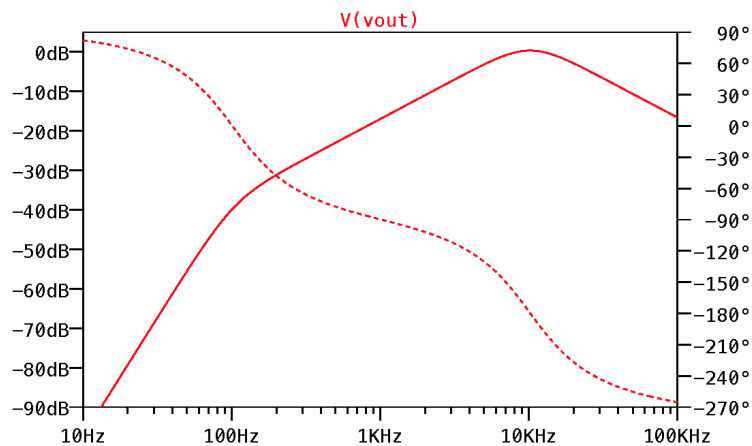
Následující obvodové řešení (Obr. 2.28) a simulace (Obr. 2.29) je pro ukázkou č. 2. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána kaskádním spojením horní propusti s pásmovou propustí viz. Tab. 2.19.

Tab. 2.19: Obvod č. 2 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Pásmová propust	1	10	0,3



Obr. 2.28: Obvod č. 2 – zapojení



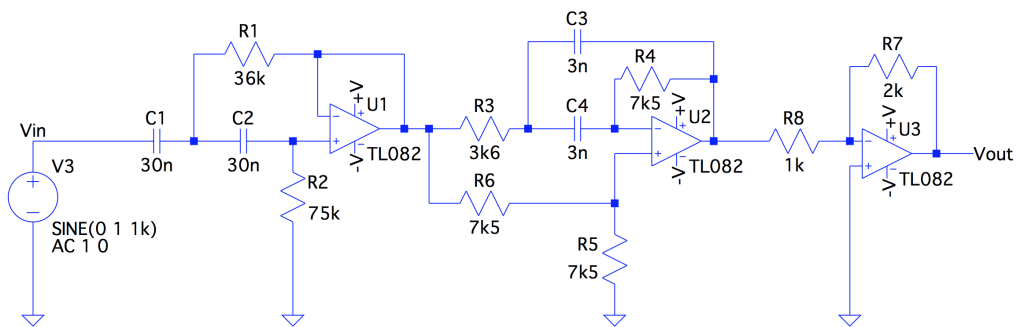
Obr. 2.29: Obvod č. 2 – simulace

2.4.3 Obvod č. 3

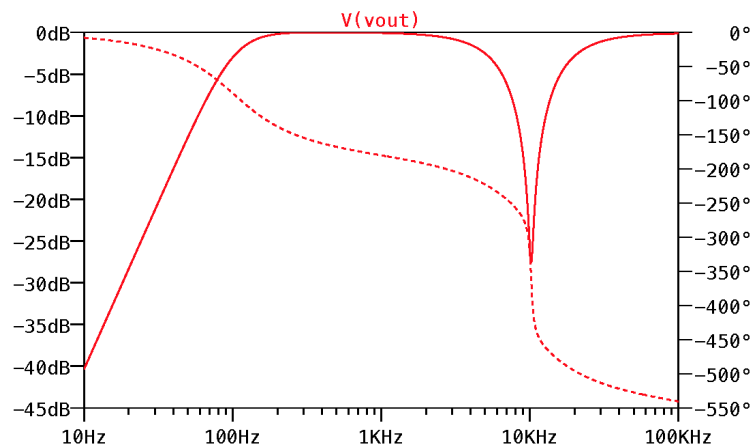
Následující obvodové řešení (Obr. 2.30) a simulace (Obr. 2.31) je pro ukázkou č. 3. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána kaskádním spojením pásmové propusti s pásmovou zádrží viz. Tab. 2.20. U tohoto zapojení bylo nutno použít kromě obvodů dílčích filtrů navíc obvod s jedním invertujícím OZ, který zesiluje přenos 2krát. Toto zesílení je nutné pro kompenzaci snížení přenosu u dílčího filtru typu pásmová zádrž. Jeho realizace obvodem Multiple-Feedback totiž skýtá jistá omezení – při hodnotě činitele jakosti $Q = 0,707$ je zde přenos napětí pro nulový a nekonečný kmitočet roven 0,5.

Tab. 2.20: Obvod č. 3 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Pásmová zádrž	1	10	0,707



Obr. 2.30: Obvod č. 3 – zapojení



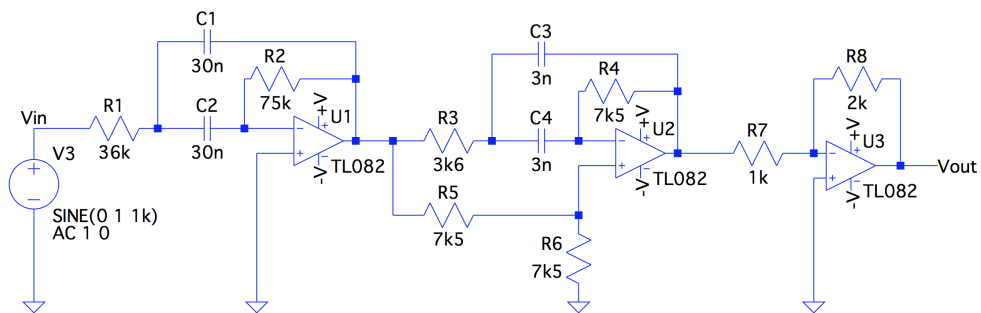
Obr. 2.31: Obvod č. 3 – simulace

2.4.4 Obvod č. 4

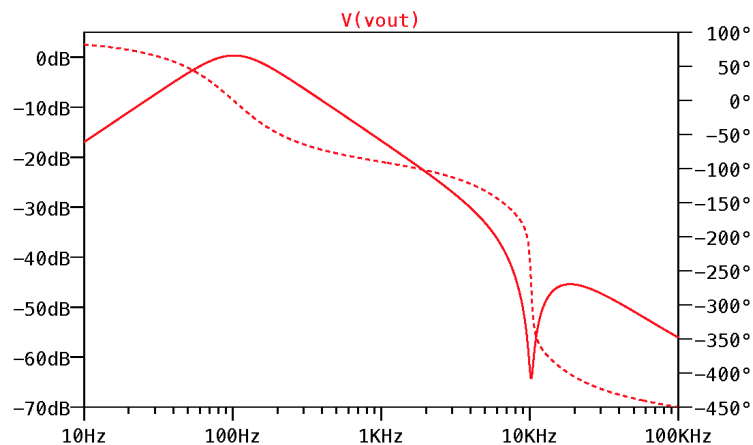
Následující obvodové řešení (Obr. 2.32) a simulace (Obr. 2.33) je pro ukázkou č. 4. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána kaskádním spojením pásmové propusti s pásmovou zádrží viz. Tab. 2.21. U tohoto zapojení bylo nutno použít kromě obvodů dílčích filtrů navíc obvod s jedním invertujícím OZ, který zesiluje přenos 2krát. Toto zesílení je nutné pro kompenzaci snížení přenosu u dílčího filtru typu pásmová zádrž. Jeho realizace obvodem Multiple-Feedback totiž skýtá jistá omezení – při hodnotě činitele jakosti $Q = 0,707$ je zde přenos napětí pro nulový a nekonečný kmitočet roven 0,5.

Tab. 2.21: Obvod č. 4 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Pásmová propust	1	0,1	0,707
Pásmová zádrž	1	10	0,707



Obr. 2.32: Obvod č. 4 – zapojení



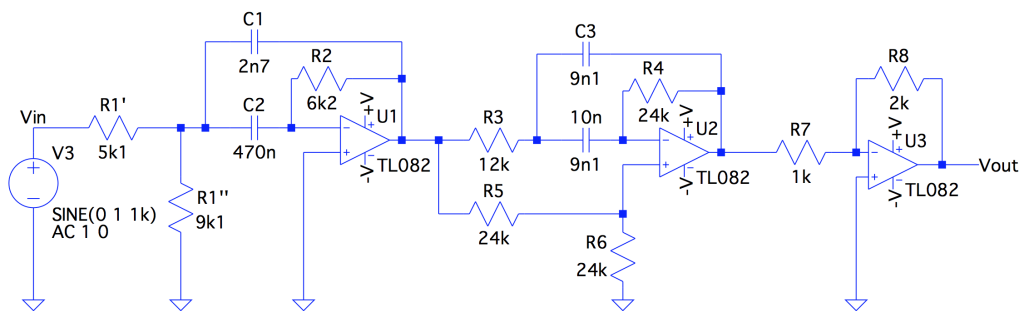
Obr. 2.33: Obvod č. 4 – simulace

2.4.5 Obvod č. 5

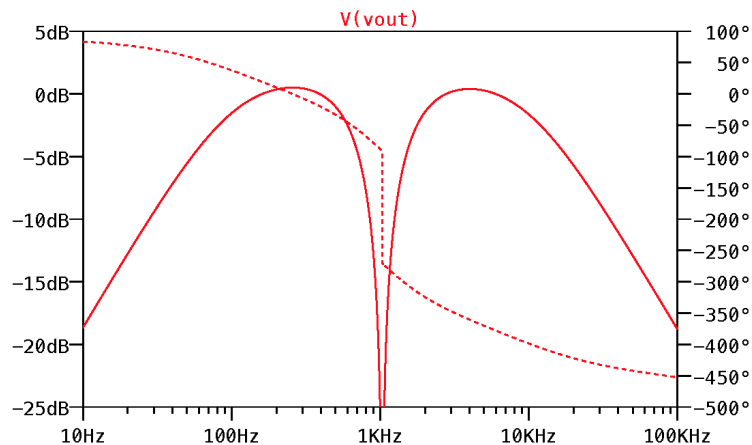
Následující obvodové řešení (Obr. 2.34) a simulace (Obr. 2.35) je pro ukázkou č. 5. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána kaskádním spojením pásmové propusti s pásmovou zádrží viz. Tab. 2.22. U tohoto zapojení bylo nutno použít kromě obvodů dílčích filtrů navíc obvod s jedním invertujícím OZ, který zesiluje přenos 2krát. Toto zesílení je nutné pro kompenzaci snížení přenosu u dílčího filtru typu pásmová zádrž. Jeho realizace obvodem Multiple-Feedback totiž skýtá jistá omezení – při hodnotě činitele jakosti $Q = 0,707$ je zde přenos napětí pro nulový a nekonečný kmitočet roven 0,5.

Tab. 2.22: Obvod č. 5 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Pásmová propust	1,12	1	0,1
Pásmová zádrž	1	1	0,707



Obr. 2.34: Obvod č. 5 – zapojení



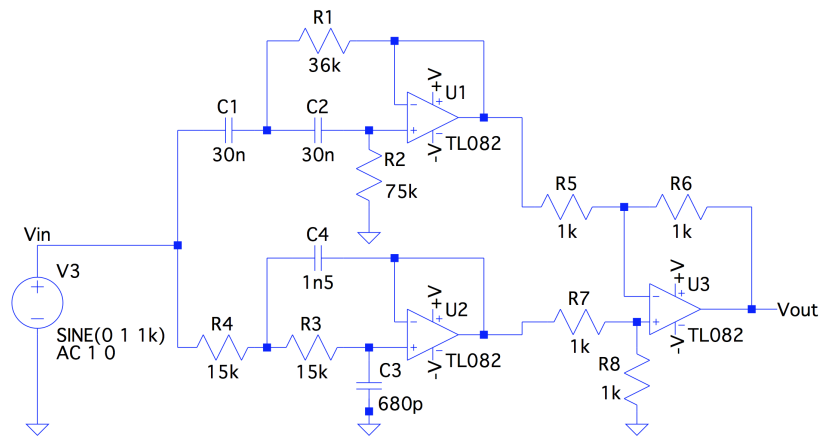
Obr. 2.35: Obvod č. 5 – simulace

2.4.6 Obvod č. 6

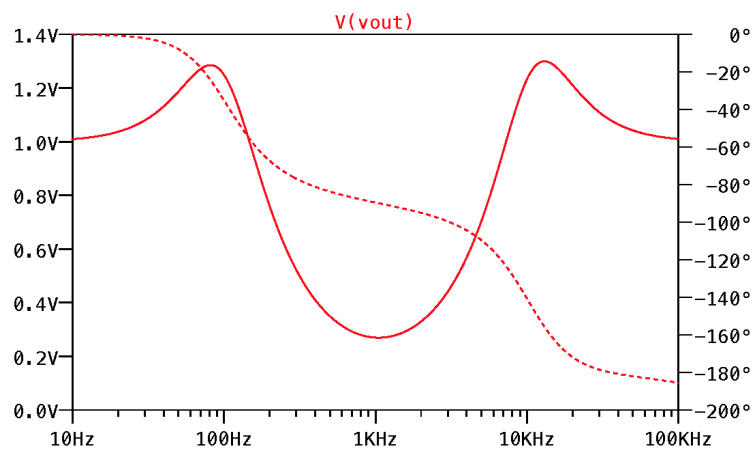
Následující obvodové řešení (Obr. 2.36) a simulace (Obr. 2.37) je pro ukázkou č. 6. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána paralelním spojením horní propusti a dolní propusti s odečítáním větví viz. Tab. 2.23. Kromě dílčích filtrů zapojení obsahuje rozdílový blok.

Tab. 2.23: Obvod č. 6 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Dolní propust	1	10	0,707



Obr. 2.36: Obvod č. 6 – zapojení



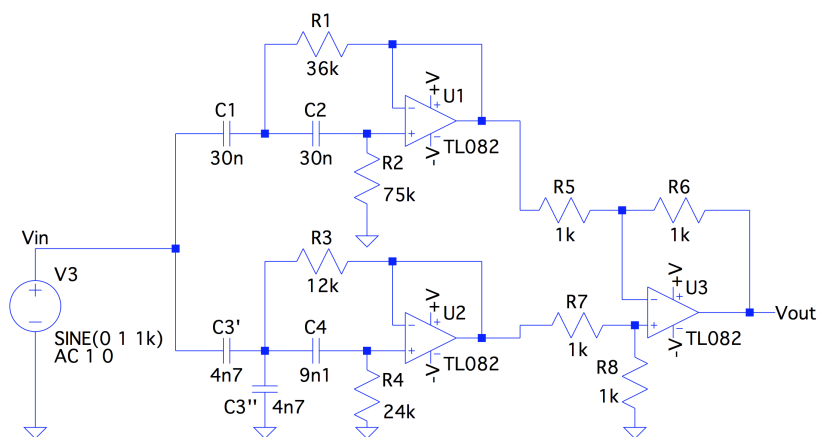
Obr. 2.37: Obvod č. 6 – simulace

2.4.7 Obvod č. 7

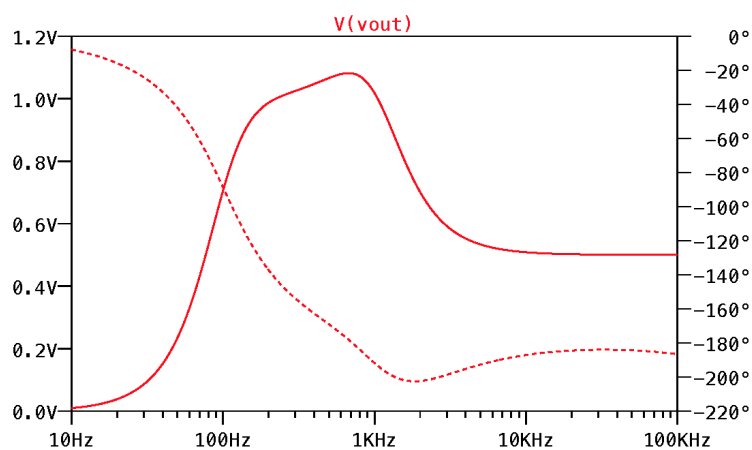
Následující obvodové řešení (Obr. 2.38) a simulace (Obr. 2.39) je pro ukázkou č. 7. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána paralelním spojením dvou horních propustí s odečítáním větví viz. Tab. 2.24. Kromě dílčích filtrů zapojení obsahuje rozdílový blok.

Tab. 2.24: Obvod č. 7 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Horní propust	0,5	1	0,707



Obr. 2.38: Obvod č. 7 – zapojení



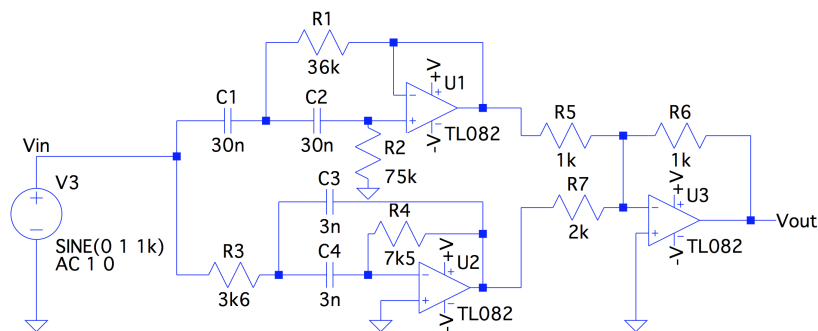
Obr. 2.39: Obvod č. 7 – simulace

2.4.8 Obvod č. 8

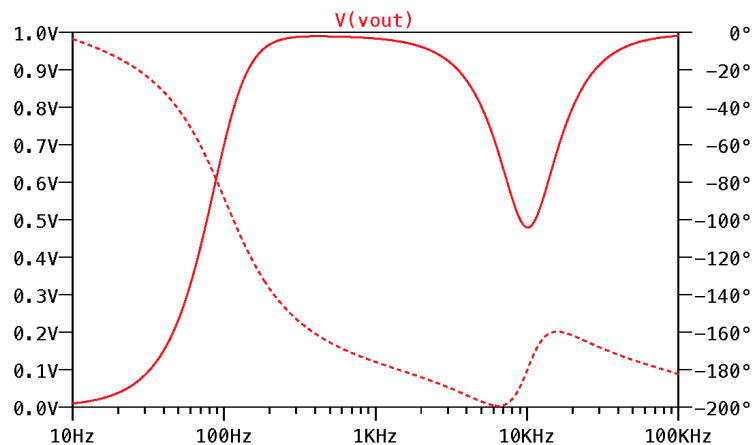
Následující obvodové řešení (Obr. 2.40) a simulace (Obr. 2.41) je pro ukázkou č. 8. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána paralelním spojením horní propusti a pásmové propusti s odečítáním větví viz. Tab. 2.25. I když se jedná o paralelní syntézu s odečítáním větví, není zde díky zapojení pásmové propusti pomocí obvodu Multiple-Feedback použit rozdílový blok, ale sumační. Obvod Multiple-Feedback je zapojení invertující a použitím rozdílového bloku by zde docházelo ke sčítání větví. Snížení přenosu pásmové propusti na hodnotu $K_0 = 0,5$ nebylo provedeno v rámci obvodu filtru ale až v sumačním bloku – pro snížení počtu prvků.

Tab. 2.25: Obvod č. 8 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Pásmová propust	0,5	10	0,707



Obr. 2.40: Obvod č. 8 – zapojení



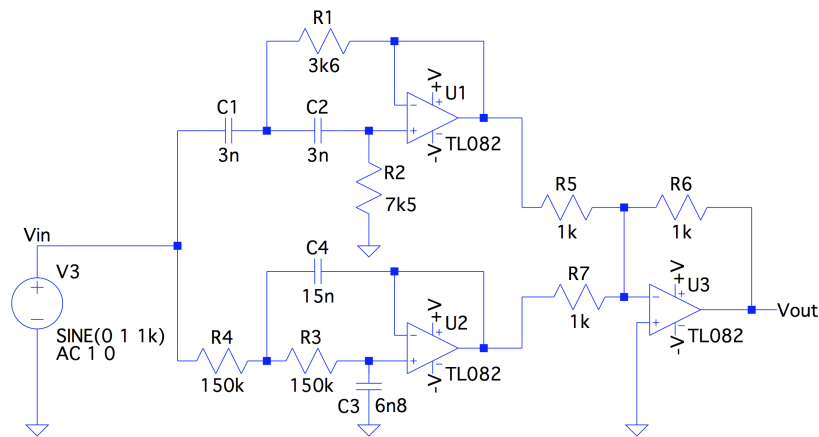
Obr. 2.41: Obvod č. 8 – simulace

2.4.9 Obvod č. 9

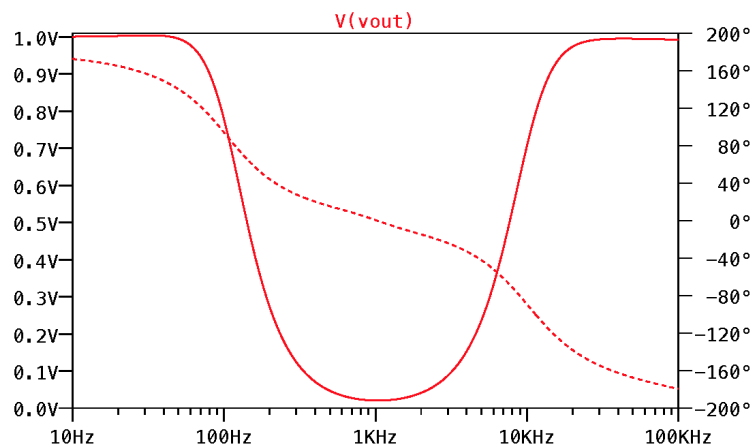
Následující obvodové řešení (Obr. 2.42) a simulace (Obr. 2.43) je pro ukázkou č. 9. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána paralelním spojením horní propusti a dolní propusti se sčítáním větví viz. Tab. 2.26. Kromě dílčích filtrů zapojení obsahuje sumační blok.

Tab. 2.26: Obvod č. 9 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Dolní propust	1	0,1	0,707
Horní propust	1	10	0,707



Obr. 2.42: Obvod č. 9 – zapojení



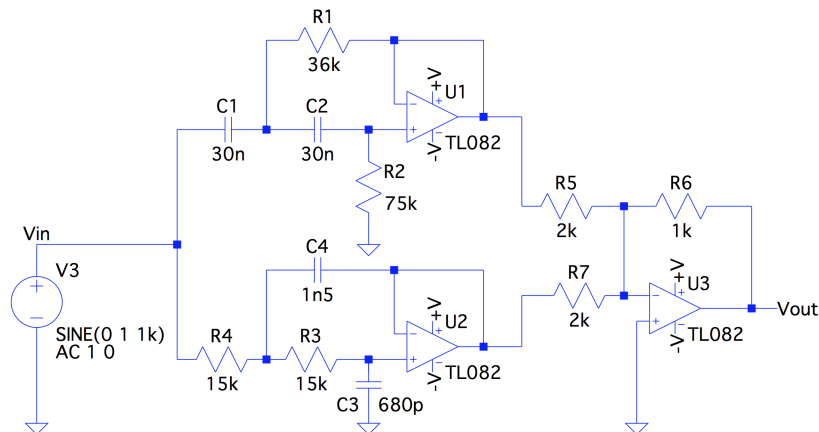
Obr. 2.43: Obvod č. 9 – simulace

2.4.10 Obvod č. 10

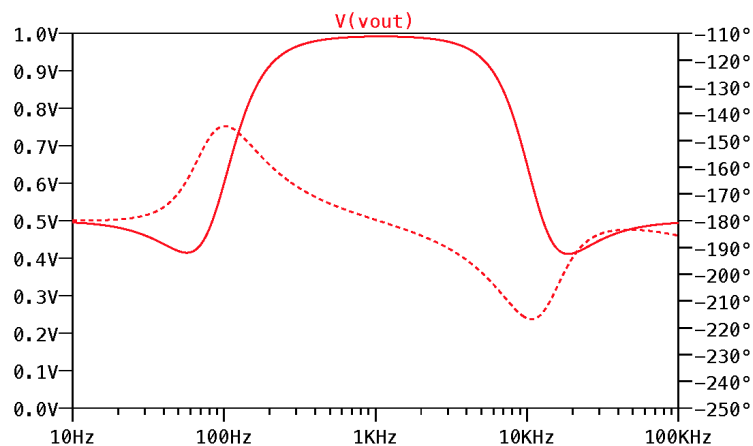
Následující obvodové řešení (Obr. 2.44) a simulace (Obr. 2.45) je pro ukázkou č. 10. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána paralelním spojením horní propusti a dolní propusti se sčítáním větví viz. Tab. 2.27. Kromě dílčích filtrů zapojení obsahuje sumační blok. Snížení přenosu dílčích filtrů na hodnotu $K_0 = 0,5$ nebylo provedeno v rámci obvodů dílčích filtrů ale až v sumačním bloku – pro snížení počtu prvků.

Tab. 2.27: Obvod č. 10 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	0,5	0,1	0,707
Dolní propust	0,5	10	0,707



Obr. 2.44: Obvod č. 10 – zapojení



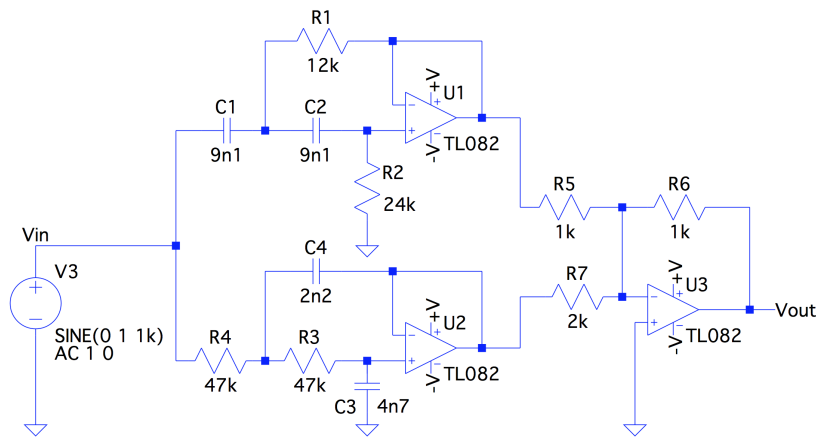
Obr. 2.45: Obvod č. 10 – simulace

2.4.11 Obvod č. 11

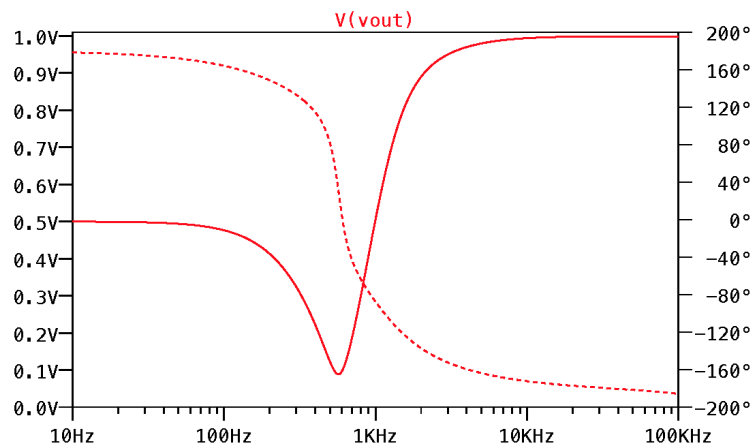
Následující obvodové řešení (Obr. 2.46) a simulace (Obr. 2.47) je pro ukázkou č. 11. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána paralelním spojením horní propusti a dolní propusti se sčítáním větví viz. Tab. 2.28. Kromě dílčích filtrů zapojení obsahuje sumační blok. Snížení přenosu dolní propusti na hodnotu $K_0 = 0,5$ nebylo provedeno v rámci obvodu filtru ale až v sumačním bloku – pro snížení počtu prvků.

Tab. 2.28: Obvod č. 11 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	1	0,707
Dolní propust	0,5	1	0,707



Obr. 2.46: Obvod č. 11 – zapojení



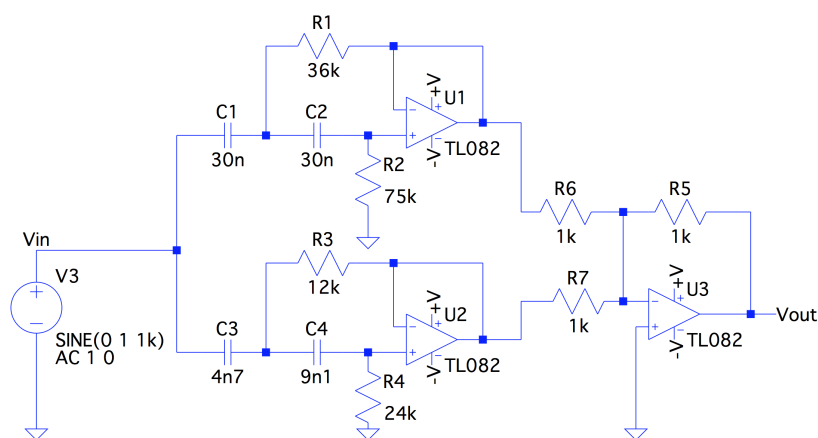
Obr. 2.47: Obvod č. 11 – simulace

2.4.12 Obvod č. 12

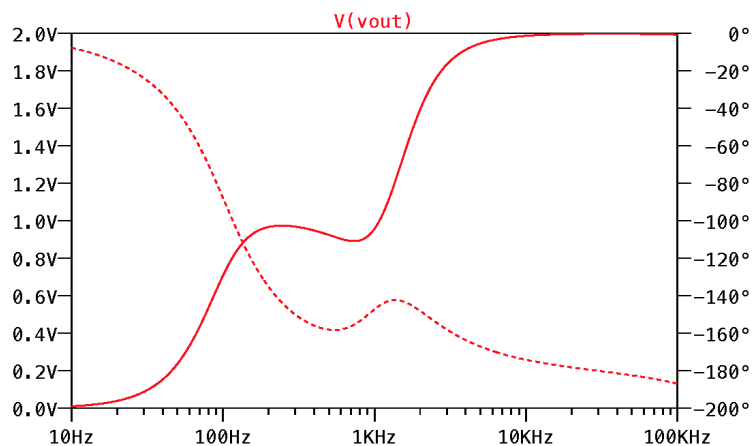
Následující obvodové řešení (Obr. 2.48) a simulace (Obr. 2.49) je pro ukázkou č. 12. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána paralelním spojením dvou horních propustí se sčítáním větví viz. Tab. 2.29. Kromě dílčích filtrů zapojení obsahuje sumační blok.

Tab. 2.29: Obvod č. 12 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Horní propust	1	1	0,707



Obr. 2.48: Obvod č. 12 – zapojení



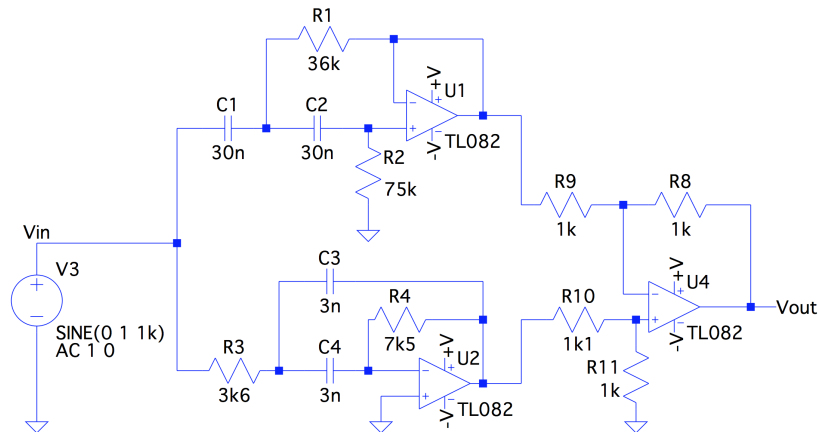
Obr. 2.49: Obvod č. 12 – simulace

2.4.13 Obvod č. 13

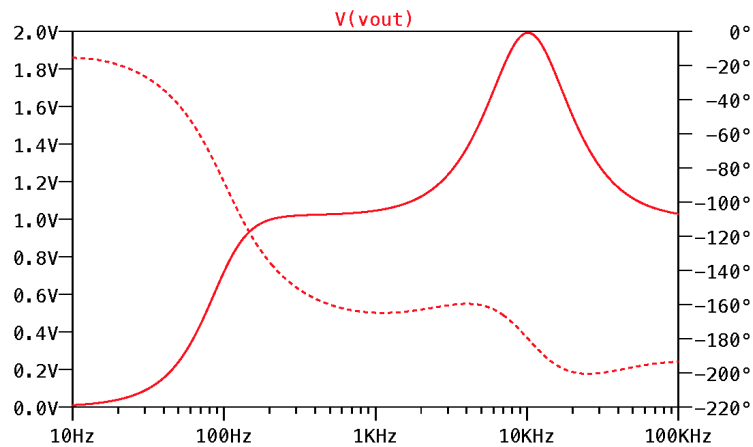
Následující obvodové řešení (Obr. 2.50) a simulace (Obr. 2.51) je pro ukázkou č. 13. Výsledná kmitočtová charakteristika je zde získána paralelním spojením horní propusti a pásmové propusti se sčítáním větví viz. Tab. 2.30. I když se jedná o paralelní syntézu se sčítáním větví, není zde díky zapojení pásmové propusti pomocí obvodu Multiple-Feedback použit sumační blok, ale rozdílový. Obvod Multiple-Feedback je zapojení invertující a použitím sumačního bloku by zde docházelo k odečítání větví.

Tab. 2.30: Obvod č. 13 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	0,707
Pásmová propust	1	10	0,707



Obr. 2.50: Obvod č. 13 – zapojení



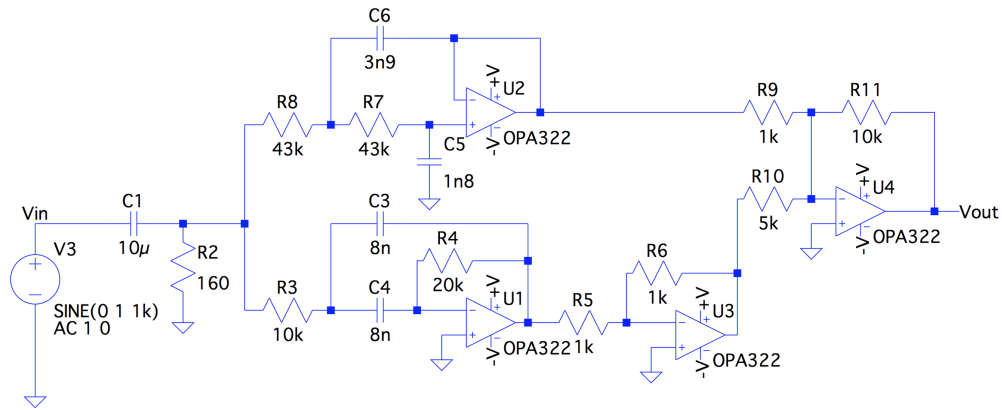
Obr. 2.51: Obvod č. 13 – simulace

2.4.14 Obvod č. 14

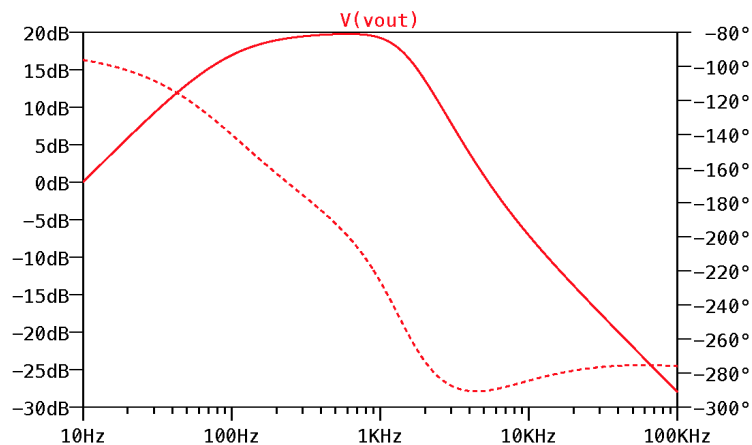
Následující obvodové řešení (Obr. 2.52) a simulace (Obr. 2.53) je pro ukázkou č. 14 realizovanou pomocí dílčích filtrů. Výsledná kmitočtová charakteristika je získána kaskádním spojením horní propusti s paralelním spojením dolní propusti a pásmové propusti se sčítáním větví viz. Tab. 2.31. Z důvodu zkreslení charakteristiky bylo nutné použít OZ s vyšším tranzitním kmitočtem.

Tab. 2.31: Obvod č. 14 – parametry dílčích filtrů

Filtr	K_0 [-]	f_0 [kHz]	Q [-]
Horní propust	1	0,1	–
Pásmová propust	2,01	1,414	0,707
Dolní propust	10,05	1,414	0,707



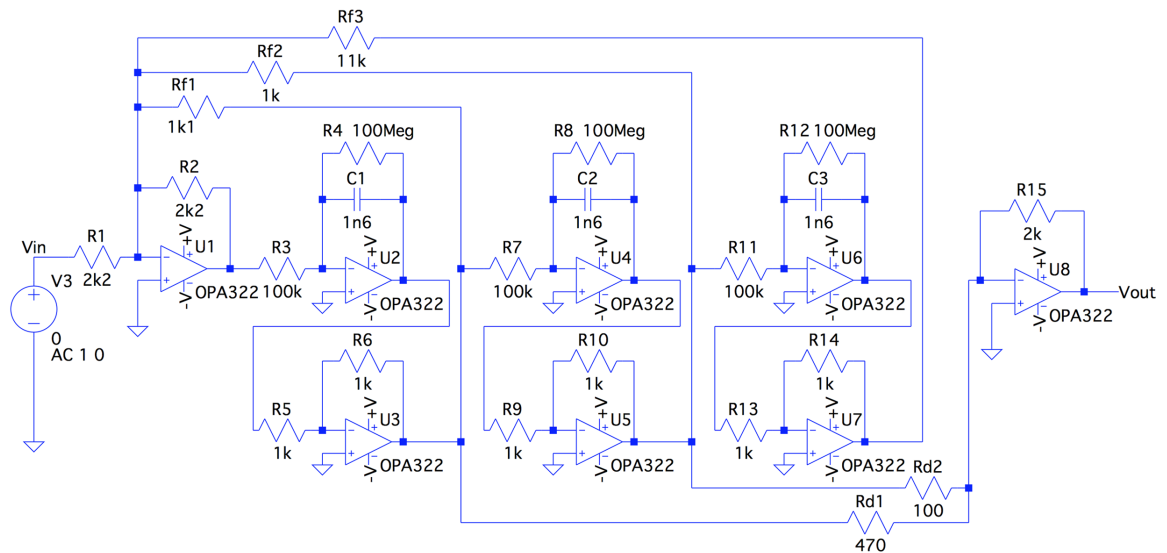
Obr. 2.52: Obvod č. 14 – zapojení



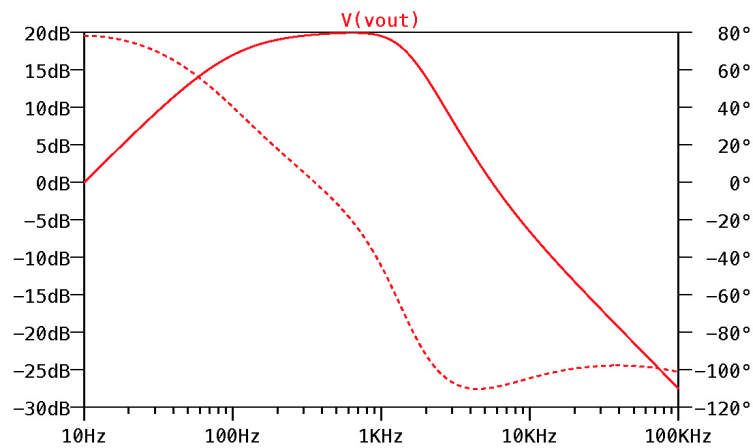
Obr. 2.53: Obvod č. 14 – simulace

2.4.15 Obvod č. 15

Následující obvodové řešení (Obr. 2.54) a simulace (Obr. 2.55) je pro ukázkou č. 14 realizovanou pomocí nekaskádní struktury GFLF. Z důvodu zkrácení charakteristiky bylo nutné použít OZ s vyšším tranzitním kmitočtem. Přeladění na kmitočty okolo 1 kHz bylo provedeno pomocí přepočtu integrátorů (více viz. kapitola 2.5.2).



Obr. 2.54: Obvod č. 15 – zapojení



Obr. 2.55: Obvod č. 15 – simulace

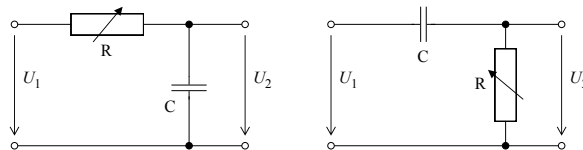
2.5 Přeladování obvodových struktur

Přeladováním kmitočtových filtrů rozumíme změnu mezního (u filtrů DP a HP) či rezonančního (u filtrů PP a PZ) kmitočtu, při zachování tvaru modulové charakteristiky. V případě filtrů PP a PZ se obvykle díky složitosti nezachovává absolutní šířka pásma (B), nýbrž je zachována šířka pásma relativní (B/f_0). Způsob přeladění je závislý na typu a obvodovém řešení konkrétního filtru – filtry ARC jsou z tohoto hlediska výhodné, umožňují přeladování provést poměrně snadno. Preferujeme provádění přeladění pomocí změny hodnot odporů. Realizaci přeladování můžeme provést mechanicky, potenciometry a proměnnými kondenzátory, nebo elektronicky (viz. Kap. 2.5.3).[8]

2.5.1 Ladění základních filtrů

Dolní a horní propust 1. řádu

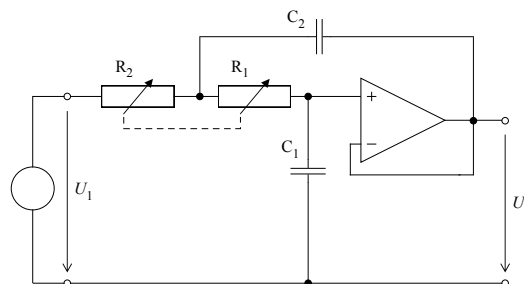
Filtry typu dolní propust a horní propust prvního řádu, realizované jako RC filtry, můžeme přeladovat pouhou změnou hodnoty odporu R viz. schéma zapojení na Obr. 2.56. Pro f_0 platí vztah (2.15).



Obr. 2.56: Zapojení laditelné DP a HP 1. řádu [8]

Dolní propust 2. řádu

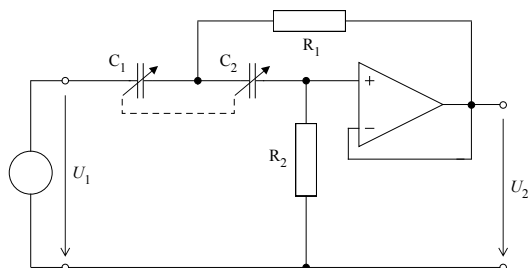
Zapojení dolní propusti druhého řádu Sallen-Key (Obr. 2.57) umožňuje snadné přeladování souběžnou změnou hodnot odporů R_1 a R_2 . Pro f_0 platí vztah (2.17).



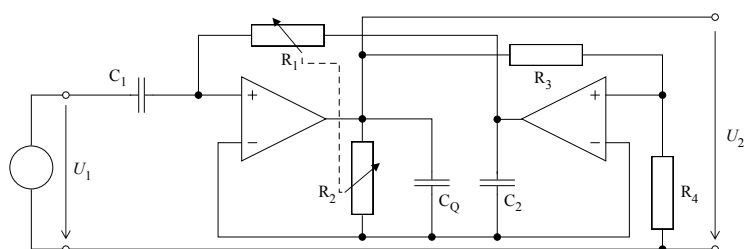
Obr. 2.57: Zapojení laditelné DP 2. řádu [8]

Horní propust 2. řádu

Varianta zapojení horní propusti druhého řádu Sallen-Key (Obr. 2.58) umožňuje také přeladování pomocí změny odporů, avšak jejich nestejně hodnoty přináší technické problémy. Často se proto buď u tohoto zapojení provede ladění souběžnou změnou hodnot kapacitorů, nebo se zvolí realizace pomocí zapojení se dvěma OZ (Obr. 2.59), která umožňuje použít shodné hodnoty ladících odporů R_1 a R_2 . [8] Pro f_0 v případě zapojení Sallen-Key platí vztah (2.19), u zapojení se dvěma OZ platí vztah (2.28).



Obr. 2.58: Zapojení laditelné HP 2. řádu (ladění pomocí C) [8]



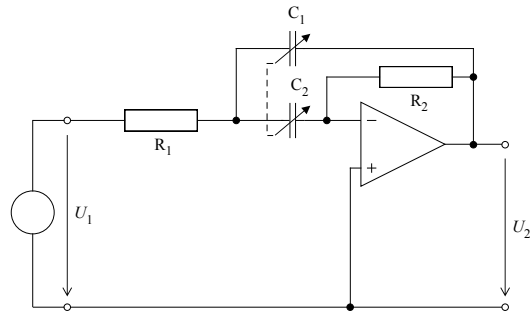
Obr. 2.59: Zapojení laditelné HP 2. řádu (ladění pomocí R) [8]

U zapojení se dvěma OZ platí pro rezonanční kmitočet vztah [8]:

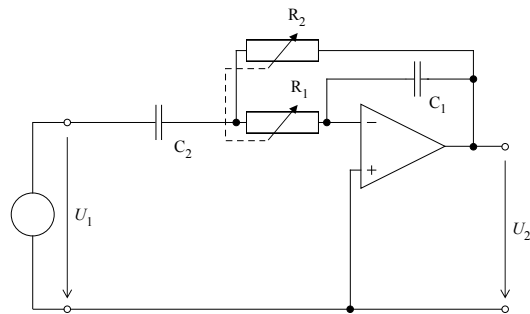
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \sqrt{\frac{R_3}{R_4}} \quad (2.28)$$

Pásmová propust 2. řádu

Zapojení Multiple-Feedback pro pásmovou propust druhého řádu existuje ve dvou variantách – jedna umožňuje snadné přeladění pomocí souběžné změny hodnot kapacitorů (Obr. 2.60), druhá pomocí souběžné změny hodnot odporů (Obr. 2.61). Pro f_0 platí vztah (2.21).



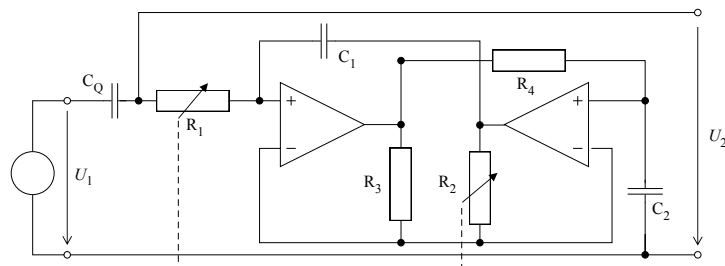
Obr. 2.60: Zapojení laditelné PP 2. řádu (ladění pomocí C) [8]



Obr. 2.61: Zapojení laditelné PP 2. řádu (ladění pomocí R) [8]

Pásmová zadrž 2. řádu

Zapojení pásmové zadržky Multiple-Feedback s jedním OZ (Obr. 2.21) je pro realizaci laditelné pásmové zadržky nevhodné díky jeho velké citlivosti hodnoty minimálního přenosu na souběh ladicích prvků. V praxi se proto často používá obvod, simulující RCD filtr se sériovým kondenzátorem C_Q , který je uveden na Obr. 2.62. Pro f_0 platí vztah (2.28). [8]



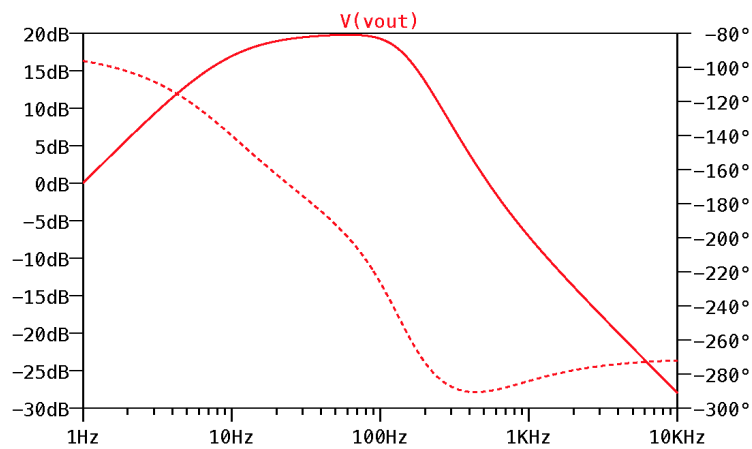
Obr. 2.62: Zapojení laditelné PZ 2. řádu [8]

2.5.2 Ladění složených struktur

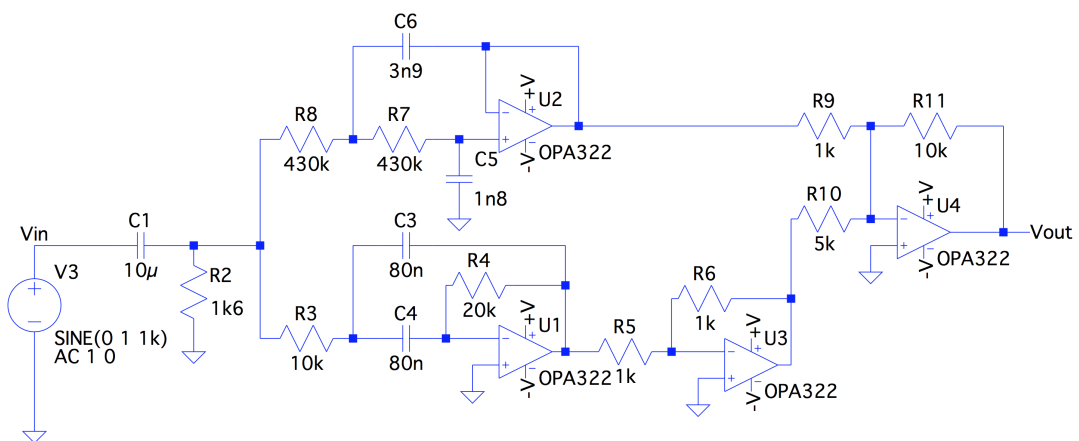
Struktury složené z dílčích filtrů

Modulovou charakteristiku struktury, která se skládá z dílčích filtrů řazených kaskádně či paralelně, můžeme přeladit postupným přeladěním všech dílčích filtrů X -krát. Jestliže tedy potřebujeme celou charakteristiku přeladit X -krát, pak musíme X -krát přeladit každý z dílčích filtrů.

Následující počítačová simulace (Obr. 2.63) představuje ukázkou přeladění obvodu č. 14 viz. Obr. 2.52. Tento obvod byl změnou hodnot R a C přeladěn na desetkrát nižší kmitočty. Laditelné prvky dílčích filtrů (R_2 , R_7 , R_8 , C_3 a C_4) byly změněny na desetinásobek své původní hodnoty viz. Obr. 2.64.



Obr. 2.63: Přeladění obvodu č. 14 – simulace

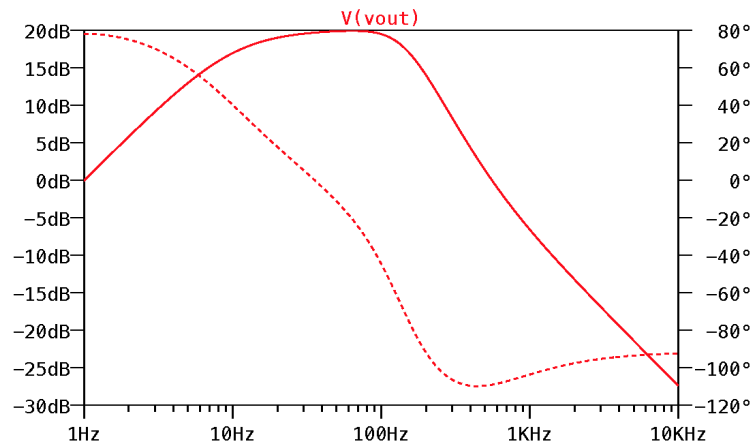


Obr. 2.64: Přeladění obvodu č. 14 – zapojení s upravenými hodnotami R a C

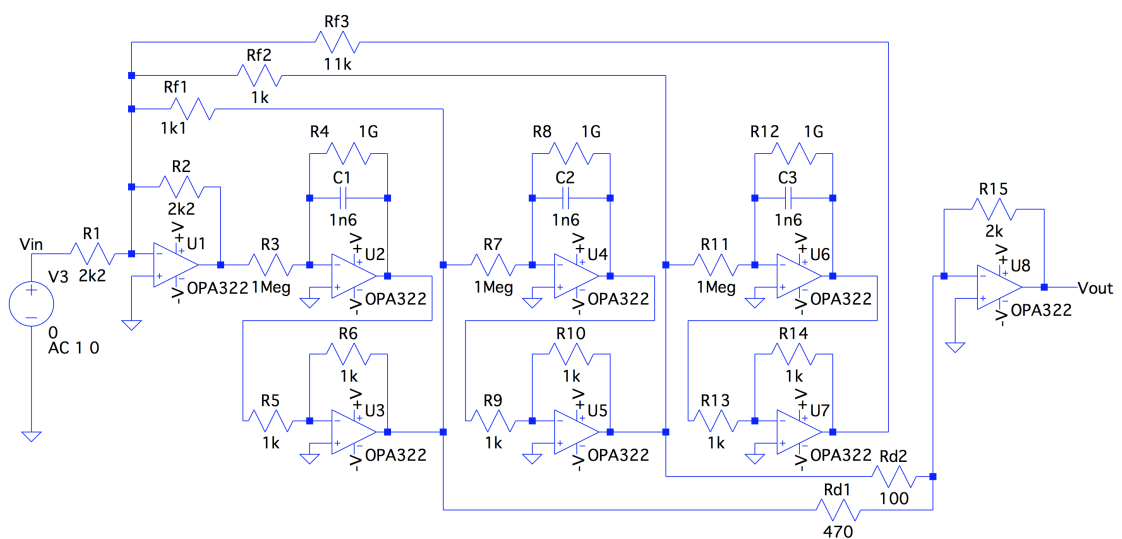
Struktury nekaskádní syntézy s integrátory

U struktur, které jsou realizovány pomocí nekaskádní syntézy, kde bloky K_i představují integrátory (metoda č. 3), můžeme přeladění modulové charakteristiky provést pomocí přeladění všech těchto integrátorů. Jestliže tedy přeladíme integrátory tak, že bude kmitočet představující jednotkové zesílení integrátoru vyšší X -krát než původní, bude výsledná charakteristika posunuta X -krát. Obvodové zapojení integrátoru s jedním operačním zesilovačem (Obr. 2.3.5) umožňuje přeladění až už pomocí změny hodnoty odporů či kapacitorů.

Následující počítačová simulace (Obr. 2.65) představuje ukázkou přeladění obvodu č. 15 viz. Obr. 2.54. Tento obvod byl změnou hodnot R přeladěn na desetkrát nižší kmitočet. Laditelné prvky integrátorů ($R_3, R_4, R_7, R_8, R_{11}$ a R_{12}) byly změněny na desetinásobek své původní hodnoty viz. Obr. 2.66.



Obr. 2.65: Přeladění obvodu č. 15 – simulace



Obr. 2.66: Přeladění obvodu č. 15 – zapojení s upravenými hodnotami R

2.5.3 Elektronické nastavování

Elektronické řízení filtru se v dnešní době stává čím dál více upřednostňovaným před mechanickým způsobem. Podle typu je dělíme na:

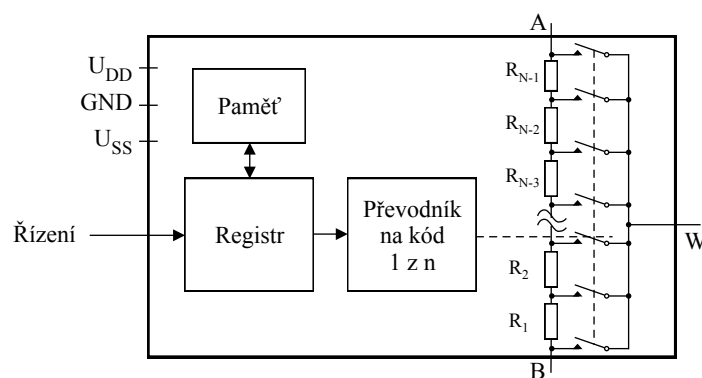
1. Analogové řízení napětím či proudem
2. Digitální řízení (A/D převodníky)
3. Spojité řízení spínacím kmitočtem při nespojitě funkci spínaného filtru

Obecně platí, že řízení filtru je jednodušší řešit, pokud jsou hodnoty říditelných odporů shodné, v případě rozdílných hodnot je realizace složitější. Mezi standardně užívané metody/prvky pro řízení filtrů patří:

- **Optočleny s fotoodpory a diodami LED:** Jejich výhodou je, že umožňují široký rozsah řízení s dobrou dynamikou signálu. Problémem je dodržení požadovaného souběhu a požadované závislosti na řídicí veličině.[8]
- **Polem řízené tranzistory FET:** Pro signály menší než 100 V se chovají takřka jako řízené odpory lineárním napětím. Lze jejich pomocí provádět vcelku velký rozsah řízení. Nevýhodou je, že řídicí závislost je pro větší signály nelineární a je problém souběh řízených odporů více tranzistorů.[8]
- **Řízené OTA zesilovače:** OTA zesilovače mohou realizovat zdroj proudu řízený napětím, jeho strmost lze ovládat pomocným řídicím proudem. Spolu s kapacitorem vytváří ideální integrátor. Hlavním negativem je omezení dynamického rozsahu, které je určeno maximální hodnotou vstupního signálu (asi 100 mV). Nejčastěji se používají typy CA3080, LM13600/700 (do 1 MHz) nebo například LT1228 (do 10 MHz).[8]
- **Řízené napěťové zesilovače:** Existují řízené napěťové zesilovače, které mají dobrou linearitu, velký dynamický rozsah a logaritmickou závislost řízení. Používají se například typy AD603 nebo VCA610.[8] „Tyto zesilovače mají rozsah řízení přenosu asi 40 dB při linearitě řízení $\pm 0,3$ dB, vstupní šumové napěťové spektrální hustotě asi $1,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, maximálním výstupním napětím asi 2 V a šířce pásma 90 MHz“[8]. Jelikož jde o zdroje napětí, nejlepší je pro řízení použití integrátoru (změna řídicího napětí způsobí změnu proudu analogicky jako změna ekvivalentního odporu).[8]
- **Spínaný odpor:** Je možné ho použít pro nižší kmitočty s efektivní hodnotou závislou na střídě impulsů. Dosažení dostatečného souběhu je zde možné, problémem je však nelineární závislost na řídicí veličině a také malý použitelný rozsah řízení.[8]
- **Simulace odporu přepínaným kondenzátorem:** Jelikož je hodnota simulovaného odporu určena spínacím kmitočtem $R_{SP} = \frac{1}{f_{SP}C_R}$, souběh řízení je naprosto přesný. Takto lze řídit bez větších problémů i filtry vyšších řádů.[8]

V dnešní době jsou pro ladění filtrů nejvíce používané D/A převodníky a digitální potenciometry:

- **D/A převodník:** Jeho použitím lze provádět přímé číslicové řízení. Převodník se chová jako zdroj proudu. Jeho výstupní hodnota závisí na odporu, který je určen například spínači v odporové síti R-2R převodníku nebo hodnotou referenčního napětí. Jestliže je do vstupu pro referenční napětí zapojen zdroj signálu a výstup je připojen k integračnímu převodníku I-U, vznikne číslicově řízený integrátor.[8]
- **Digitální potenciometr:** Digitální potenciometry jsou pro řízení filtrů vhodné, jelikož lze jejich pomocí nahradit rezistory a číslicově řídit jejich odpor. Vzhledem k jejich linearitě a shodě nastavených hodnot u vícenásobných potenciometrů v jednom pouzdře, umožňují dosáhnout dobré přesnosti. Musí se však nalézt takové zapojení filtru, které řízení digitálními potenciometry umožňuje. Nevýhodou je vysoká parazitní kapacita vývodů, nelze je tak použít pro kmitočty zhruba nad 1 MHz. Pro použití k ladění filtrů v rámci audiotekniky však tento fakt nemusíme brát v potaz. Je potřeba volit dostatečný počet bitů, aby byl dostatečný rozsah a jemnost nastavení parametrů. Digitální potenciometry se vyrábí s rozsahem 5 až 10 bitů, nejrozšířenější jsou osmibitové potenciometry. V současné době nabízí digitální potenciometry například firmy Analog Devices, Dallas Semiconductor, Maxim nebo Microchip. Snahou výrobců je přiblížit vlastnosti digitálních potenciometrů co nejvíce vlastnostem potenciometrů mechanických nebo nastavitelných rezistorů, tak aby umožnily jejich plnohodnotné nahrazení.[17] Následující obrázek (Obr. 2.67) zobrazuje principiální schéma.



Obr. 2.67: Principiální schéma digitálního potenciometru [17]

Závěr

Tato práce se zabývá elektronickými filtračními obvody se zaměřením na obecné kmitočtové charakteristiky.

Teoretickou částí práce je rozbor základních vlastností, parametrů filtrů, základních kmitočtových charakteristik a možností realizace kmitočtových charakteristik obecnějšího tvaru.

V rámci praktické části práce byly využity získané teoretické poznatky ke zpracování návrhových metod filtrů s obecnými kmitočtovými charakteristikami. Výsledné metody jsou tři a představují stěžejní bod práce. Metoda č. 1 je vhodná pro realizaci jednodušších kmitočtových charakteristik, z kterých lze na první pohled určit složení dílčích filtrů. V rámci této metody byla provedena analýza jednoduchých charakteristik, které je možné realizovat dvěma dílčími filtry. Výsledkem je 13 ukázek, včetně jejich obvodových řešení a simulací. Metody č. 2 a č. 3 jsou vhodné i pro realizaci složitějších kmitočtových charakteristik. Jejich hlavní princip tkví v získání přenosové funkce ze zadané Bodeho charakteristiky a následném upravení této funkce podle zadaného kritéria. Metoda č. 2 je realizována dílčími filtry – přenosová funkce je rozložena na součty a součiny dílčích přenosových funkcí základních typů filtrů. Metoda č. 3 je realizována nekaskádní strukturou – přenosová funkce je upravena na vyjádření pomocí polynomiálních koeficientů a následně porovnána s přenosovou funkcí nekaskádní struktury. Pro obě tyto metody jsou opět zpracována obvodová řešení a jejich simulace pro ověření správnosti teoretických předpokladů. Posledním předmětem práce je rozbor možností přeladování těchto obvodových struktur a analýza možností elektronického nastavování charakteristik.

Literatura

- [1] *BALENA, Francesco. Implement an audio-frequency tilt-equalizer filter.* EDN. 2012, 42-44. Dostupné také z:
<<https://www.edn.com/implement-an-audio-frequency-tilt-equalizer-filter/>>.
- [2] *BAVAFA-TOOSI, Yazdan. 7 - Bode diagram. Introduction to Linear Control Systems.* Cambridge: Elsevier, 2017, s. 577-635. DOI: 10.1016/B978-0-12-812748-3.00007-0. ISBN 9780128127483.
- [3] *BELZA, Jaroslav. Operační zesilovače pro obyčejné smrtelníky.* Praha: BEN - technická literatura, 2004, 247 s. ISBN 80-7300-060-1.
- [4] *BOHN, Dennis. Operator Adjustable Equalizers: An Overview.* RaneNote 122. Rane Corporation. [online]. ©1990 [cit. 2019-10-08]. Dostupné z URL:
<<https://www.rane.com/note122.html/>>.
- [5] *BOHN, Dennis. Constant-Q Graphic Equalizers.* Journal of the Audio Engineering Society. 1986, vol. 34, no. 9, s. 611-626. Dostupné také z:
<<https://www.rane.com/pdf/constanq.pdf/>>.
- [6] *DOSTÁL, Tomáš. Elektrické filtry: přednášky a numerická cvičení.* Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2004. ISBN 80-214-2561-X.
- [7] *ELLIOTT, Rod. Equalisers, The Various Types And How They Work.* ESP [online]. 2015, 18 March 2015, 10 [cit. 2019-12-18]. Dostupné z:
<<https://sound-au.com/articles/eq.htm>>.
- [8] *HÁJEK, Karel a Jiří SEDLÁČEK. Kmitočtové filtry.* Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-023-7.
- [9] *HÁJEK, Karel. Třetinooktávový ekvalizer. Amatérské rádio.* 1989, č. 3, s. 90-93.
- [10] *HUELSMAN, Lawrence P. Active and passive analog filter design: an introduction.* New York: McGraw-Hill, 1993, 480 s. ISBN 0-07-112519-1.
- [11] *LAKER, K a M GHAUSI. Synthesis of a low-sensitivity multiloop feedback active RC filter.* IEEE Transactions on Circuits and Systems [online]. IEEE, 1974, 21(2), 252-259 [cit. 2020-04-24]. DOI: 10.1109/TCS.1974.1083824. ISSN 0098-4094. Dostupné z: databáze IEEE/IET Electronic Library (IEL)
- [12] *NOVOTNÝ, Vlastislav. Nízkofrekvenční elektronika: přednášky.* Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2002. ISBN 80-214-2234-3.

- [13] *SCHIMMEL, J. Studiová a hudební elektronika*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 197 s. ISBN 978-80-214-4452-2.
- [14] *SELF, Douglas. Small signal audio design*. Oxford: Focal Press, 2010, xvi, 556 s. : il. ISBN 978-0-240-52177-0.
- [15] *TOW, J. Design and evaluation of shifted-companion-form active filters*. The Bell System Technical Journal [online]. American Telephone and Telegraph Company, 1975, 54(3), 545-568 [cit. 2020-04-24]. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1975.tb02855.x. ISSN 0005-8580. Dostupné z: databáze IEEE/IET Electronic Library (IEL)
- [16] *VRBA, Kamil. Analogová technika*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2012, 202 s. ISBN 978-80-214-4458-4. (cs)
- [17] *VRBA, Kamil , KUBÁNEK David. Použití digitálních potenciometrů k řízení parametrů kmitočtových filtrů* [online]. ©2002 [cit. 2019-11-18]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/02050/index.html/>>.
- [18] *KOTON, Jaroslav a Kamil VRBA. Filtrační analogové obvody pro výuku VUT a VŠB-TUO*. Brno: Vysoké učení technické, 2014. 147 s. ISBN 978-80-214-5067-7. (cs)
- [19] *ZUMBAHLEN, Hank. Basic Linear Design*. Norwood Massachusetts U.S.A: Analog Devices, 2007. ISBN 0-916550-28-1. (en)
- [20] *Integrator circuit* [online]. Dallas: Texas Instruments Incorporated, 2018, s. 1-2 [cit. 2020-05-31]. Dostupné z: <<http://www.ti.com/lit/an/sboa275a/sboa275a.pdf?ts=1590938888466>>.
- [21] *Understanding Poles and Zeros. Analysis and Design of Feedback Control Systems* [online]. 2004, 1(1), 1-13 [cit. 2020-05-20]. Dostupné z: <<https://web.mit.edu/2.14/www/Handouts/PoleZero.pdf>>.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

ARC	aktivní filtry RC
a, b	koefficienty čitatele a jmenovatele přenosové funkce
DP	filtr typu dolní propust
HP	filtr typu horní propust
PP	filtr typu horní propust
PZ	filtr typu pásmová zádrž
OZ	operační zesilovač
C	kondenzátor
C	kapacita
R	rezistor
R	elektrický odpor
U	napětí
B	šířka pásma
s	komplexní kmitočet
n	řád filtru
Q	činitel jakosti
K	přenos filtru
K_0	koefficient základního přenosu filtru v propustném pásmu
K_{pot}	maximální přenos v nepropustném pásmu (potlačení přenosu)
K_{zvl}	maximální odchylka přenosu v propustném pásmu (zvlnění přenosu)
$\mathbf{K}(s), \mathbf{K}_u(s)$	komplexní funkce přenosu napětí
$K(\omega), K_u(\omega)$	kmitočtová závislost modulu přenosu napětí
f	kmitočet
f_0	rezonanční (střední) kmitočet
f_m	mezní kmitočet dolní a horní propusti
f_p	mezní kmitočet pásma potlačení přenosu dolní a horní propusti
f_D	dolní mezní kmitočet pásmové propusti a zádrže
f_H	horní mezní kmitočet pásmové propusti a zádrže
ω	úhlový kmitočet
ω_0	rezonanční úhlový kmitočet
ω_m	mezní úhlový kmitočet dolní a horní propusti
α, β, γ	poměry hodnot rezistorů a kapacitorů pro filtry s jedním OZ
φ	fázový posuv
dB	jednotka přenosu Decibel
Hz	jednotka kmitočtu Hertz
F_i	zpětnovazební přenos
D_i	dopředný přenos

p_n	pól
z_m	nulový bod
σ_p, ω_p	souřadnice pólu
LF	Leap Frog
SF	Summed Feedback
SCF	Shifted Companion Form
PRB	Primary Resonator Block
FLF	Follow The Leader Feedback
GFLF	Generalized Follow The Leader Feedback
MSF	Minimum Sensitivity Feedback
RFI	Radio Frequency Interference
A/D	analogově-digitální
D/A	digitálně-analogový

A Přílohy

A.1 Matlab funkce charakteristiky.m

Na výpisu A.1 naleznete kód funkce pro Matlab, která na základě zadaných parametrů vykresluje modulovou a argumentovou charakteristiku syntézy filtrů.

Výpis A.1: Kód funkce pro vykreslení charakteristik

```
% Vykresleni modulove a argumentove charakteristiky  
syntezy dvou kmitoctovych filtru 2. radu  
%  
% soubor - nazev souboru pro ulozeni grafu  
%  
% synteza - kaskadni (kaskadni synteza)  
%           paralelni_p (paralelni synteza scitani)  
%           paralelni_m (paralelni synteza odecitani)  
%  
% filtr_1, filtr_2 - DP (dolni propust)  
%                   HP (horni propust)  
%                   PP (pasmova propust)  
%                   PZ (pasmova zadrz)  
%  
% Q_1, Q_2 - cinitel jakosti prvnioho/druheho filtru  
%  
% KO_1, KO_2 - koeficient zakladniho prenosu prvnioho/  
druheho filtru v-propustnem pasmu  
% w0_1, w0_2 - rezonancni uhlovy kmitocet prvnioho/  
druheho filtru [rad/s]  
  
function charakteristiky(filtr_1, Q_1, KO_1, w0_1,  
    filtr_2, Q_2, KO_2, w0_2, synteza, soubor)  
  
set(0,'defaulttextinterpreter','latex')  
  
w = logspace(-2,2,100); %frekvencni vektor  
s = 1i*w; %komplexní proměna s  
  
%prenosove funkce
```

```

%prvni filtr
if strcmp(filtr_1,'DP')
    K_1 = (K0_1.*1./(s.^2./w0_1^2+s./((Q_1*w0_1)+1))); %
        dolni propust
elseif strcmp(filtr_1,'HP')
    K_1 = (K0_1.*s.^2./w0_1.^2)./(s.^2./w0_1.^2+s./((Q_1*
        w0_1)+1)); %horni propust
elseif strcmp(filtr_1,'PP')
    K_1 = (K0_1.*(s./(w0_1.*Q_1)))./(s.^2./w0_1.^2+s./((
        Q_1.*w0_1)+1)); %pasmova propust
elseif strcmp(filtr_1,'PZ')
    K_1 = (K0_1.*(s.^2./w0_1.^2+1))./(s.^2./w0_1.^2+s./((
        Q_1.*w0_1)+1)); %pasmova zadrz
end

%druhy filtr
if strcmp(filtr_2,'DP')
    K_2 = (K0_2.*1./(s.^2./w0_2^2+s./((Q_2*w0_2)+1))); %
        dolni propust
elseif strcmp(filtr_2,'HP')
    K_2 = (K0_2.*s.^2./w0_2.^2)./(s.^2./w0_2.^2+s./((Q_2*
        w0_2)+1)); %horni propust
elseif strcmp(filtr_2,'PP')
    K_2 = (K0_2.*(s./(w0_2.*Q_2)))./(s.^2./w0_2.^2+s./((
        Q_2.*w0_2)+1)); %pasmova propust
elseif strcmp(filtr_2,'PZ')
    K_2 = (K0_2.*(s.^2./w0_2.^2+1))./(s.^2./w0_2.^2+s./((
        Q_2.*w0_2)+1)); %pasmova zadrz
end

%vysledna prenosova funkce

if strcmp(synteza,'kaskadni')
    K = K_1 .* K_2;
elseif strcmp(synteza,'paralelni_p')
    K = K_1 + K_2;
elseif strcmp(synteza,'paralelni_m')
    K = K_1 - K_2;

```

```

end

K_1_mod = abs(K_1); %modul druheho filtru
K_1_arg = angle(K_1); %argument druheho filtru

K_2_mod = abs(K_2); %modul druheho filtru
K_2_arg = angle(K_2); %argument druheho filtru

K_mod = abs(K); %modul syntezy
K_arg = angle(K); %argument syntezy

%vykresleni charakteristik
figure('position',[0,0,800,300])
subplot(1,2,1);
if strcmp(synteza,'kaskadni')
    semilogx(w,mag2db(K_mod),'Color',[1, 0, 0],'LineWidth',2);
    hold on
    semilogx(w,mag2db(K_1_mod),':','Color',[0.9790, 0.7940, 0.2250],'LineWidth',2);
    semilogx(w,mag2db(K_2_mod),':','Color',[0.4010, 0.8450, 0.9930],'LineWidth',2);
else
    semilogx(w,K_mod,'Color',[1, 0, 0],'LineWidth',2);
    hold on
    semilogx(w,K_1_mod,':','Color',[0.9790, 0.7940, 0.2250],'LineWidth',2);
    semilogx(w,K_2_mod,':','Color',[0.4010, 0.8450, 0.9930],'LineWidth',2);
end
title('Modul');
xlabel({'$\omega_{\omega}$\texttrm{[rad/s]}$'}, 'Interpreter','latex');
if strcmp(synteza,'kaskadni')
    ylabel({'$K_{\omega}$\texttrm{[dB]}$'}, 'Interpreter','latex');
else
    ylabel({'$K$'}, 'Interpreter','latex');
end
end

```

```

subplot(1,2,2);
semilogx(w,rad2deg(K_arg),'Color',[1, 0, 0],'LineWidth',2);
hold on
semilogx(w,rad2deg(K_1_arg),':','Color',[0.9790, 0.7940, 0.2250], 'LineWidth',2);
semilogx(w,rad2deg(K_2_arg),':','Color',[0.4010, 0.8450, 0.9930], 'LineWidth',2);

title('Argument');
xlabel({'$\omega_{\square}\text{trm}[\text{rad/s}]$'}, 'Interpreter','latex');
ylabel({'$\varphi_{\square}[\text{circ}]$'}, 'Interpreter','latex');

%ulozeni charakteristik do PDF
set(gcf,'Units','inches');
screenposition = get(gcf,'Position');
set(gcf,...
    'PaperPosition',[0 0 screenposition(3:4)],...
    'PaperSize',screenposition(3:4));
print ('-dpdf', '-painters', soubor)

```


B Obsah příloženého CD

```
/ ..... kořenový adresář příloženého CD
├── xklubu00_PMST.pdf ..... textový soubor práce
├── ltspice.....soubory SPICE pro jednotlivé ukázky
│   ├── opa322.cir
│   ├── t1082.sub
│   ├── ukazka_1.asc
│   ├── ukazka_2.asc
│   ├── ukazka_3.asc
│   ├── ukazka_4.asc
│   ├── ukazka_5.asc
│   ├── ukazka_6.asc
│   ├── ukazka_7.asc
│   ├── ukazka_8.asc
│   ├── ukazka_9.asc
│   ├── ukazka_10.asc
│   ├── ukazka_11.asc
│   ├── ukazka_12.asc
│   ├── ukazka_13.asc
│   ├── ukazka_14.asc
│   ├── ukazka_15.asc
│   ├── ukazka_preladeni_1.asc
│   └── ukazka_preladeni_2.asc
├── matlab.....soubor funkce charakteristiky a soubor pro její volání
│   ├── charakteristiky.m
│   └── volani_fce.m
```