

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TEORETICKÉ A EXPERIMENTÁLNÍ ELEKTROTECHNIKY**

**FACULTY OF ELECTROTECHNICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF THEORETICAL AND EXPERIMENTAL ELECTRICAL ENGINEERING**

SYNTÉZA MODERNÍCH STRUKTUR KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. MARTIN FRIEDL

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLGIÍ
ÚSTAV TEORETICKÉ A EXPERIMENTÁLNÍ
ELEKTROTECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF THEORETICAL AND EXPERIMENTAL
ELECTRICAL ENGINEERING

SYNTÉZA MODERNÍCH STRUKTUR KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

SYNTHESIS OF MODERN STRUCTURES OF FREQUENCY FILTERS

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. MARTIN FRIEDL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ SEDLÁČEK, CSc.

BRNO 2013

Abstrakt

Perspektivní oblastí, kam se zaměřuje současná pozornost v oboru syntézy moderních kmitočtových struktur, je oblast kmitočtů filtrů do 10 MHz, neboť rychlý rozvoj moderních technologií umožňuje realizaci moderních struktur analogových kmitočtových filtrů i v této požadované oblasti. V souvislosti s tím je však třeba propracovat metody syntézy a optimalizace těchto struktur s ohledem na možnosti současných moderních aktivních prvků (operační zesilovače s napětovou zpětnou vazbou s tranzitním kmitočtem řádově jednotky GHz, operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou, konvejory, transimpedanční operační zesilovače). V této práci byly podrobně analyzovány aktivní bloky syntetických induktorů (SI) a frekvenčně závislých negativních rezistorů (FDNR) a byly odvozeny vztahy pro jejich základní parametry. Pozornost byla zaměřena na optimalizaci základních stavebních bloků 2. řádu a jejich vlastností s moderními aktivními prvky. Byly analyzovány a optimalizovány z hlediska jejich využití v obvodech vyšších řádů. Byla provedena řada návrhů filtrů a ověřena metodika syntézy a optimalizace příčkových filtrů vyšších řádů s moderními aktivními bloky. Pozornost byla zaměřena na metody optimalizace syntézy filtrů se ztrátovými aktivními bloky realizovanými na základě RLC prototypů. V oblasti aktivních filtrů vyšších řádů byly provedeny citlivostní simulace udávající představu o citlivosti kaskádních a nekaskádních struktur ARC filtrů. Pro ověření teoretických závěrů byla realizována celá řada vzorků optimalizovaných filtrů a jejich parametry byly ověřeny měřením. V závěru práce jsou uvedeny realizace filtrů pro konkrétní požadované praktické aplikace.

Klíčová slova

Filtr, moderní struktury kmitočtových filtrů, moderní aktivní prvky, dvojný kapacitor, syntetický induktor, vázané filtry, dolní propust, horní propust, pásmová propust, ARC filtry, RLC filtry, optimalizace

Abstract

Within modern frequency structures, the filter frequency region of up to 10 MHz constitutes a promising research topic that currently attracts intensive attention of specialists interested in the problem. The main reason of this fact consists in that the rapid development of modern technology allows the production of innovated structures of the analog frequency filters required in the defined band. In this context, however, it is also necessary to refine the methods applied in the synthesis and optimization of these structures; such improvement should be carried out with respect to fundamental properties and usability of today's active elements (operational amplifiers with voltage feedback whose Gain Bandwidth Product ranges within units of GHz, operational amplifiers with current feedback, conveyors, transimpedance operational amplifiers). In this thesis, active blocks of synthesis inductors (SIs) and frequency dependent negative resistors (FDNRs) are examined in detail, and the author provides novel formulas to define the basic parameters of the dual circuits. Due emphasis was placed on optimizing the basic building blocks of the second order and defining the variation of their properties caused by the addition of modern active elements. The blocks were analyzed and modified in view of their possible use in higher-order circuits. For active filters of a higher order, simulations were performed to indicate the actual sensitivity of the cascade and non-cascade ARC structures. The following phase of the research comprised mainly the designing of several filters, and this activity was further completed with the verification of the methodology for the synthesis and optimization of higher-order loss ladder filters with modern active blocks. Special attention was paid also to the methods enabling the optimization of such filters, which are invariably based on RLC prototypes. In order to verify the theoretical conclusions, the author materialized a large number of sample optimized filters and measured their parameters. The closing section of the thesis describes the use of the filters in specific applications.

Keywords

Filter, modern frequency structure filter, modern active elements, frequency dependent negative resistor, synthetic inductor, band pass filter, low pass, high pass, band pass, ARC filters, RLC filters, optimization

Bibliografická citace práce

FRIEDL, M. *Syntéza moderních struktur kmitočtových filtrů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 135 s. Vedoucí disertační práce doc. Ing. Jiří Sedláček, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou disertační práci na téma „Syntéza moderních struktur kmitočtových filtrů“ jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele doktorského studia a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně, 13. 12. 2013

.....
Ing. Martin Friedl

Poděkování

Na tomto místě chci poděkovat svému školiteli doc. Ing. Jiřímu Sedláčkovi, CSc. za odborné vedení a cenné připomínky při zpracování disertační práce. Dále děkuji Ústavu teoretické a experimentální elektrotechniky za poskytnutí zázemí a všem svým kolegům, kteří přispěli ke vzniku této práce.

V Brně, 13. 12. 2013

.....
Ing. Martin Friedl

Obsah

1. Úvod	1
1.1 Současný stav problematiky	3
1.2 Cíle disertační práce	6
2. Aktivní bloky II. řádu	7
2.1 Ztrátové uzemněné dvojné kapacitory (FDNR obvody)	7
2.2 Optimalizace obvodů ztrátových FDNR	9
2.3 Vyšetření citlivosti obvodů FDNR	13
2.4 Ztrátové uzemněné syntetické induktory (SI obvody)	19
2.5 Srovnání základních vlastností sériového a paralelního zapojení zemněných ztrátových obvodů SI	22
2.6 Srovnání kmitočtových vlastností jednotlivých zapojení syntetických induktorů	23
2.7 Porovnání dynamického rozsahu obvodů ztrátových syntetických induktorů	25
2.8 Optimalizace obvodů ztrátových SI	25
2.9 Vyšetření citlivosti obvodů SI	28
2.10 Bezeztrátový sériový rezonanční obvod RD s jedním OZ	34
3. Filtry vyšších řádů	43
3.1 Filtry dolních propustí (DP)	43
3.2 Filtry horních propustí (HP)	49
3.3 Vázané filtry se syntetickými prvky	55
3.4 Kmitočtové filtry s nulami přenosu	67
3.5 Filtry DP vyšších řádů s bezeztrátovým sériovým rezonančním RD obvodem	93
4. Návrh kmitočtových filtrů pro konkrétní aplikace	100
4.1 ARC filtr pro zpracování NMR signálu	100
4.2 Filtr s nulami přenosu pro indukčnostní snímače	102
4.3 Čtyřkvadrantový univerzální filtr LTC1562 pro systém nukleární magnetické rezonance	106
4.4 Digitálně řízený antialiasingový filtr	110
5. Závěr	115
LITERATURA	117
PŘÍLOHY	

Chyba! Záložka není definována.

Seznam použitých zkratek a symbolů

A/D	analogově – digitální převod
RLC	Pasivní filtr
ARC	Aktivní filtry RC
OZ	Operační zesilovač
GBW	G ain B and W idth product
HP	Horní propust
DP	Dolní propust
PP	Pásmová propust
PZ	Pásmová zádrž
FDNR	F requency D ependent N egative R esistor
D	Dvojný kapacitor
RD	Aktivní rezonanční obvod s dvojnými kapacitami
CRD	Ekvivalent obvodu RLC
ZDK	Ztrátový dvojný kapacitor
SI	Syntetický induktor
G	Zesílení
Z_{IN}	Vstupní odpor
F_t	Tranzitní kmitočet
f_{mez}	Mezní kmitočet
f_m	Mezní kmitočet
f_0	Mezní kmitočet
R	Odpor rezistoru
C	Kapacita kondenzátoru
K	Zesílení aktivního prvku
K	Modul přenosu filtru
$K_u(p)$	Přenosová funkce filtru
Q	Činitel jakosti
ω_0	Úhlový kmitočet
$f_{(K)}$	Závislost činitele jakosti Q na zesílení K aktivního prvku
n	Řád filtru
p	Komplexní kmitočet
k	Koeficient pro výpočet ztrát
k_T	Transformační koeficient Brtonovy transformace
t_n	Náběžná hrana signálu
S_x^F	Citlivost kmitočtu F na změnu parametru x
S_x^Q	Citlivost činitele jakosti Q na změnu parametru x
GIC	G eneral I mpedance C onverter
B	Šířka pásma
K_{Rmax}	Maximální poměr hodnot rezistorů
K_{Cmax}	Maximální poměr hodnot kondenzátorů
L_v	Vazební induktor
C_v	Vazební kondenzátor
a_i	Koeficient pro výpočet RLC filtru
R_z	Ztrátový rezistor
z	Parametr pro výpočet ztrát
K_{pot}	Minimální potlačení filtru
NMR	N uclear M agnetic R esonance
FID	F ree I nduction D ecay
SMT	S urface M ount T echnology
PWM	P ulse W idth M odulation

1. Úvod

Kmitočtová filtrace signálů je jedním ze základních způsobů zpracování signálů a proto se kmitočtové filtry vyskytují v různých podobách téměř ve všech elektrotechnických a elektronických zařízeních. Jejich význam v současnosti roste i z hlediska zajištění přísných norem elektromagnetické kompatibility. Dříve bylo nutné si osvojit složité a náročné algoritmy návrhu těchto obvodů. Ale současný pokrok v použití počítačů a vhodného software danou problematiku velmi zjednodušuje. Dnes už stačí si osvojit pouze základní fyzikální principy k pochopení popisu přenosových vlastností a praktických vlastností různých typů realizací kmitočtových filtrů. Konkrétní návrhy můžou pak být řešeny buď použitím vhodného software či volbou z velkého počtu integrovaných realizací kmitočtových filtrů. Znalost této problematiky je výhodou nejen pro řešení klasických úloh filtrace s důrazem na požadavek dynamického rozsahu analogového předzpracování signálů (ošetření slabých signálů z různých čidel či jiných zdrojů signálů) před následným A/D převodem a číslicovým zpracováním signálů, ale je i výhodiskem pro další studium jak mikrovlonné vf techniky, tak i oblasti číslicové kmitočtové filtrace.

Výstup zkoumaného systému obecně obsahuje signál a šum. Část výstupu, která nás zajímá nazýváme signál, zbytek může být považován za šum. Tento šum obsahuje nechtěná data a interference přijímané, nebo přímo generované měřicími přístroji. V ideálním případě je tento šum filtrem zcela odstraněn, zatímco signál je beze změny přenesen. Jestliže spektrum signálu a šumu jsou od sebe dostatečně kmitočtově vzdáleny, pak pro potlačení šumu můžeme použít vhodného filtru.

Přenosové funkce filtru

Většina analytických a grafických popisů filtrů spadá do frekvenční oblasti, kde je vliv filtrů na signály nejvíce zřejmý. Proto mezi nejběžnější charakteristiky filtru patří modul přenosu v závislosti na frekvenci $K = f(\omega)$ nazývaný modulová kmitočtová charakteristika a průběh fáze v závislosti na frekvenci $\varphi = f(\omega)$ - fázová (argumentová) kmitočtová charakteristika. Chování filtru ve frekvenční oblasti je matematicky popsáno jako **přenosová funkce** nebo **obvodová funkce**. Při užití Laplaceovy transformace může být popsána napěťová přenosová funkce filtru jako

$$K_u(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)}, \quad (1.1)$$

kde p je komplexní proměnná.

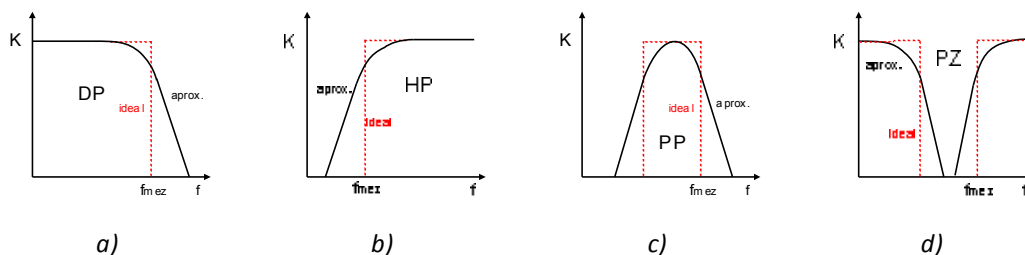
Přenosová funkce definuje odezvu filtru k libovolnému vstupnímu signálu, ale nejčastěji se setkáváme se spojitou sinusovou funkcí. Zvláště pak u závislosti přenosové funkce na signály různých frekvencí. Tuto závislost označujeme jako **amplitudová odezva**, podobně **fázová odezva** filtru nám udává závislost fázového posuvu v signálu na frekvenci. Neméně důležité je také **skupinové zpoždění**, které je derivací fázové odezvy signálu.

Čítec i jmenovatel ve vztahu (1.1) mohou být popsány jako polynomy funkce p . Potom přenosová funkce pro n -tý řád filtru může být zapsána jako [1]:

$$K_u(p) = \frac{Kb_0}{p^n + b_{n-1} \cdot p^{n-1} + b_{n-2} \cdot p^{n-2} + \dots + b_1 \cdot p + b_0}. \quad (1.2)$$

Charakteristiky filtrů

Podle zpracovávaného kmitočtového spektra rozdělujeme selektivní filtry na čtyři základní typy: dolní propust (DP), horní propust (HP), pásmovou propust (PP) a pásmovou zádrž (PZ).



Obr. 1.1: Rozdělení selektivních filtrů podle jejich modulové kmitočtové charakteristiky.

Ideální filtr má pravoúhlý tvar modulové kmitočtové charakteristiky. V praxi však není možné této odezvy dosáhnout, používáme proto aproximační funkce, která bude nejlépe vyhovovat požadavkům pro danou aplikaci.

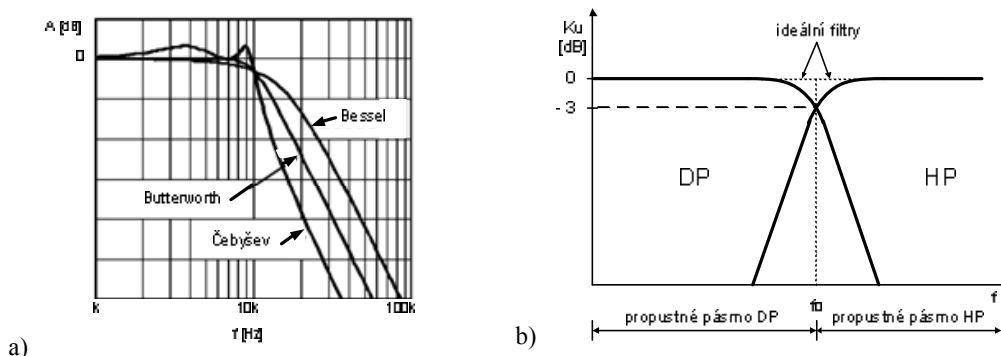
Mezi nepoužívanější filtry s polynomiální funkcí přenosu patří zejména filtry s Butterworthovou, Čebyševovou a Besselovou aproximační funkcí. Každý ze zmíněných filtrů má určité specifické vlastnosti a tím i okruh svého využití [2].

Butterworthovy filtry se někdy nazývají filtry s maximálně plochou amplitudovou frekvenční charakteristikou v propustném pásmu. Frekvenční fázová charakteristika vykazuje v propustném pásmu plynulou změnu fáze s frekvencí, se sklonem daným počtem pólů filtru. U tohoto filtru nemá v propustném pásmu skupinové zpoždění zvlnění. Přechodová charakteristika se vyznačuje rychlým nástupem čela impulzu a mírným překmitem. Butterworthův filtr je nejčastěji používaný filtr v regulační technice.

Čebyševovy filtry mají vyšší strmost filtru v přechodném pásmu, cenou za tuto příznivou vlastnost je zvlnění frekvenční charakteristiky v propustném pásmu. Charakteristika Čebyševových filtrů v propustné oblasti má zvlnění definované hodnoty.

Besselovy filtry se často používají v telekomunikační technice. Koefficienty charakteristického Besselova polynomu jsou navrženy tak, aby fázová charakteristika byla v propustném pásmu maximálně lineární. Amplitudová charakteristika v nepropustném pásmu je velmi plochá. Průběh přechodové charakteristiky (odezva na jednotkový skok) je charakterizován nárůstem čela bez překmitu.

Příslušné koeficienty jsou pro všechny používané varianty filtrů tabelovány. Porovnání modulových frekvenčních charakteristik jednotlivých typů polynomiálních filtrů je ukázáno na charakteristice filtru DP druhého řádu v blízkém okolí frekvence zlomu (obr. 1.2a).



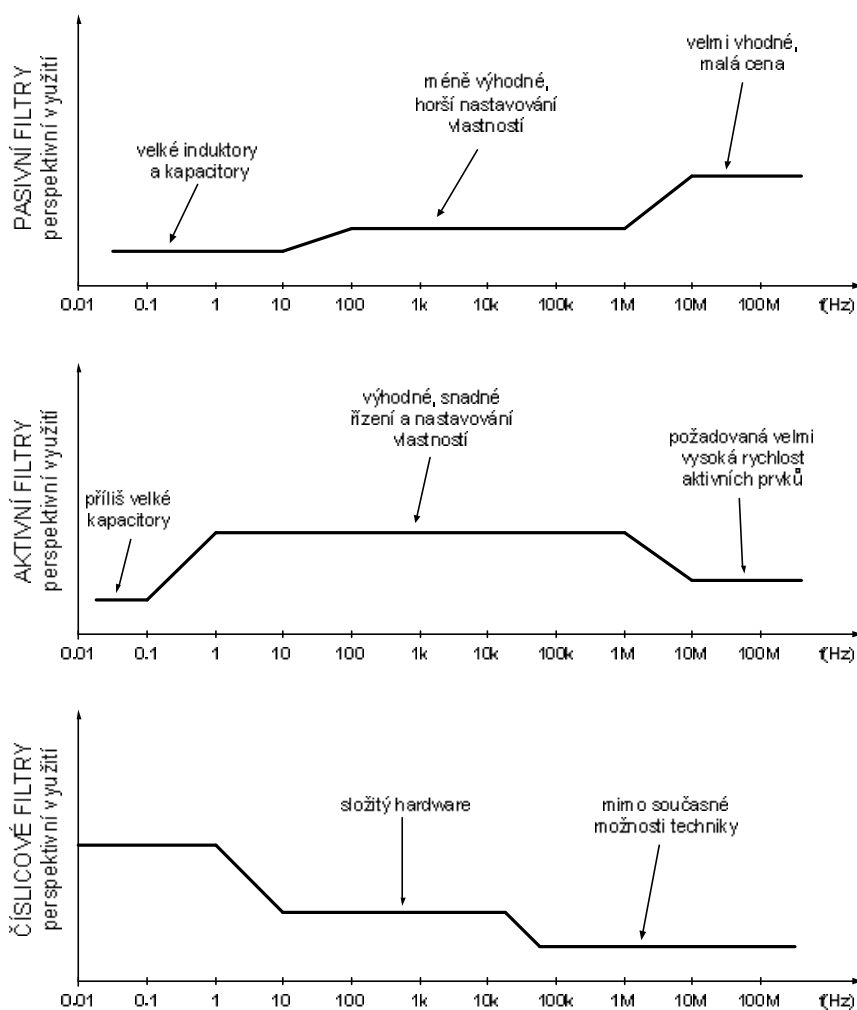
Obr. 1.2: a) Porovnání frekvenčních charakteristik polynomiálních filtrů, b) frekvenční modulová charakteristika filtru DP a HP.

Řád filtru – určuje strmost modulové kmitočtové charakteristiky filtru v nepropustné oblasti a je přímo spojen s počtem komponentů filtru. Vyšší řády filtrů jsou dražší, zabírají více místa a jsou náročnější pro návrh. Výhodou filtrů vyšších řádů je strmější sklon charakteristiky než u stejných filtrů nižších řádů.

1.1 Současný stav problematiky

Kmitočtové filtry lze v současné době realizovat mnoha způsoby. Obecně je možné je rozlišit na **pasivní** a **aktivní** obvodové struktury. Pasivní filtry (RLC) jsou nejstarší formy lineárních analogových filtrů, které využívají kombinaci rezistorů, kapacitorů a induktorů. Vyznačují se poměrnou jednoduchostí a možností realizace s mezním kmitočtem až stovky MHz. Příčkové struktury těchto filtrů vykazují navíc nejnižší citlivosti parametrů na změny hodnot stavebních prvků (vlivem teploty, tolerancí apod.). Při samotné realizaci RLC filtrů pro nízké kmitočty se potýkáme s problémem při výrobě cívek. Jsou to největší, nejdražší a především těžko integrovatelné součástky. Je snaha je proto z filtrů odstranit resp. nahradit syntetickými ekvivalenty.

Základní princip aktivních filtrů spočívá v nahrazení induktoru pomocí zapojení s aktivním (syntetickým) prvkem. Cílem je odstranit nevýhody pasivní indukčnosti a simulovat chování obyčejného pasivního RLC filtru. Použití těchto ARC filtrů je limitováno mezním kmitočtem v oblasti desítek MHz [1].



Obr. 1.3: Porovnání jednotlivých technologií filtrů.

Pokrok v oblasti mikroelektroniky však umožňuje realizaci nových aktivních prvků, které lze použít pro návrh filtrů pracujících do kmitočtových oblastí kolem 100 MHz. I když v některých aplikacích mají pasivní filtry nezastupitelnou roli, trend v oblasti filtrace se vyvíjí směrem k aktivním (ARC) filtrům. Aktivní filtry nabízí oproti pasivním řadu výhod. Kromě zmenšení rozměrů přinášejí možnost řízení charakteristik (např. LTC1564, podkap. 4.4), integrovatelnost, přesné řízení a vyšší odolnost proti elektromagnetickým interferencím. Velká vstupní a nízká výstupní impedance těchto filtrů umožňuje také např. snadné kaskádní řazení jednotlivých bloků filtrů.

Typickými stavebními bloky ARC obvodů jsou nejčastěji operační zesilovače (OZ) s napětovou zpětnou vazbou, proudové konvejory a zesilovače s proudovým výstupem, například transimpedanční OZ. Standardní OZ s napětovou zpětnou vazbou se používají jen v pásmu nižších kmitočtů. Na vyšších kmitočtech se musí použít rychlé OZ. Dochází k využití speciálních struktur obvodů a dalších funkčních bloků jako jsou: gyrátory (pozitivní imitanční invertory), impedanční konvertory, proudové konvejory [3], [4], [5]. Další možnosti v oboru filtrace přinášejí filtry se spínanými kapacitami (pracující spojitě v hodnotách a diskretně v čase) a filtry číslicové (pracující diskretně v čase i v hodnotách). Specifickými typy jsou také analogové filtry založené na zvláštních principech, jako např. filtry s povrchovou vlnou, filtry s piezoelektrickými rezonátory, keramické filtry, elektromechanické filtry a další [6].

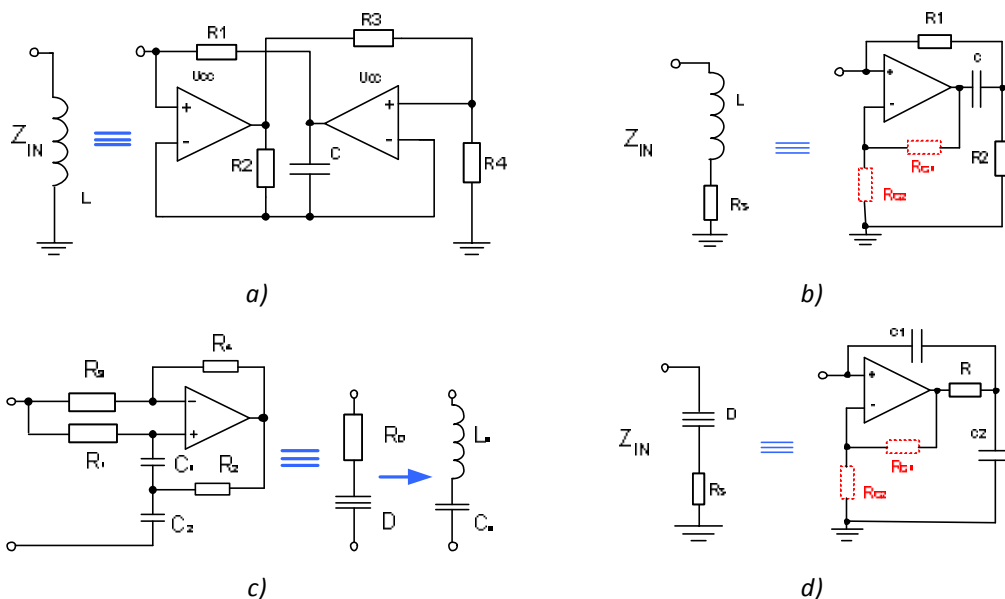
Snad nejvýznamnější parametr systému vyplývající z použité technologie filtrů je dosažená pracovní frekvence. Obr. 1.3 ukazuje možné oblasti využití a porovnání jednotlivých filtrů s ohledem na použitou technologii [1]. Dosavadní stav vývoje filtračních obvodů aktivních filtrů byl limitován především kmitočtovými vlastnostmi aktivních prvků na použití do kmitočtů 1 MHz. Jak dokládá obrázek 1.3., perspektivní oblastí, kam se zaměřuje současná pozornost v oblasti syntézy moderních struktur, je v oblasti kmitočtů do 10 MHz. Rychlý rozvoj moderních technologií aktivních prvků umožňuje realizaci moderních struktur analogových kmitočtových filtrů i v této požadované oblasti.

Rozsáhlou oblastí syntézy aktivních kmitočtových filtrů se zabývá velký počet publikací, který každoročně roste [1], [7], [8];, vlastnostmi selektivních funkčních bloků 2. řádu se většinou však zabývá jen z pohledu jejich využití při kaskádní metodě syntézy filtrů. Ta umožňuje realizovat poměrně jednoduše syntézu kmitočtových filtrů zadaných požadavků, její hlavní nevýhodou jsou však vysoké citlivosti struktur realizovaných obvodů na tolerance stavebních prvků a problémy s dosažením dostatečné dynamiky. Výsledkem jsou často neoptimální obvody filtrů s velkými citlivostmi prvků, které v praxi způsobují při provozu značné problémy zejména u zařízení pracujících v širším teplotním rozmezí.

Nekaskádní metody syntézy, které naopak umožňují realizovat struktury s minimálními citlivostmi, jsou v literatuře zastoupeny jen zřídka. Je to patrně způsobeno větší náročností metody syntézy i následné optimalizace a dostavování konečných parametrů realizovaných obvodů. Z tohoto důvodu i rozbor a srovnání vlastností jednotlivých typů selektivních funkčních bloků z hlediska jejich vlastností a využití jako obvodů syntetických induktorů SI, obvodů dvojných kapacitorů (kmitočtově závislých negativních rezistorů) FDNR či aktivních rezonančních obvodů s dvojnými kapacitami RD, ze kterých vychází metodika nekaskádní syntézy – je v literatuře popsána jen zřídka [9], nebo úplně schází. Vzhledem k velmi rychle se rozvíjejícím technologiím vlastních aktivních prvků [10], [11], [12], mezi nimi i napětových OZ s velmi vysokým mezním kmitočtem řádu jednotek GHz, chybí také srovnání reálných vlastností a rozbor dosažitelných parametrů těchto stavebních bloků z hlediska možného využití na kmitočtech řádu MHz.

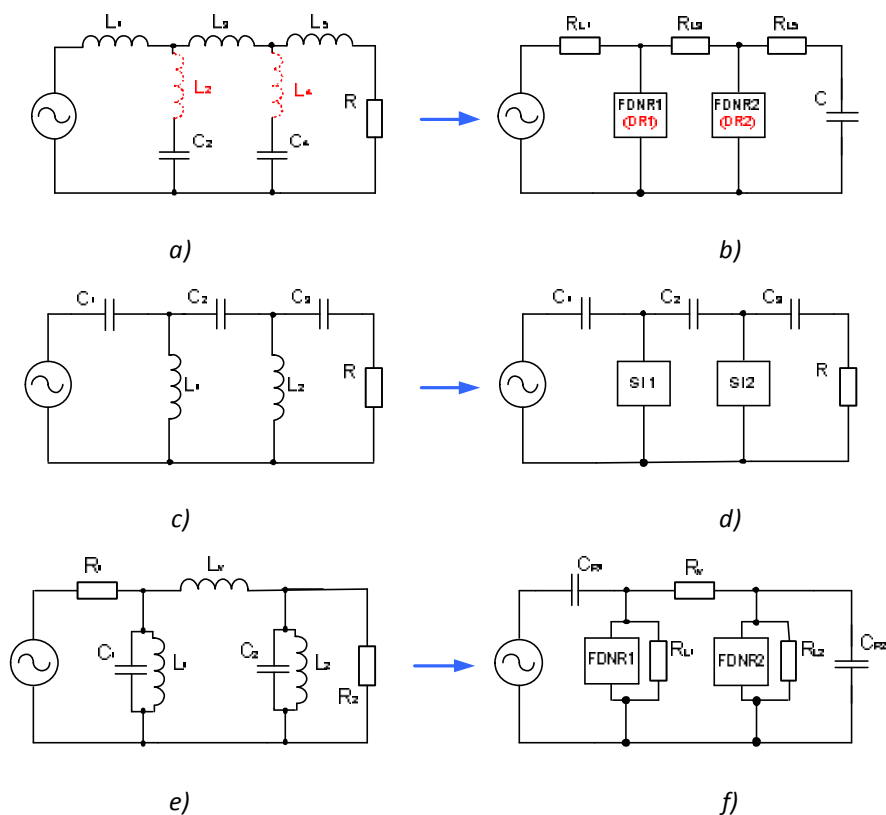
Nekaskádní metoda syntézy aktivních filtrů může být výhodně využita v oblasti optimalizovaných návrhů filtrů, kde zvláště v oblasti syntézy ARC filtrů vycházejících ze zapojení příčkových struktur RLC prototypů umožňuje realizace filtrů s náročnými požadavky na výsledné vlastnosti. Širší možnosti využití této metody syntézy by napomohlo hlubší propracování metodiky návrhu těchto struktur, optimalizace jednotlivých stavebních bloků, srovnání jejich parametrů a ověření možnosti jejich využití při realizaci různých typů filtrů vyšších řádů i při vyšších pracovních kmitočtech (1 – 10 MHz). Hlavním obsahem disertační práce vycházejícím ze současného stavu metod syntézy ARC filtrů bude proto příspěvek k širšímu využití uvedené metody nekaskádní syntézy v praxi.

První část práce se bude zabývat rozбором vlastností obvodů ztrátových syntetických induktorů (SI) (příklad zapojení viz obr. 1.4b), které na rozdíl od častěji používaných bezztrátových zapojení (příklad na obr. 1.4a) vystačí s polovičním počtem aktivních prvků.



Obr. 1.4: a) Beztrátový uzemněný SI, b) ztrátový uzemněný SI, c) beztrátový sériový rezonanční obvod RD d) ztrátový uzemněný FDNR.

Práce naváže i na některé předchozí poznatky [13] a rozšíří rozbor vlastností obvodů ztrátových dvojných kapacitorů FDNR (příklad na obr. 1.4d), které při použití Brutonovy transformace [14] umožňují syntézu optimalizovaných ARC filtrů dolních propustí (DP).



Obr. 1.5: a) DP - RLC, b) DP - CRD, c) HP - RLC, d) HP - ARC, e) PP - RLC a f) PP - ARC.

Pozornost bude v obou případech funkčních bloků zaměřena na použití moderních napěťových operačních zesilovačů (OZ), jejichž technologie v posledních letech zaznamenaly obrovský pokrok a umožňují realizace aktivních prvků s mezními kmitočty jednotek GHz. Tato část práce se bude také zabývat možností zlepšit vlastnosti ztrátových funkčních bloků částečnou kompenzací jejich ztrát (U obr. 1.4b,d naznačeno čárkovaně). Uvedená problematika nebyla dosud, pokud je mi známo, v literatuře komplexně řešena.

V této části se práce také bude věnovat detailnímu rozboru vlastností bezeztrátového funkčního bloku (RD), jehož zapojení umožňuje realizovat při využití Brattonovy transformace bezeztrátový sériový kmitavý okruh (příklad zapojení na obr. 1.4c). Možnosti využití tohoto obvodu jsou jen velmi stručně a bez širšího rozboru naznačeny v lit. [2].

Ze závěrů první hlavní části práce týkající se obecně analýzy a možností optimalizace aktivních funkčních bloků, bude vycházet druhá hlavní část práce zabývající se optimalizací syntézy obvodů ARC filtrů vyšších řádů realizovaných pomocí výše uvedených stavebních bloků. Práce bude zaměřena na optimalizaci ARC filtrů vyšších řádů se ztrátovými ARC bloky, které vycházejí z výchozích RLC příčkových prototypů (obr. 1.5a,c,e) a mají výhodné vlastnosti z hlediska citlivosti i jednoduchosti zapojení. V oblasti filtrů DP a HP jak s monotónní útlumovou charakteristikou, tak s nulovými body přenosu (obr. 1.5a,c) se bude práce zaměřovat na širší možnosti optimalizace těchto obvodů, které jsou v literatuře poměrně málo uvedeny [15], [16], [17]. V oblasti aktivních obvodů PP se práce bude zabývat optimalizací a možností zjednodušení obvodů vyšších řádů PP realizovaných pomocí ztrátových funkčních bloků FDNR (např. obr. 1.5e,f) a SI, kterým v literatuře dosud nebyla věnována pozornost a které mohou při vhodném návrhu znamenat značný přínos v etapě optimalizace těchto obvodů.

1.2 Cíle disertační práce

Hlavním cílem disertační práce je optimalizace syntézy aktivních funkčních bloků – ztrátových syntetických induktorů SI, ztrátových dvojných kapacitorů FDNR, bezeztrátových obvodů RD a jejich využití při syntéze ARC filtrů vyšších řádů, které vycházejí z příčkových struktur RLC prototypů [18].

Na základě rozboru současného stavu byly stanoveny následující tematické okruhy a dílčí cíle práce:

- Analýza a optimalizace syntézy aktivních funkčních bloků :
 - ztrátových obvodů SI a FDNR
 - bezeztrátových obvodů RD
 - ověření metod syntézy
- Optimalizace syntézy ARC obvodů vyšších řádů :
 - syntéza ARC filtrů DP a HP se ztrátovými funkčními bloky
 - analýza RLC filtrů DP s nulovými body přenosu
 - syntéza ARC obvodů DP s nulovými body přenosu s obvody FDNR a RD
 - ověření metod syntézy
 - realizace optimalizovaných obvodů a ověření jejich parametrů měřením
- Praktické využití optimalizovaných struktur ARC filtrů.

U všech dílčích cílů práce byl důraz položen na důkladné ověření metod syntézy optimalizovaných obvodů modelováním a následnou realizaci vzorků filtrů s ověřením jejich skutečných parametrů praktickým měřením.

2. Aktivní bloky II. řádu

Při realizaci filtrů RLC pro nízké kmitočty jsou největší problémy s kvalitou, rozměry a cenou cívek. Proto se pro nízké kmitočty s výhodou nahrazují filtry RLC aktivními filtry RC (ARC). Jejich základní princip spočívá v nahrazení cívky pomocí zapojení aktivního prvku s rezistory a kapacitami [2]. V oblasti návrhu ARC filtrů převažují dvě hlavní metody realizace ARC obvodů. První spočívá ve vytvoření obvodu ARC s přenosovou funkcí 2. řádu ekvivalentní přenosové funkci obvodu LRC 2. řádu, kdy přímá náhrada cívky v obvodu nemusí být na první pohled zřejmá. Typickým příkladem tohoto filtru je obvod Sallen Key (obr. 3.46) [1]. Druhou metodou je realizace obvodu ARC, který vykazuje na vstupních svorkách přímo induktivní impedanci. Toho lze využít pro přímou náhradu indukčnosti ve filtrech RLC. Do první metody realizace obvodů ARC patří velmi často užívané obvody dvojných kapacitorů v literatuře též označovaných zkratkou FDNR (**F**requency **D**ependent **N**egative **R**esistor). Do druhé metody realizace ARC filtrů můžeme zařadit ARC obvody syntetických induktorů SI (**S**ynthetic **I**nductor). V následujícím textu budou tyto dva typy ARC obvodů podrobně rozebrány a analyzovány.

2.1 Ztrátové uzemněné dvojně kapacitory (FDNR obvody)

Tyto obvody nahrazují cívky nepřímo za pomoci Brutonovy transformace [14], při které je výchozí RLC obvod transformován na ekvivalentně se chovající strukturu CRD. Tato struktura indukční prvek neobsahuje, ale využívá vlastností syntetického prvku FDNR se vstupní impedancí

$$\mathbf{Z}_{\text{IN}} = -\frac{1}{p^2 \cdot \mathbf{D}} \quad (2.1)$$

Brutonova transformace vychází z úvahy, že napětíový přenos obvodu jako bezrozměrná funkce je určen poměrem impedancí příslušných prvků obvodu, a proto se při násobení všech impedancí obvodu stejným koeficientem přenos nemění. Brutonova impedanční transformace násobí (nebo dělí) všechny impedance v obvodu komplexním kmitočtem p podle vztahu

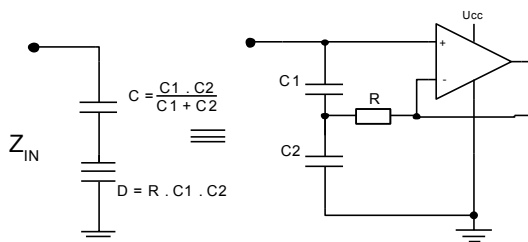
$$\mathbf{Z}_{\text{T}} = \mathbf{Z} \cdot \frac{k_{\text{T}}}{p}, \quad (2.2)$$

kde k_{T} je volitelný transformační koeficient. Použitím transformace se mění funkce jednotlivých prvků. Induktor mění charakter na rezistor, kapacitor se mění na nový syntetický prvek - kmitočtově závislý záporný rezistor (FDNR) a ztrátový prvek obvodu RLC - rezistor se transformuje na nový ztrátový prvek - kapacitor (viz. Tab. 2.1).

Tab. 2.1: Přepočítání obvodových prvků při Brutonově transformaci.

Prototyp RLC	Ekvivalent CRD	Vztah
R	C_{R}	$C_{\text{R}} = 1/k_{\text{T}} R$
L	R_{L}	$R_{\text{L}} = k_{\text{T}} L$
C	D_{C}	$D_{\text{C}} = C/k_{\text{T}}$

Praktické případy realizace obvodů FDNR lze rozdělit podle ztrátovosti a vztahu ke společnému (zemnímu) uzlu. Pomocí jednoho OZ lze realizovat ztrátový uzemněný FDNR (obr. 2.1).

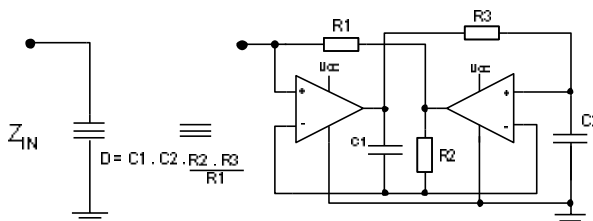


Obr. 2.1: Uzemněný ztrátový FDNR.

Vstupní impedance uzemněného ztrátového prvku FDNR může být popsána jako

$$Z_{IN} = \frac{1}{pC} + \frac{1}{p^2D} \tag{2.3}$$

Obvodem se dvěma OZ lze vytvořit teoreticky ideální bezztrátový uzemněný FDNR (obr. 2.2).

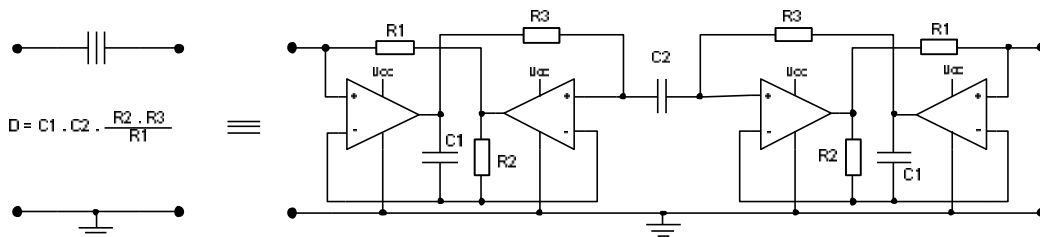


Obr. 2.2: Uzemněný bezztrátový FDNR.

Vstupní impedance uzemněného ideálního bezztrátového prvku FDNR je potom

$$Z_{IN} = \frac{1}{p^2D} \tag{2.4}$$

Pomocí těchto obvodů je možné realizovat i neuzemněné FDNR např. zdvojením obvodu z obr. 2.2., příklad možného zapojení je na obr. 2.3, toto zapojení je již však značně složité a je používáno jen výjimečně.



Obr. 2.3: Plovoucí bezztrátový FDNR.

V následující práci bude pozornost zaměřena na jednoduché ztrátové uzemněné obvody FDNR, které umožňují realizaci jednoduchých ekonomicky úsporných obvodů aktivních filtrů jak druhého řádu, tak i vyšších řádů.

Přehled nejčastěji se v literatuře [2] vyskytujících zapojení jednoduchých ztrátových uzemněných obvodů FDNR zachycuje tab. 2.2, ve které jsou označena jednotlivá zapojení jako typ I. až V. Typy obvodů I. až III. představují obvody, které lze modelovat sériovým zapojením ztrátového prvku, typy IV. a V. paralelním zapojením ztrátového prvku. Dostupná literatura většinou neuvádí vztahy pro určení potřebných parametrů obvodu. Proto byly všechny obvody podrobeny obvodové analýze pomocí programu SNAP [19]. Vztahy definující základní parametry obvodů (získané na základě obvodové analýzy) jsou uvedeny u příslušných zapojení v tab. 2.2.

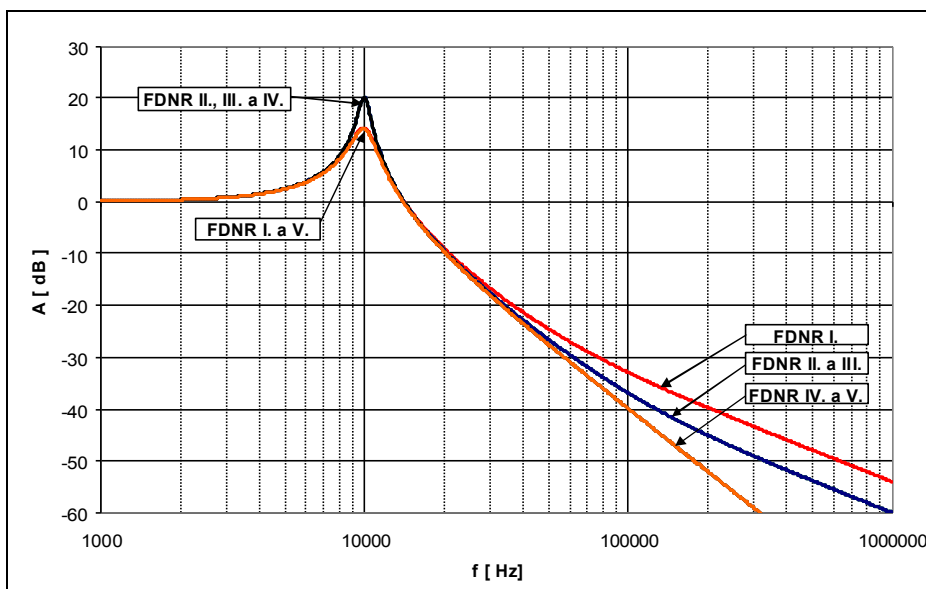
Tab. 2.2: Zapojení ztrátových FDNR s odpovídajícími vztahy.

Typ	Zapojení ztrátových FDNR	Vztahy
I.		$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_s R}}$
		$K=1, D_s=RC^2, C_s=C/2$
		$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_s}{R}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \cdot \frac{1}{2 - \frac{R_s}{R}(K-1)}$
II.		$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_s R}}$
		$K=2, D_s=RC^2, C_s=C$
		$Q = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \cdot \frac{1}{\frac{R_s}{R} - K + 2}$
III.		$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_s R}}$
		$K=2, D_s=RC^2, C_s=C$
		$Q = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \cdot \frac{1}{\frac{R_s}{R} - K + 2}$
IV.		$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_s R}}$
		$K=2, D_p=RC^2, C_p=C$
		$Q = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \cdot \frac{1}{\frac{R_s}{R} - \frac{1}{K-1} + 1}$
V.		$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_s R}}$
		$K \rightarrow \infty, D_p=RC^2, C_p=2C$
		$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_s}{R}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \cdot \frac{1}{2 - \frac{R_s}{R} \cdot \frac{1}{K-1}}$

2.2 Optimalizace obvodů ztrátových FDNR

Pro podrobné ověření vlastností uvedených obvodů byly zjišťovány modulové kmitočtové charakteristiky ARC obvodů dolních propustí s těmito FDNR obvody (tab. 2.2) pomocí počítačového modelování v programu ORCAD [20]. Nejprve byly modelovány modulové kmitočtové charakteristiky všech typů FDNR obvodů z tab. 2.2 pro nominální hodnoty zesílení

$K = 1$ (typ I.), $K = 2$ (typ II., III., IV.) a $K \rightarrow \infty$ (typ V.). Mezní kmitočet f_0 byl zvolen 10 kHz a hodnoty rezistorů $R_s = 10 \text{ k}\Omega$ a $R = 100 \Omega$ pro obvody typu I., II. a III. a $R_s = 100 \Omega$ a $R = 10 \text{ k}\Omega$ pro obvody typu IV. a V. Na základě vzorce uvedeného v tab. 2.2 pro výpočet úhlového kmitočtu ω_0 byl pak vypočten kapacitor $C = 15,9 \text{ nF}$. Výsledné modulové kmitočtové charakteristiky jednotlivých typů obvodů dolních propustí ARC jsou pro porovnání uvedeny společně v jednom grafu na obr. 2.4.



Obr. 2.4: Modulové kmitočtové charakteristiky FDNR obvodů.

Křivky na obr. 2.4 zachycují vlastnosti jednotlivých typů obvodů. U typů I. a V. je například patrný poloviční činitel jakosti Q , což odpovídá vztahům v tab. 2.2. Rozdílná je také strmota filtru v oblasti za mezním kmitočtem f_0 pro jednotlivé typy obvodů uvedených v grafu.

Jak uvedené vztahy pro činitel jakosti Q ukazují, pro nominální hodnoty zesílení $K = 1$ (typ I.), $K = 2$ (typ II., III., IV.) a $K \rightarrow \infty$ (typ V.), obvody vyžadují pro realizaci Q poměr funkčních rezistorů R a R_s hodnoty $4Q^2$. To je nevýhodné z hlediska realizace obvodů - dochází ke zvýšení citlivosti obvodu a tak je tento poměr hlavním faktorem omezujícím dosažitelný činitel jakosti Q .

Proto byla zkoumána možnost zvětšit při daném poměru rezistorů dosažitelnou hodnotu činitele jakosti Q změnou nastavení základního zesílení K aktivního prvku. Pro zjištění výše uvedeného byla nejprve vyjádřena přenosová funkce FDNR obvodu typu I. (tab. 2.2) ve formě polynomu funkce p za podmínky $K \neq 1$:

$$K_u(p) = \frac{1+p \ 2CR}{1+p(2CR-R_s C(K-1))+p^2 R_s C^2 R} \quad (2.5)$$

Poté byl jmenovatel této přenosové funkce upraven do tvaru charakteristické rovnice a položen roven nule:

$$p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2 = p^2 + p \frac{2R - R_s (K - 1)}{R_s CR} + \frac{1}{R_s C^2 R} = 0 \quad (2.6)$$

Odtud byl následně získán vztah pro úhlový kmitočet ω_0

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_s C^2 R}} = \frac{1}{C \sqrt{R_s R}} \quad (2.7)$$

a pro činitel jakosti

$$Q_K = \frac{\omega_0}{\frac{2R - R_s(k-1)}{R_s C R}} = \frac{\frac{1}{C \sqrt{R_s R}}}{\frac{2R - R_s(k-1)}{R_s C R}} = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \frac{1}{2 - \frac{R_s}{R}(k-1)} \quad (2.8)$$

V případě dosazení nominální hodnoty zesílení $K = 1$ se vztah pro činitele jakosti Q zjednoduší na tvar:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s}{R}} \quad (2.9)$$

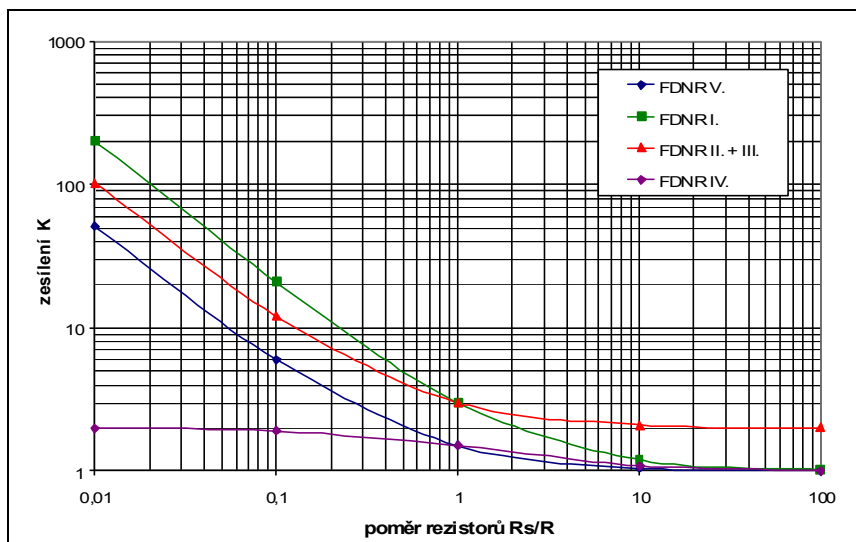
Tímto postupem byly získány všechny výsledné vztahy pro úhlový kmitočet ω_0 , činitele jakosti Q (základní zesílení K) a činitele jakosti Q_K (variované zesílení K) pro všechny typy FDNR obvodů uvedených v tab. 2.2. Nově vypočtené vztahy pro činitele jakosti Q_K byly dále podrobeny matematické analýze a vypracovány grafy (obr. 2.6).

Tab. 2.3: Funkce $f_{(K)}$ a jejich limity pro hodnotu zesílení K pro $Q_K \rightarrow \infty$.

Typ	Podmínka	$f_{(K)}$	Limita funkce $f_{(K)}$	K pro $Q_K \rightarrow \infty$
I.	$\frac{R_s}{R} = 10$	$Q_K = \frac{\sqrt{10}}{10(1,2-K)}$	$\lim_{K \rightarrow 1,2} (f_{(K)}) = \infty$	1,2
II.	$\frac{R_s}{R} = 10$	$Q_K = \frac{\sqrt{0,1}}{2,1-K}$	$\lim_{K \rightarrow 2,1} (f_{(K)}) = \infty$	2,1
III.	$\frac{R_s}{R} = 10$	$Q_K = \frac{\sqrt{0,1}}{2,1-K}$	$\lim_{K \rightarrow 2,1} (f_{(K)}) = \infty$	2,1
IV.	$\frac{R_s}{R} = 10$	$Q_K = \frac{\sqrt{10}(K-1)}{11(K-1,09)}$	$\lim_{K \rightarrow 1,09} (f_{(K)}) = \infty$	1,09
V.	$\frac{R_s}{R} = 10$	$Q_K = \frac{\sqrt{0,1}(K-1)}{2(K-1,05)}$	$\lim_{K \rightarrow 1,05} (f_{(K)}) = \infty$	1,05

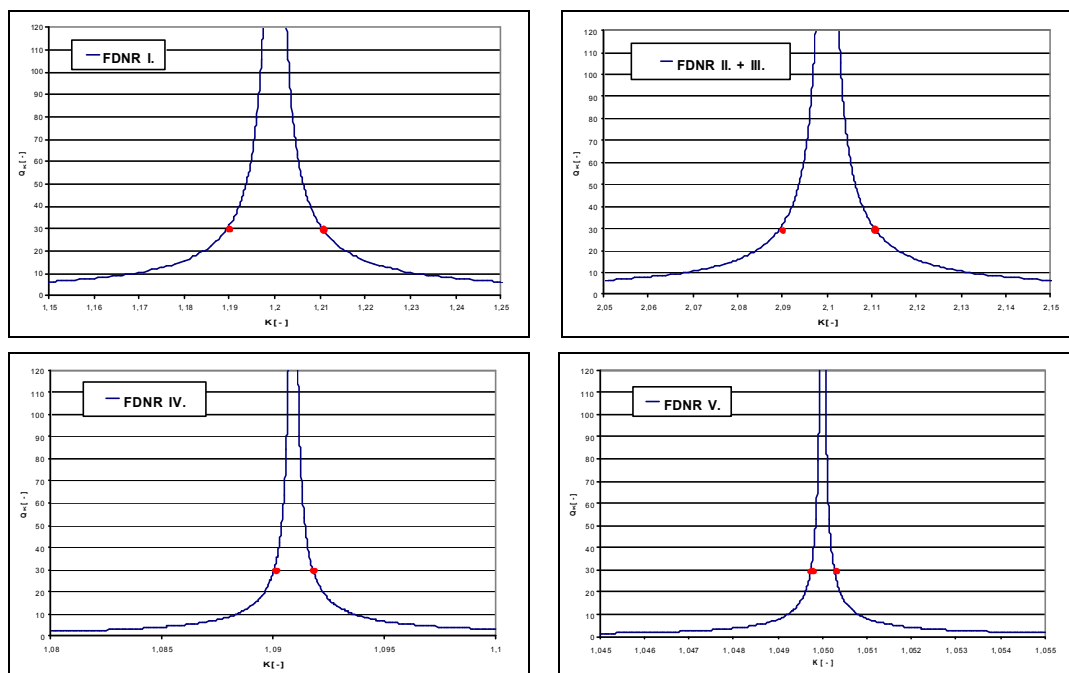
Bylo zjištěno, že je možné zvýšit hodnotu činitele jakosti Q_K nastavením základního zesílení K aktivního prvku. Teoreticky je možné u všech typů FDNR obvodů (typ I. – V.) zvýšit činitele jakosti Q_K nade všechny meze, neboť při určitém zesílení K má funkce $f_{(K)}$ limitu blízkou se k nekonečnu. Konkrétní hodnoty zesílení K , kdy se limita funkce $f_{(K)}$ blíží nekonečnu, uvádí pro zvolený poměr $R_s/R = 10$ pro všechny typy obvodu FDNR tab. 2.3.

Závislosti zesílení K na poměru rezistorů R_s/R pro všechny typy FDNR přehledně vystihuje graf na obr. 2.5. Zde je patrné, že se vzrůstajícím poměrem rezistorů R_s a R se u všech typů FDNR snižuje potřebné zesílení K pro $Q_K \rightarrow \infty$.



Obr. 2.5: Závislosti zesílení K na poměru rezistorů R_s/R pro $Q_K \rightarrow \infty$.

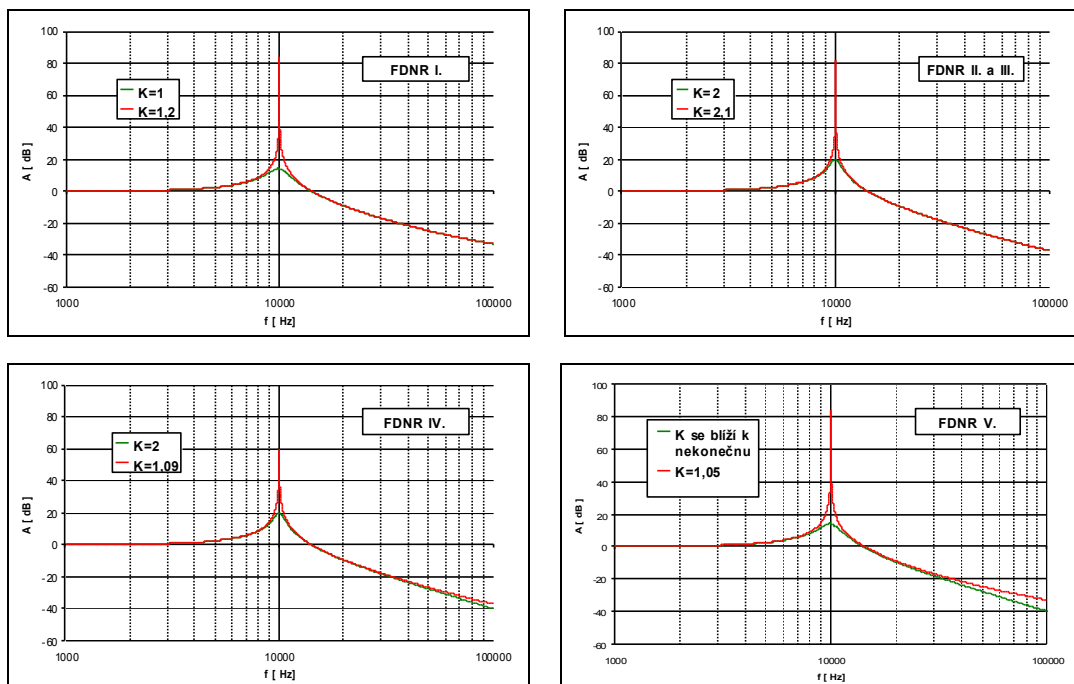
Jednotlivé závislosti zesílení K na činiteli jakosti Q_K z tab. 2.3 jsou zobrazeny v grafech na obr. 2.6, kde je zakresleno blízké okolí bodu K , kdy platí, že $Q_K \rightarrow \infty$. Z tab. 2.3 vyplývá, že funkce $f_{(K)}$ jsou stejné pro typ obvodů II. a III., proto byly tyto obvody zakresleny do jednoho společného grafu.



Obr. 2.6: Limity funkce $f_{(K)}$ a jejich blízké okolí, pro $Q_K \rightarrow \infty$.

Křivky popisující limitní závislosti funkce $f_{(K)}$ v obr. 2.6 také názorně ukazují citlivost této funkce na zesílení K pro jednotlivé typy FDNR obvodů. Červené body zobrazují místa na křivce, kde pro zvolený činitel jakosti $Q_k = 30$ můžeme odečíst dvě hodnoty potřebného zesílení K . Uvedené grafy na obr. 2.6 ukazují, že pohybem tohoto pracovního bodu po křivce lze vhodně korigovat hodnotu činitele jakosti Q_K . Výsledné moduly kmitočtové závislosti filtrů DP jsou přehledně zobrazeny v následujících grafech na obr. 2.7. Pro každý typ FDNR obvodu jsou

zobrazeny dvě křivky. První pro nominální hodnotu zesílení K (zelená křivka) a druhá pro vypočtené hodnoty K pro maximální hodnotu činitele jakosti Q_K (červená křivka).



Obr. 2.7: Porovnání činitele jakosti Q pro nominální hodnoty zesílení K (zelená křivka) a vypočtené hodnoty K pro maximální hodnotu činitele jakosti Q_K (červená křivka).

Výsledné křivky potvrzují správnost matematických výpočtů. Je zřejmé, že při daném poměru rezistorů lze dosáhnout zvýšení činitele jakosti Q_K při vhodné změně zesílení K aktivního prvku. Teoretické navýšení hodnoty činitele jakosti Q_K dosahuje v podstatě nekonečných hodnot. Vlivem omezení počtu kroků simulátoru však tyto hodnoty v grafech na obr. 2.7 dosahují činitele jakosti Q_K v řádů tisíců. Z vyobrazených závislostí je také patrné, že u FDNR obvodů s paralelními ztrátami (typ IV. a V.) dochází za mezním kmitočtem f_0 s rostoucím činitelem jakosti Q_K ke snížení strmosti kmitočtové modulové charakteristiky. Tato skutečnost se u obvodů FDNR se sériovými ztrátami nevyskytuje (typ I., II. a III.).

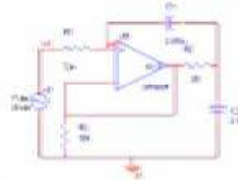
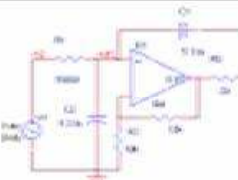
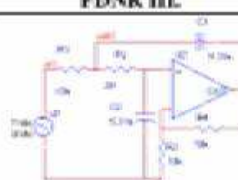
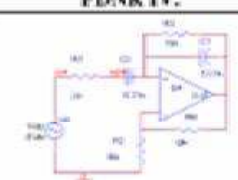

2.3 Vyšetření citlivosti obvodů FDNR

Pro větší představu o vlastnostech zkoumaných FDNR prvků byly provedeny citlivostní analýzy. Počítačovým modelováním byly zjišťovány relativní citlivosti „rezonančního kmitočtu“ f_0 a činitele jakosti Q :

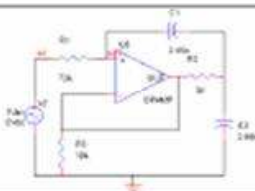
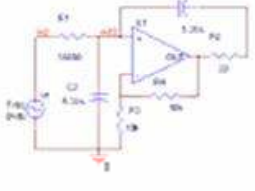
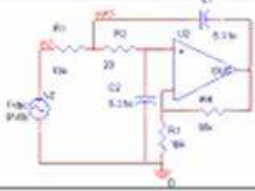
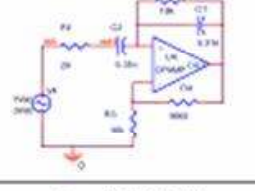
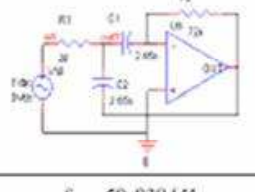
$$S_x^F = \frac{\frac{\Delta F}{F}}{\frac{\Delta x}{x}}, \quad S_x^Q = \frac{\frac{\Delta Q}{Q}}{\frac{\Delta x}{x}} \quad (2.10), (2.11)$$

Výsledné hodnoty citlivostí změn kmitočtu S^F a činitele jakosti S^Q na změny obvodových prvků jsou přehledně zobrazeny v tabulkách 2.4 – 2.8. Abychom mohli srovnat citlivosti jednotlivých variant obvodů FDNR i jejich modifikací, byly všechny obvody navrženy pro optimalizované poměry prvků se shodnými kapacitami.

Tab. 2.4: Tabuľka citlivostnej analýzy pre všetky obvody FDNR, činiteľ jakosti $Q = 30$, nominálna hodnota zesílenia K , ideálna OZ.

FDNR I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$R_1 = 71280 \Omega$	50,269	29,832	-0,46	0,54	-0,4602	0,49
	$R_2 = 72720 \Omega$	49,808	30,125	-0,46	0,43	-0,4602	-0,51
	$R_3 = 19,8 \Omega$	50,269	30,132	-0,46	-0,46	-0,4602	-0,51
	$R_4 = 20,2 \Omega$	49,808	29,827	-0,46	-0,56	-0,4602	-0,49
	$R_5 = 9990 \Omega$	50,038	29,999	0,00	0,00	0,0000	0,00
	$R_6 = 10010 \Omega$	50,038	29,999	0,00	0,00	0,0000	0,00
$f_0 = 50,038$ kHz $Q = 29,995$	$C_1 = 2,647$ nF	50,038	29,999	0,00	0,87	-0,0018	-0,24
	$C_2 = 2,653$ nF	50,038	29,954	0,00	-1,36	-0,0018	-0,24
	$C_3 = 2,647$ nF	50,038	29,999	0,00	0,87	-0,0018	-0,24
	$C_4 = 2,653$ nF	50,038	29,954	0,00	-1,36	-0,0018	-0,24
	$R_1 = 17820 \Omega$	50,038	29,731	0,00	0,66	0,0000	0,60
	$R_2 = 18180 \Omega$	50,038	30,090	0,00	0,54	0,0000	-0,39
	$R_3 = 19,8 \Omega$	50,038	30,028	0,00	-0,33	0,0000	-0,39
	$R_4 = 20,2 \Omega$	50,038	29,794	0,00	-0,45	0,0000	-4065,1
	$R_5 = 9990 \Omega$	50,038	299,085	0,00	-7056,75	0,0000	-473,33
	$R_6 = 10010 \Omega$	50,038	15,763	0,00	-473,33	0,0000	4096,82
$f_0 = 50,038$ kHz $Q = 29,929$	$C_1 = 5,305$ nF	50,038	16,207	0,00	458,47	0,0000	2901,64
	$C_2 = 5,315$ nF	50,038	189,892	0,00	5344,81	0,0000	-2487,6
	$C_3 = 5,305$ nF	50,038	166,300	0,00	-4556,53	0,0000	-458,58
	$C_4 = 5,315$ nF	50,038	16,204	0,00	-458,58	0,0000	2901,64
	$R_1 = 17820 \Omega$	50,153	29,731	-0,46	0,66	-0,4602	0,60
	$R_2 = 18180 \Omega$	49,694	30,090	-0,46	0,54	-0,4602	-0,39
	$R_3 = 19,8 \Omega$	50,153	30,028	-0,46	-0,33	-0,4602	-0,39
	$R_4 = 20,2 \Omega$	49,694	29,794	-0,46	-0,45	-0,4602	-4096,1
	$R_5 = 9990 \Omega$	49,923	299,085	0,00	-7056,73	-0,0019	-473,33
	$R_6 = 10010 \Omega$	49,923	15,763	-0,01	-473,33	0,0019	4096,81
$f_0 = 49,923$ kHz $Q = 29,929$	$C_1 = 5,305$ nF	49,923	16,196	0,00	458,75	-0,0006	2920,98
	$C_2 = 5,315$ nF	49,923	191,641	0,00	5383,20	-0,0067	-2489,8
	$C_3 = 5,305$ nF	49,923	167,026	0,00	-4580,81	-0,0067	-2489,8
	$C_4 = 5,315$ nF	49,922	16,196	-0,01	-458,86	-0,0067	2920,98
	$R_1 = 19,8 \Omega$	50,153	30,246	-0,46	-0,33	-0,4602	-0,40
	$R_2 = 20,2 \Omega$	49,694	30,007	-0,46	-0,46	-0,4602	0,61
	$R_3 = 17820 \Omega$	50,153	29,943	-0,46	0,67	-0,4602	0,61
	$R_4 = 18180 \Omega$	49,694	30,310	-0,46	0,55	-0,4602	-0,39
	$R_5 = 9990 \Omega$	49,923	15,815	0,01	-475,36	0,0018	4242,32
	$R_6 = 10010 \Omega$	49,923	271,582	0,00	8009,27	-0,0018	-4273,4
$f_0 = 50,923$ kHz $Q = 30,145$	$C_1 = 9990 \Omega$	49,923	275,463	0,00	-8071,68	-0,0018	-4273,4
	$C_2 = 10010 \Omega$	49,923	15,823	-0,01	-475,11	-0,0018	4242,32
	$C_3 = 5,305$ nF	49,923	171,922	0,00	-4703,23	-0,0064	-2881,8
	$C_4 = 5,315$ nF	49,923	16,268	-0,01	-460,35	-0,0064	2883,36
	$R_1 = 19,8 \Omega$	50,269	30,242	-0,46	-0,46	-0,4602	-0,51
	$R_2 = 20,2 \Omega$	49,808	29,954	-0,46	-0,56	-0,4602	0,49
	$R_3 = 71280 \Omega$	50,269	29,938	-0,46	0,55	-0,4602	0,49
	$R_4 = 72720 \Omega$	49,808	30,235	-0,46	0,44	-0,4602	-0,51
	$C_1 = 2,647$ nF	50,038	30,077	0,00	0,89	-0,0018	-0,24
	$C_2 = 2,653$ nF	50,038	30,062	0,00	-1,36	-0,0018	-0,24
$f_0 = 50,038$ kHz $Q = 30,103$	$C_3 = 2,647$ nF	50,038	30,077	0,00	0,88	-0,0018	-0,24
	$C_4 = 2,653$ nF	50,038	30,062	0,00	-1,36	-0,0018	-0,24

Tab. 2.5: Tabuľka výsledkov citlivostnej analýzy pre obvody FDNR, vypočítaný činiteľ jakosti $Q = 30$, nominálna hodnota zesílení K , reálny OZ AD8044.

FDNR I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$R_1 = 71280 \Omega$	50,269	28,828	-0,46	0,53	-0,4601	0,50
	$R_1 = 72720 \Omega$	49,808	29,115	-0,46	0,46		
	$R_2 = 19,8 \Omega$	50,269	29,098	-0,46	-0,40		
	$R_2 = 20,2 \Omega$	49,808	28,847	-0,46	-0,47		
$f_0 = 50,038 \text{ kHz}$ $Q = 29,9818$	$C_1 = 2,647 \text{ nF}$	50,038	28,931	0,00	1,75	0,0000	0,67
	$C_1 = 2,653 \text{ nF}$	50,038	28,970	0,00	-0,40		
	$C_2 = 2,647 \text{ nF}$	50,038	28,932	0,00	1,72		
	$C_2 = 2,653 \text{ nF}$	50,038	28,972	0,00	-0,35		
FDNR II.  $f_0 = 49,1257 \text{ kHz}$ $Q = 24,0884$	$R_1 = 17820 \Omega$	49,352	24,387	-0,46	-1,24	-0,4601	-1,25
	$R_1 = 18180 \Omega$	48,900	23,783	-0,46	-1,27		
	$R_2 = 19,8 \Omega$	49,352	23,776	-0,46	1,30	-0,4601	1,29
	$R_2 = 20,2 \Omega$	48,900	24,399	-0,46	1,29		
	$R_3 = 9990 \Omega$	49,126	14,073	0,00	415,78	0,0000	1398
	$R_3 = 10010 \Omega$	49,126	81,456	0,00	2381,53		
	$R_4 = 9990 \Omega$	49,126	82,154	0,00	-2410,54	0,0000	-1413
	$R_4 = 10010 \Omega$	49,126	14,064	0,00	-416,17		
	$C_1 = 5,305 \text{ nF}$	49,126	70,895	0,00	-1943,11	0,0000	-1172
	$C_1 = 5,315 \text{ nF}$	49,126	14,419	0,00	-401,43		
$C_2 = 5,305 \text{ nF}$	49,126	14,428	0,00	401,03	0,0000	1197	
$C_2 = 5,315 \text{ nF}$	49,126	72,123	0,00	1994,10			
FDNR III.  $f_0 = 49,1257 \text{ kHz}$ $Q = 24,0884$	$R_1 = 17820 \Omega$	49,352	24,387	-0,46	-1,24	-0,4601	-1,25
	$R_1 = 18180 \Omega$	48,900	23,783	-0,46	-1,27		
	$R_2 = 19,8 \Omega$	49,352	23,776	-0,46	1,30	-0,4601	1,29
	$R_2 = 20,2 \Omega$	48,900	24,399	-0,46	1,29		
	$R_3 = 9990 \Omega$	49,126	14,073	0,00	415,77	0,0000	1398
	$R_3 = 10010 \Omega$	49,126	81,449	0,00	2381,25		
	$R_4 = 9990 \Omega$	49,126	82,148	0,00	-2410,26	0,0000	-1413
	$R_4 = 10010 \Omega$	49,126	14,064	0,00	-416,16		
	$C_1 = 5,305 \text{ nF}$	49,126	71,037	0,00	-1949,02	0,0000	-1175
	$C_1 = 5,315 \text{ nF}$	49,126	14,412	0,00	-401,69		
$C_2 = 5,305 \text{ nF}$	49,126	14,422	0,00	401,29	0,0000	1201	
$C_2 = 5,315 \text{ nF}$	49,126	72,284	0,00	2000,80			
FDNR IV.  $f_0 = 50,7335 \text{ kHz}$ $Q = 30,1756$	$R_1 = 19,8 \Omega$	51,085	29,828	-0,69	1,15	-0,5757	1,53
	$R_1 = 20,2 \Omega$	50,501	30,751	-0,46	1,91		
	$R_2 = 17820 \Omega$	51,085	30,742	-0,69	-1,88	-0,5757	-1,56
	$R_2 = 18180 \Omega$	50,501	29,802	-0,46	-1,24		
	$R_3 = 9990 \Omega$	50,850	266,384	-2,30	-7827,78	-1,1514	-4154
	$R_3 = 10010 \Omega$	50,733	15,702	0,00	-479,66		
	$R_4 = 9943 \Omega$	50,733	15,639	0,00	481,75	1,1514	4294
	$R_4 = 9963 \Omega$	50,850	274,766	2,30	8105,56		
$C_1 = 5,305 \text{ nF}$	50,733	16,133	0,00	465,36	0,0000	3111	
$C_1 = 5,315 \text{ nF}$	50,733	203,866	0,00	5756,00			
$C_2 = 5,305 \text{ nF}$	50,850	234,496	-2,30	-6771,05	-1,1514	-3618	
$C_2 = 5,315 \text{ nF}$	50,733	16,158	0,00	-464,55			
FDNR V.  $f_0 = 50,038 \text{ kHz}$ $Q = 33,5548$	$R_1 = 19,8 \Omega$	50,269	33,752	-0,46	-0,59	-0,4601	-0,66
	$R_1 = 20,2 \Omega$	49,808	33,313	-0,46	-0,72		
	$R_2 = 71280 \Omega$	50,269	33,337	-0,46	0,65	-0,4601	0,58
	$R_2 = 72720 \Omega$	49,808	33,724	-0,46	0,50		
	$C_1 = 2,647 \text{ nF}$	50,038	33,530	0,00	0,73	0,0000	-0,70
	$C_1 = 2,653 \text{ nF}$	50,038	33,483	0,00	-2,14		
$C_2 = 2,647 \text{ nF}$	50,038	33,532	0,00	0,68	0,0000	-0,76	
$C_2 = 2,653 \text{ nF}$	50,038	33,481	0,00	-2,20			

Tab. 2.6: Tabulka výsledků citlivostní analýzy pro obvody FDNR, činitel jakosti $Q = 30$, zvýšená hodnota zesílení K , ideální OZ.

FDNR I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]	
	$R_1 = 990 \Omega$	50,6164	25,299	-0,69	15,58	-0,5751	19,12	
	$R_1 = 1010 \Omega$	50,0382	36,7601	-0,46	22,67			
	$R_2 = 99 \Omega$	50,6168	36,8083	-0,69	-22,83	-0,5755	-19,07	
	$R_2 = 101 \Omega$	50,0382	25,3787	-0,46	-15,31			
	$R_3 = 52727 \Omega$	50,2693	30,5106	0,00	-18,15	-0,0001	-17,82	
	$R_3 = 52832 \Omega$	50,2693	29,4423	0,00	-17,50			
	$R_4 = 9990 \Omega$	50,2693	29,4418	0,00	17,52	0,0001	17,82	
	$R_4 = 10010 \Omega$	50,2693	30,51	0,00	18,13			
	$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	29,7393	-2,29	7,59	-1,1487	9,66
		$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	30,3181	-0,01	11,72		
$Q = 29,9668$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	30,2783	-2,29	-10,39	-1,1488	-8,33	
	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	29,7793	-0,01	-6,26			
FDNR II.								
	$R_1 = 990 \Omega$	50,6164	27,4330	-0,69	8,25	-0,58	9,12	
	$R_1 = 1010 \Omega$	50,0382	32,8850	-0,46	9,98			
	$R_2 = 99 \Omega$	50,6167	32,8576	-0,69	-9,89	-0,58	-8,94	
	$R_2 = 101 \Omega$	50,0382	27,5123	-0,46	-7,99			
	$R_3 = 9170 \Omega$	50,2692	33,3067	0,00	-113,90	0,00	-103,34	
	$R_3 = 9188 \Omega$	50,2692	27,1266	0,00	-92,78			
	$R_4 = 9990 \Omega$	50,2692	27,1241	0,00	92,87	0,00	103,32	
	$R_4 = 10010 \Omega$	50,2692	33,3029	0,00	113,78			
	$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	50,3842	27,3424	-2,29	85,56	-1,15	95,99
		$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	33,0825	-0,01	106,41		
$Q = 29,9008$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	33,0252	-2,29	-104,49	-1,15	-94,08	
	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	27,3993	-0,01	-83,66			
FDNR III.								
	$R_1 = 990 \Omega$	50,6164	27,1551	-0,69	8,17	-0,58	9,01	
	$R_1 = 1010 \Omega$	50,0382	32,4841	-0,46	9,85			
	$R_2 = 99 \Omega$	50,6167	32,4555	-0,69	-9,75	-0,58	-8,83	
	$R_2 = 101 \Omega$	50,0382	27,2332	-0,46	-7,91			
	$R_3 = 9170 \Omega$	50,2692	32,8980	0,00	-112,51	0,00	-102,17	
	$R_3 = 9189 \Omega$	50,2692	26,8552	0,00	-91,84			
	$R_4 = 9990 \Omega$	50,2692	26,8528	0,00	91,92	0,00	102,15	
	$R_4 = 10010 \Omega$	50,2692	32,8943	0,00	112,38			
	$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	50,3842	26,8354	-2,29	92,51	-1,15	104,54
		$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	33,0180	-0,01	116,56		
$Q = 29,5711$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	32,9608	-2,29	-114,63	-1,15	-102,64	
	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	26,8904	-0,01	-90,65			
FDNR IV.								
	$R_1 = 99 \Omega$	50,3844	29,7834	-2,29	9,21	-1,15	10,91	
	$R_1 = 101 \Omega$	50,2689	30,4395	-0,01	12,62			
	$R_2 = 999 \Omega$	50,3844	30,3857	-2,29	-10,83	-1,15	-9,13	
	$R_2 = 1001 \Omega$	50,2689	29,8369	-0,01	-7,43			
	$R_3 = 11094 \Omega$	50,2692	33,5378	0,00	-115,69	0,00	-104,91	
	$R_3 = 11116 \Omega$	50,2692	27,2306	0,00	-94,13			
	$R_4 = 9990 \Omega$	50,2692	27,2036	0,00	95,03	0,00	105,91	
	$R_4 = 10010 \Omega$	50,2692	33,5709	0,00	116,79			
	$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	50,3843	27,4534	-2,29	86,72	-1,15	97,50
		$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	33,3153	-0,01	108,29		
$Q = 30,0602$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	33,2601	-2,29	-106,45	-1,15	-95,65	
	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	27,5094	-0,01	-84,86			
FDNR V.								
	$R_1 = 99 \Omega$	50,61679	36,9666	-0,69	-22,93	-0,58	-19,14	
	$R_1 = 101 \Omega$	50,0382	25,4537	-0,46	-15,26			
	$R_2 = 999 \Omega$	50,61637	25,3719	-0,69	15,63	-0,58	19,20	
	$R_2 = 1001 \Omega$	50,03817	36,9197	-0,46	22,77			
	$R_3 = 1893 \Omega$	50,2693	29,515	0,00	18,54	0,00	18,88	
	$R_3 = 1897 \Omega$	50,26932	30,6504	0,00	19,22			
	$R_4 = 9990 \Omega$	50,26931	30,6201	0,00	-18,21	0,00	-17,89	
	$R_4 = 10010 \Omega$	50,2693	29,5443	0,00	-17,56			
	$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	50,38439	29,8417	-2,29	7,67	-1,15	9,72
		$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	50,26889	30,4262	-0,01	11,76		
$Q = 30,0724$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	30,3845	-2,29	-10,38	-1,15	-8,33	
	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	29,8833	-0,01	-6,29			

Tab. 2.4 uvádí výsledky citlivostní analýzy obvodů při nominální hodnotě zesílení K v obvodech s ideálními operačními zesilovači. Při návrzích byly zvoleny hodnoty poměru rezistorů $4Q^2$ (u FDNR I. – III. poměr $R_s/R = 3600 = 4Q^2$ u FDNR IV. a V. poměr $R/R_s = 3600$), což odpovídá činiteli jakosti $Q = 30$ jako mezní prakticky využitelné hodnotě uváděné pro tyto obvody s jedním OZ.

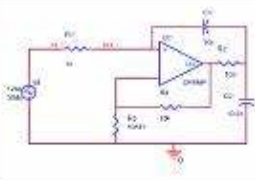
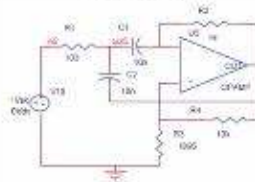
Pro eliminaci nesymetrie rezonanční křivky byly zjišťovány odchylky rezonančního kmitočtu změnou prvků na obě strany od rezonančního kmitočtu a vypočtená střední hodnota citlivosti je v tabulce označena jako \bar{S}_x^F, \bar{S}_x^Q . Výsledné hodnoty z tab. 2.4 potvrzují dosavadní poznatky a ukazují, že nejmenší citlivosti vykazují obvody FDNR I. a V., zatímco obvody, které pro nastavení nominálního K potřebují další rezistory vykazují při tomto Q již extrémně vysokou citlivost Q na změnu parametrů právě těchto rezistorů pro nastavení potřebné hodnoty K . Tabulka také odpovídá na to, proč jsou v praxi nejvíce využívány obvody typu FDNR I. (se sériovým náhradním schématem) a FDNR V. (s paralelním náhradním schématem). Z tabulky je též patrné, že pro vyšší hodnoty Q jsou obvody typu FDNR II., III. a IV. nevhodné, neboť vykazují extrémně vysoké citlivosti Q na změny hodnot rezistorů potřebných pro nastavení nominální hodnoty zesílení K .

Tab. 2.5 uvádí výsledky citlivostní analýzy zkoumaných obvodů pro reálný OZ typu AD8044 [21] pro stejné hodnoty poměru rezistorů $4Q^2$. I zde byly potvrzeny stejné závěry jako v předchozím případě. Navíc se ukázalo, že typ obvodu FDNR IV. je extrémně závislý na parametrech reálného OZ. Pro nastavení činitele jakosti Q k blízké hodnotě ($Q \sim 25$) jako v předešlém případě bylo nutné podstatně zvětšit poměrem rezistorů zesílení K nad nominální teoretickou hodnotu (s teoreticky vypočteným poměrem rezistorů bylo dosaženo činitele jakosti pouze $Q = 8$).

Tab. 2.6 shrnuje výsledky citlivostní analýzy obvodů s ideálním OZ pro velmi malý zvolený poměr rezistorů (u FDNR I. – III. $R_s/R=10$, u FDNR IV. a V. $R/R_s=10$). Při nominální zesílení K by to představovalo $Q = 1,6$. Zvýšením hodnoty zesílení K v souladu s grafy na obr. 2.6 byl nastaven poměrem rezistorů R_3, R_4 opět výsledný činitel jakosti blízko hodnotě $Q = 30$. Při tomto režimu došlo (podle očekávání) ke zvětšení citlivostí S_x^Q i u obvodů FDNR I. a FDNR V., které však vykazují i zde oproti ostatním obvodům nejmenší citlivosti \bar{S}_x^Q . Ke změně citlivostí obvodů na změnu kmitočtu \bar{S}_x^F u žádných obvodů ani při tomto režimu prakticky nedochází. Velmi zajímavé je srovnání citlivostí obvodů FDNR II. – IV. s předchozím režimem. Oproti očekávání u těchto obvodů došlo k řádově výraznému poklesu citlivostí \bar{S}_x^Q .

Další vyšetřování citlivostí zkoumaných obvodů se omezilo na typy I. a V., vykazující prakticky akceptovatelné zvýšení citlivostí při zavedené kompenzaci zvýšenou hodnotou zesílení K . Tab. 2.7 ukazuje, že pro obvody typu FDNR I. a V. platí i pro zapojení s reálnými OZ prakticky stejné závěry jako v případě ideálních OZ.

Tab. 2.7: Tabulka výsledků citlivostní analýzy pro obvody FDNR typu I. a V., vypočtený činitel jakosti $Q = 30$, zvýšená hodnota zesílení K , reálný OZ typu AD8044.

FDNR I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	S^F [-]	S^Q [-]	\overline{S}^F [-]	\overline{S}^Q [-]			
	$R_1 = 990 \Omega$	50,501	25,227	-0,46	15,67	-0,4603	19,07			
	$R_1 = 1010 \Omega$	50,038	36,637	-0,46	22,47					
	$R_2 = 99 \Omega$	50,501	36,568	-0,46	-22,24					
	$R_2 = 101 \Omega$	50,038	25,301	-0,46	-15,43					
	$R_3 = 53458,5 \Omega$	50,269	30,453	0,00	-17,95					
	$R_3 = 53568,5 \Omega$	50,269	29,399	0,00	-17,27					
	$R_4 = 9990 \Omega$	50,269	29,391	0,00	17,53					
	$R_4 = 10010 \Omega$	50,269	30,460	0,00	18,19					
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	50,269	29,585	0,00	11,06					
	$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	50,269	30,202	0,00	9,57					
	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,269	30,116	0,00	-6,68					
	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,269	29,667	0,00	-8,33					
	$f_0 = 50,2689 \text{ kHz}$									
	$Q = 29,9159$									
FDNR V.										
	$R_1 = 99 \Omega$	50,617	36,799	-0,46	-22,92	-0,4621	-19,29			
	$R_1 = 101 \Omega$	50,151	25,249	-0,46	-15,66					
	$R_2 = 990 \Omega$	50,617	25,282	-0,46	15,55					
	$R_2 = 1010 \Omega$	50,153	36,545	-0,46	22,08					
	$R_3 = 1893 \Omega$	50,384	29,380	0,00	18,58					
	$R_3 = 1897 \Omega$	50,384	30,514	0,00	19,28					
	$R_4 = 9990 \Omega$	50,384	30,484	0,00	-18,28					
	$R_4 = 10010 \Omega$	50,384	29,409	0,00	-17,62					
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	50,385	29,709	0,00	7,60					
	$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	50,381	30,111	-0,07	5,84					
	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,385	30,248	0,00	-10,39					
	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,378	29,579	-0,12	-11,95					
	$f_0 = 51,5568 \text{ kHz}$									
	$Q = 28,6968$									

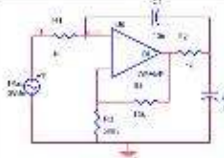
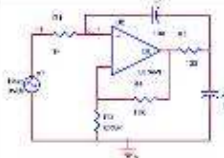
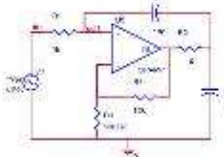
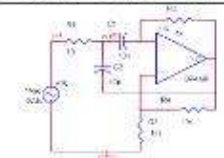
Tab. 2.8 ukazuje závislost citlivostí obvodů FDNR I. a FDNR V. na poměru rezistorů R_s/R (R/R_s) pro zvýšenou hodnotu zesílení K . Ukazuje, že zvýšením hodnoty zesílení K je u těchto obvodů možné realizovat návrh obvodů pro hodnotu $Q \sim 30$ při poměru rezistorů 100 (místo původních 3600) při jednotkových citlivostech \overline{S}_x^Q , což je pro praxi přijatelné řešení. Obecně lze tedy konstatovat, že obvody FDNR I. a FDNR V. se zvýšeným K umožňují navrhovat obvody s činitelem jakosti $Q = 30$ s poměrem rezistorů $3Q$ s přijatelnou citlivostí. To představuje oproti původním obvodům významné zmenšení poměru rezistorů a rozšíření možnosti těchto obvodů z hlediska mezního vlivu parazitních parametrů jak pasivních, tak i aktivních prvků OZ.

Podrobná citlivostní analýza uvedených typů FDNR obvodů jednoznačně prokázala, že obvody typu FDNR I. a FDNR V. vykazují oproti ostatním typům obvodů výrazně nižší citlivost S^Q na změny parametrů prvků obvodu jak pro nominální hodnoty zesílení, tak i pro kompenzovaná zapojení se zvýšeným zesílením K .

Pro kompenzovaná zapojení je nejvýhodnější použít zapojení typu FDNR I. (se sériovým náhradním schématem) nebo typu FDNR V. (s paralelním náhradním schématem). Jak ukázalo modelování citlivostí kompenzovaných obvodů, zvýšením zesílení K je možné navrhnout tyto obvody s poměrem rezistorů $3Q$ (oproti $4Q^2$ u nekompenzovaných obvodů) s přijatelnou citlivostí. Představu o citlivostech těchto obvodů umožňuje získat přehledně uvedená tab. 2.8.

Na základě těchto výsledků bude zkoumána možnost využití zkoumaných optimalizovaných zapojení také ve složitějších obvodech filtrů vyšších řádů.

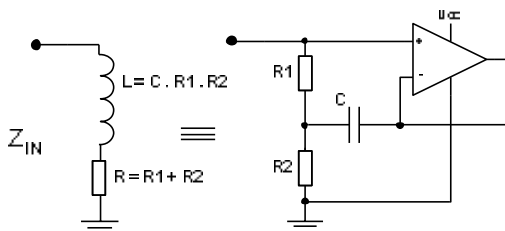
Tab. 2.8: Tabuľka výsledků citlivostní analýzy pro obvody FDNR typu I. a V., činitel jakosti $Q = 30$, zvýšená hodnota zesílení K , ideální OZ, různý poměr rezistorů R_s/R .

FDNR I.							
$R_s/R = 1, K = 3$	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$R_1 = 990 \Omega$	15,9881	18,7784	-0,46	37,35	-0,4603	90,40
	$R_1 = 1010 \Omega$	15,8416	72,9701	-0,46	143,44		
	$R_2 = 990 \Omega$	15,9881	73,8641	-0,46	-146,42	-0,4602	-91,78
	$R_2 = 1010 \Omega$	15,8416	18,8455	-0,46	-37,12		
	$R_3 = 5080 \Omega$	15,9147	31,8188	0,00	-61,53	0,0000	-58,04
	$R_3 = 5090 \Omega$	15,9147	28,3394	0,00	-54,55		
	$R_4 = 9990 \Omega$	15,9147	28,3110	0,00	55,48	0,0000	59,05
	$R_4 = 10010 \Omega$	15,9147	31,8501	0,00	62,57		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	15,9147	29,0952	0,00	29,34	-0,0016	29,34
	$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	15,9147	30,8539	0,00	29,34		
$f_0 = 15,9147 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	15,9147	30,855	0,00	-29,37	-0,0016	-29,37
$Q = 29,9745$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	15,9147	29,0944	0,00	-29,36		
$R_s/R = 10, K = 1,2$							
	$R_1 = 990 \Omega$	50,6164	25,289	-0,69	15,58	-0,5751	19,12
	$R_1 = 1010 \Omega$	50,0382	36,7601	-0,46	22,67		
	$R_2 = 99 \Omega$	50,6168	35,8283	-0,69	-22,83	-0,5755	-19,07
	$R_2 = 101 \Omega$	50,0382	75,3787	-0,46	-15,31		
	$R_3 = 52727 \Omega$	50,2693	30,5106	0,00	-18,15	-0,0001	-17,82
	$R_3 = 52833 \Omega$	50,2693	29,4423	0,00	-17,50		
	$R_4 = 9990 \Omega$	50,2693	29,4418	0,00	17,52	0,0001	17,82
	$R_4 = 10010 \Omega$	50,2693	30,51	0,00	18,13		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	29,7393	-2,29	7,59	1,1487	9,66
	$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	30,3181	-0,01	11,72		
$f_0 = 50,2693 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	30,2783	-2,29	-10,49	-1,1488	-8,53
$Q = 29,9668$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	29,7393	-0,01	-8,28		
$R_s/R = 100, K = 1,01$							
	$R_1 = 990 \Omega$	159,8308	28,4385	-0,46	5,25	-0,4602	5,45
	$R_1 = 1010 \Omega$	158,4162	31,7038	-0,46	5,67		
	$R_2 = 9,9 \Omega$	159,8808	31,7628	-0,46	-5,85	-0,4603	-5,57
	$R_2 = 10,1 \Omega$	158,4160	28,4193	-0,46	-5,29		
	$R_3 = 599518 \Omega$	159,1468	30,1581	0,00	-5,03	0,0000	-5,00
	$R_3 = 600718 \Omega$	159,1468	29,8580	0,00	-4,97		
	$R_4 = 9990 \Omega$	159,1468	29,8578	0,00	4,98	0,0000	5,00
	$R_4 = 10010 \Omega$	159,1468	30,1579	0,00	5,03		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	159,1470	29,0286	0,00	2,67	-0,0018	1,75
	$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	159,1465	30,0335	0,00	0,88		
$f_0 = 159,1468 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	159,1470	30,0783	0,00	-2,37	-0,0018	-3,20
$Q = 30,0071$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	159,1465	29,8849	0,00	-4,10		
FDNR V.							
$R/R_s = 100, K = 60,9$							
	$R_1 = 9,9 \Omega$	159,8808	32,1591	-0,46	-5,93	-0,46	-5,64
	$R_1 = 10,1 \Omega$	158,41605	28,7333	-0,46	-5,36		
	$R_2 = 990 \Omega$	159,8808	28,7521	-0,46	5,29	0,46	5,52
	$R_2 = 1010 \Omega$	158,41617	32,1038	-0,46	5,75		
	$R_3 = 166,8 \Omega$	159,14682	30,1758	0,00	6,05	0,00	6,08
	$R_3 = 167,2 \Omega$	159,14682	30,5451	0,00	6,12		
	$R_4 = 9990 \Omega$	159,14682	30,5144	0,00	-5,11	0,00	-5,08
	$R_4 = 10010 \Omega$	159,14682	30,2061	0,00	-5,03		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	159,14702	30,278	0,00	2,68	0,00	1,77
	$C_1 = 10,01 \text{ nF}$	159,14647	30,3858	0,00	0,87		
$f_0 = 159,1468 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	159,14702	30,4317	0,00	-2,38	0,00	3,28
$Q = 30,3593$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	159,14646	30,2324	0,00	-4,18		

2.4 Ztrátové uzemněné syntetické induktory (SI obvody)

Častým způsobem nahrazení pasivní indukčnosti je použití syntetického induktoru SI, který přímo nahrazuje cívku jako dvojpól a vykazuje mezi určitými svorkami příslušnou indukčnost [2]. Hodnota ekvivalentní indukčnosti je určena obvykle součinem hodnot několika funkčních prvků. Praktické případy realizace lze rovněž jako u FDNR rozdělit podle ztrátovosti a vztahu ke společnému (zemnímu) uzlu.

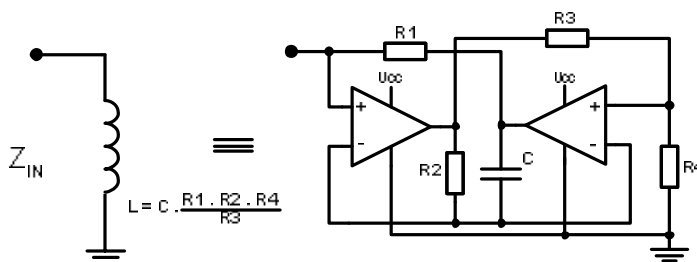
Jednodušší obvody realizují ztrátové syntetické induktory, příklad takového obvodu je na obr. 2.8. Ztráty u těchto zapojení způsobují, že induktor (a tím i případný rezonanční obvod) má malou jakost, což tyto obvody předurčuje pro méně náročné aplikace. Složitější obvody umožňují realizovat teoreticky ideální bezztrátové syntetické induktory. Příkladem takového obvodu je zobecněný impedanční konvertor - GIC (General Impedance Converter) tzv. Antoníův obvod (obr. 2.9). Obtížnější je realizace neuzemněných induktorů, protože to obvykle vyžaduje (podobně jako u předchozích FDNR obvodů) zdvojení bezztrátových uzemněných obvodů (příklad zapojení je na obr. 2.10).



Obr. 2.8: Uzemněný ztrátový syntetický induktor (SI).

Vstupní impedance uzemněného ztrátového SI se sériovým ztrátovým odporem (obr. 2.8) může být popsána jako

$$Z_{IN} = R + pL. \quad (2.12)$$

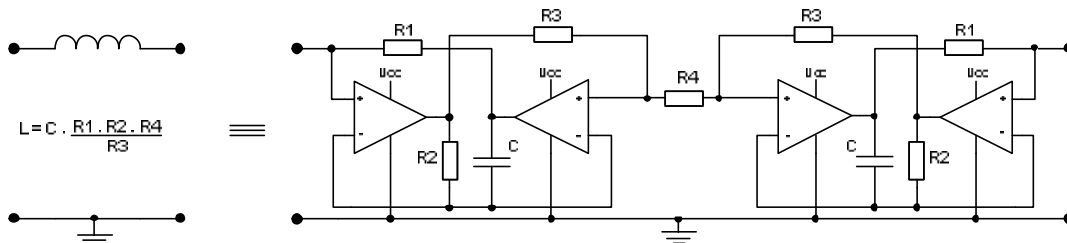


Obr. 2.9: Uzemněný bezztrátový syntetický induktor (SI).

Vstupní impedance uzemněného bezztrátového syntetického induktoru je potom

$$Z_{IN} = pL. \quad (2.13)$$

Pomocí těchto aktivních obvodů je možné (stejně jako v případě FDNR obvodů) realizovat i neuzemněné SI, např. zdvojením obvodu na obr. 2.9, příklad možného zapojení je na obr. 2.10.



Obr. 2.10: Plovoucí bezztrátový syntetický induktor.

Analogicky jako v případě ztrátových FDNR obvodů budou v následující textu podrobně rozebrány vlastnosti jednoduchých uzemněných ztrátových obvodů SI, umožňující realizovat jednoduše a úsporně obvody filtrů horních propustí (HP) a pásmových propustí (PP). Přehled

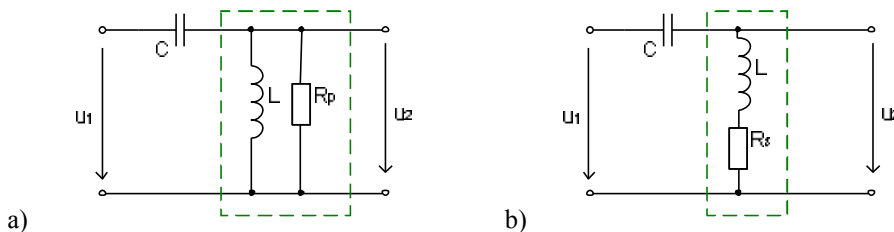
nejčastěji se v literatuře vyskytující zapojení jednoduchých ztrátových zemněných obvodů SI zachycuje tab. 2.9, ve které jsou označena jednotlivá zapojení jako typ I. až V. Typy obvodů I. až III. představují obvody, které lze modelovat sériovým zapojením ztrátového prvku, typy IV. a V. paralelním zapojením ztrátového prvku. Stejně jako v případě ztrátových zemněných FDNR obvodů i zde byly odvozeny a doplněny vztahy definující základní parametry obvodů jak pro nominální hodnotu zesílení K , tak pro obecnou hodnotu K aktivního prvku.

Tab. 2.9: Zapojení ztrátových SI s odpovídajícími vztahy.

Typ	Zapojení ztrátových SI	Vztahy
I.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$
		$K = 1, L_s = R^2 C, R_s = 2R$
		$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C}{C_s}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{C}{C_s}} \cdot \frac{1}{2 - \frac{C}{C_s}(K-1)}$
II.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$
		$K = 2, L_s = R^2 C, R_s = R$
		$Q = \sqrt{\frac{C}{C_s}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{C_s}{C}} \cdot \frac{1}{\frac{C_s}{C} + 2 - K}$
III.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$
		$K = 2, L_s = R^2 C, R_s = R$
		$Q = \sqrt{\frac{C}{C_s}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{C_s}{C}} \cdot \frac{1}{\frac{C_s}{C} + 2 - K}$
IV.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$
		$K = 2, L_p = R^2 C, R_p = R$
		$Q = \sqrt{\frac{C_s}{C}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{C}{C_s}} \cdot \frac{1}{\frac{C}{C_s} - \frac{1}{K-1} + 1}$
V.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$
		$K \rightarrow \infty, L_p = R^2 C, R_p = R/2$
		$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_s}{C}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{C_s}{C}} \cdot \frac{1}{2 - \frac{C_s}{C} \frac{1}{K-1}}$

2.5 Srovnání základních vlastností sériového a paralelního zapojení zemněných ztrátových obvodů SI

Abychom provedli podrobnější rozbor vlastností jednotlivých zapojení syntetických induktorů, bylo provedeno srovnání základních parametrů obvodů SI s paralelním (obr. 2.11a) a sériovým (obr. 2.11b) ztrátovým odporem v nejpoužívanějším zapojení těchto obvodů 2. řádu jako filtrů horních propustí (HP).



Obr. 2.11: Náhradní schéma zapojení ztrátových zemněných SI - a) s paralelním, b) se sériovým ztrátovým odporem.

Pro paralelní obvod z obr. 2.11a můžeme vyjádřit napěťový přenos $K_u(p)$ jako

$$K_u(p) = \frac{\frac{R_p \cdot pL}{R_p + pL}}{\frac{1}{pC} + \frac{R_p \cdot pL}{R_p + pL}} = \frac{p^2}{p^2 + p \cdot \frac{1}{CR_p} + \frac{1}{LC}} = \frac{p^2}{p^2 + p \cdot \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.14)$$

Odtud vyplývá pro obvod činitel jakosti Q a rezonanční kmitočet ω_0

$$Q = \omega_0 CR_p = \frac{R_p}{\omega_0 L} \quad (4.8) \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.15), (2.16)$$

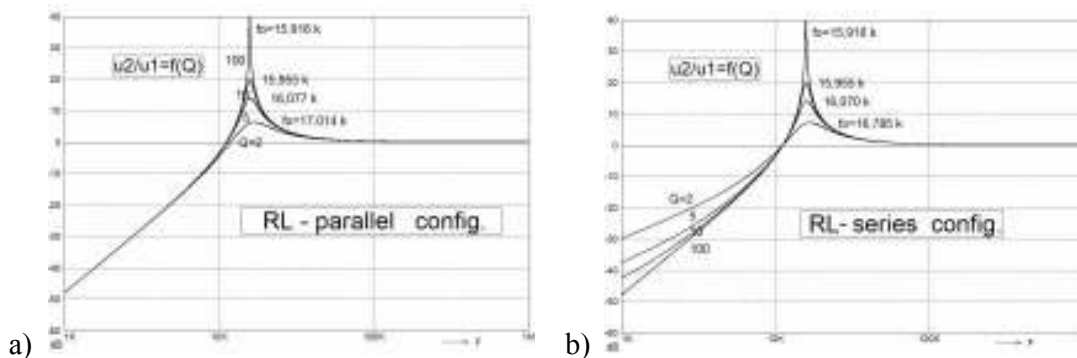
Pro sériový obvod z obr. 2.11b můžeme vyjádřit napěťový přenos $K_u(p)$ jako

$$K_u(p) = \frac{R_s + pL}{\frac{1}{pC} + R_s + pL} = \frac{p^2 + p \frac{R_s}{L}}{p^2 + p \frac{R_s}{L} + \frac{1}{LC}} = \frac{p^2 + p \frac{\omega_0}{Q}}{p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.17)$$

Odtud vyplývá pro uvedený obvod:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_s} \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.18), (2.19)$$

Modulové kmitočtové charakteristiky napěťového přenosu $K_u(\omega)=U_2/U_1$ jsou pro srovnání při zvoleném rezonančním kmitočtu a činiteli jakosti Q v rozsahu 2 – 100 zachyceny na obr. 2.12a,b.



Obr. 2.12: Modulová kmitočtová charakteristika obvodů SI – a) s paralelním, b) se sériovým ztrátovým odporem.

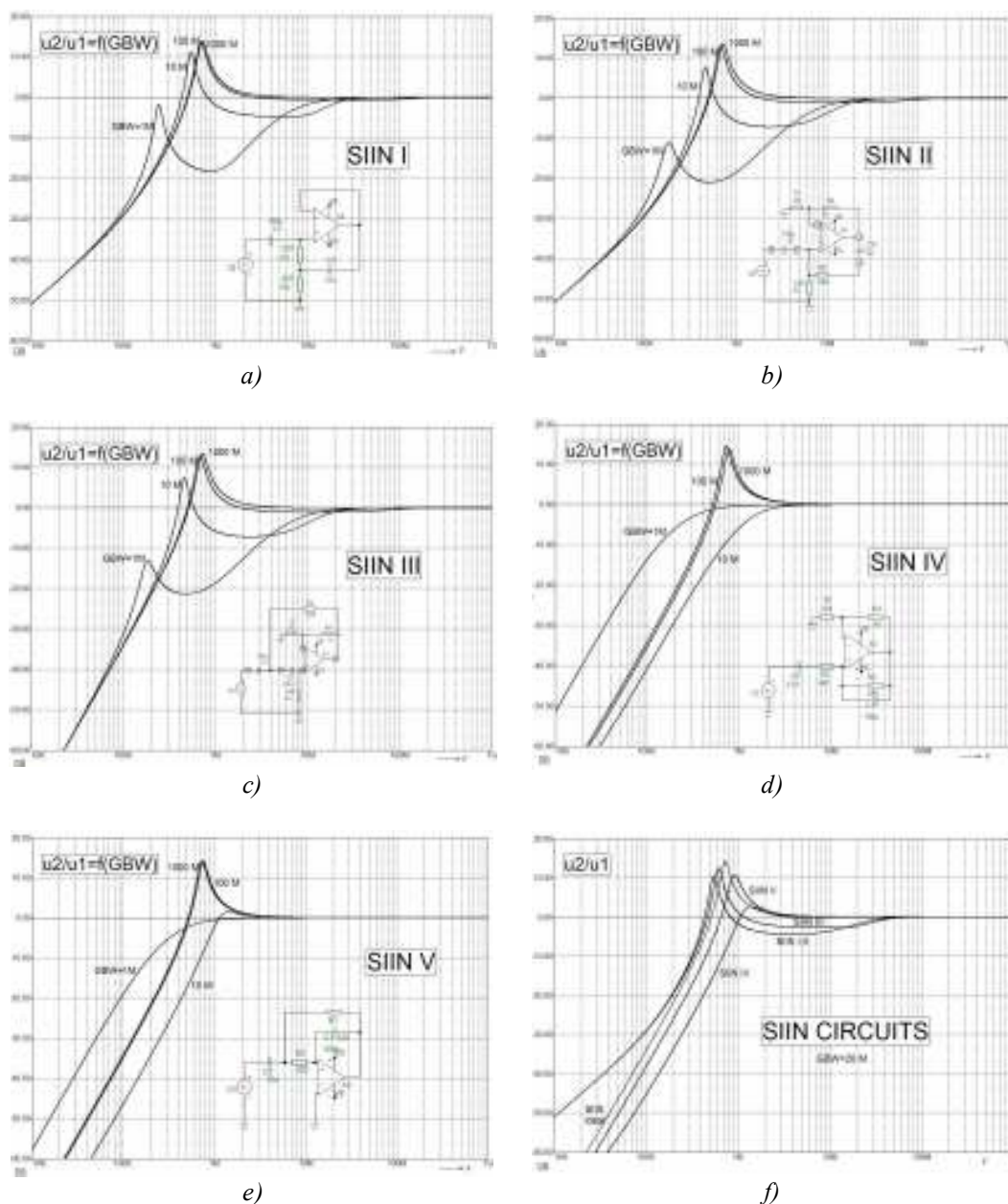
Z porovnání obou charakteristik vyplývá obecně výhodnější charakteristika obvodu s paralelním zapojením ztrátového prvku oproti obvodu se sériovým zapojením. Sériové zapojení vykazuje v nepropustné oblasti přenosu určitý pokles strmosti, který závisí na činiteli jakosti Q . Obě zapojení vykazují v závislosti na poklesu činitele jakosti Q i určitý vzrůst rezonančního kmitočtu. Při návrhu bloků s velmi malým Q je třeba brát tuto skutečnost v potaz. Posun je zanedbatelný přibližně do $Q \sim 10$, při $Q = 2$ již činí okolo 6 % a s tím je nutno při návrzích v těchto případech počítat.

2.6 Srovnání kmitočtových vlastností jednotlivých zapojení syntetických induktorů

Pro porovnání chování jednotlivých zapojení uvedených syntetických induktorů s ohledem na reálné vlastnosti aktivních prvků - OZ, byly všechny obvody analyzovány jako dvojbrany (v zapojení podle obr.2.11a,b. Všechna zapojení byla navržena pro rezonanční kmitočet $f_0 = 720$ kHz a činitel jakosti $Q = 5$ tak, aby hodnoty parametrů všech ostatních pasivních prvků byly pokud možno shodné. Poté byla počítačovým modelováním provedena analýza modulových kmitočtových charakteristik napěťového přenosu v kmitočtovém rozmezí 10 kHz – 1 GHz. Šířka pásma operačního zesilovače, která má rozhodující vliv na výsledné vlastnosti funkčního bloku vyjádřená parametrem GBW (Gain BandWidth product), byla krokována v rozmezí od 1 MHz do 1 GHz. Výsledné kmitočtové charakteristiky jsou uvedeny na obr. 2.13.

Výsledné charakteristiky obvodu vykazujícího přenosovou funkci druhého řádu dokazují, že vliv reálných vlastností aktivních prvků na výsledný rezonanční kmitočet funkčních bloků je zcela ve shodě s dosavadními znalostmi. Ukazuje se shodně pro všechny typy, že nižší GBW aktivního prvku snižuje výrazně rezonanční kmitočet bloku. Potvrzuje se i značný vliv na změnu výsledného činitele jakosti, který s poklesem GBW u všech obvodů též jednoznačně klesá.

Nejmenší citlivost na změnu GBW aktivního prvku vykazuje jednoznačně zapojení SI obvodu typu I. Je zajímavé, že všechny sériové typy obvodů (typ I. – III.) vykazují rezonanční charakter obvodu i při velmi značném poklesu GBW. Při respektování poklesu rezonančního kmitočtu mohou být tedy tyto obvody 2. řádu využívány jako jednoduché pásmové propusti i pro GBW pouze o jeden řád vyšší než pracovní kmitočet filtru.



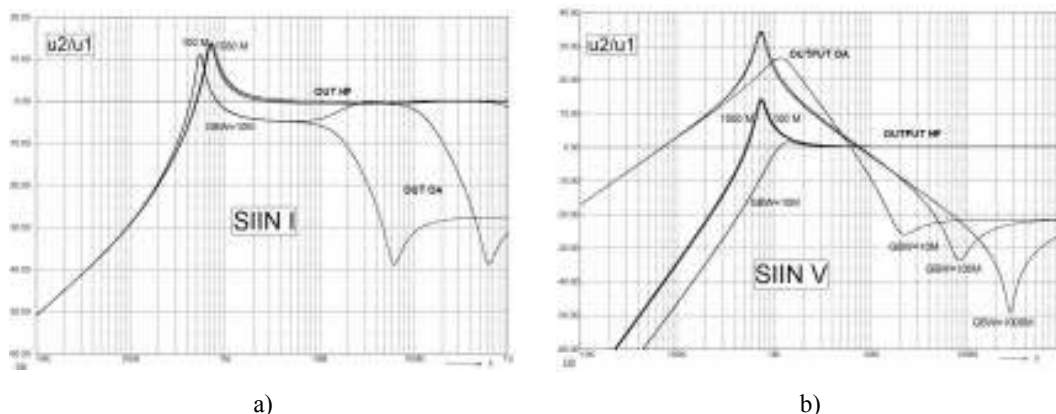
Obr. 2.13: Napěťové přenosy obvodů druhého řádu s aktivními bloky SI v závislosti na GBW operačního zesilovače - a) až e), f) porovnání napěťového přenosu jednotlivých bloků při GBW = 20 MHz.

Jak je vidět z charakteristik obvodů s paralelními ztrátami (typ IV. a V.), vykazují větší citlivosti na GBW aktivního prvku. Rezonanční charakter vykazují až při GBW alespoň o dva řád větším než pracovní kmitočet filtru. Je však zajímavé, že ale při značně malém GBW oproti pracovnímu kmitočtu, tyto obvody stále vykazují charakter filtru horní propusti s konstantním přenosem (bez jakéhokoli poklesu) v propustné oblasti. Je zde tedy předpoklad jejich možného využití ve filtrech horních propustí s konstantním přenosem v propustné oblasti. Celkové srovnání charakteristik všech uvedených typů obvodů pro stejné GBW = 20 MHz je zachyceno na obr. 2.13f.

2.7 Porovnání dynamického rozsahu obvodů ztrátových syntetických induktorů

Kromě porovnání přenosových charakteristik jednotlivých typů ztrátových syntetických induktorů v závislosti na reálných parametrech aktivních prvků byl pomocí počítačového modelování vyšetřován i možný dynamický rozsah uvedených zapojení. Pro porovnání dynamického rozsahu nejčastěji v praxi používaných typů obvodů (typ I. a typ V.) jsou na obr. 2.14 uvedeny grafy výsledných přenosových funkcí jednotlivých typů obvodů na výstupech syntetických induktorů a na výstupech vlastních aktivních prvků (OZ).

Z obrázku je jasně vidět, že u sériového zapojení obvodu typu I. může aktivní blok pracovat s dynamickým rozsahem cca o 25 dB větším, než v případě paralelního zapojení syntetického induktoru typu V. Výstup aktivního prvku (OZ) obvodu typu V. vykazuje totiž při rezonanci zhruba o 25 dB větší napěťový zisk než výstup funkčního bloku. To zvyšuje značně nebezpečí saturace aktivního prvku a významným způsobem snižuje možný dynamický rozsah tohoto obvodu typu V. s paralelním zapojením ztrátového prvku. **V dílčím závěru tedy můžeme konstatovat, že v praxi dosud často prezentovaná zapojení dolních propustí s paralelním ztrátovým prvkem (obvod typu V.) mají oproti sériovému zapojení (typu I.) zhruba o 25 dB menší možný dynamický rozsah, což omezuje jejich možnosti použití zvláště v případě, kdy vyžadujeme co největší dynamický rozsah zpracovávaných signálů.**

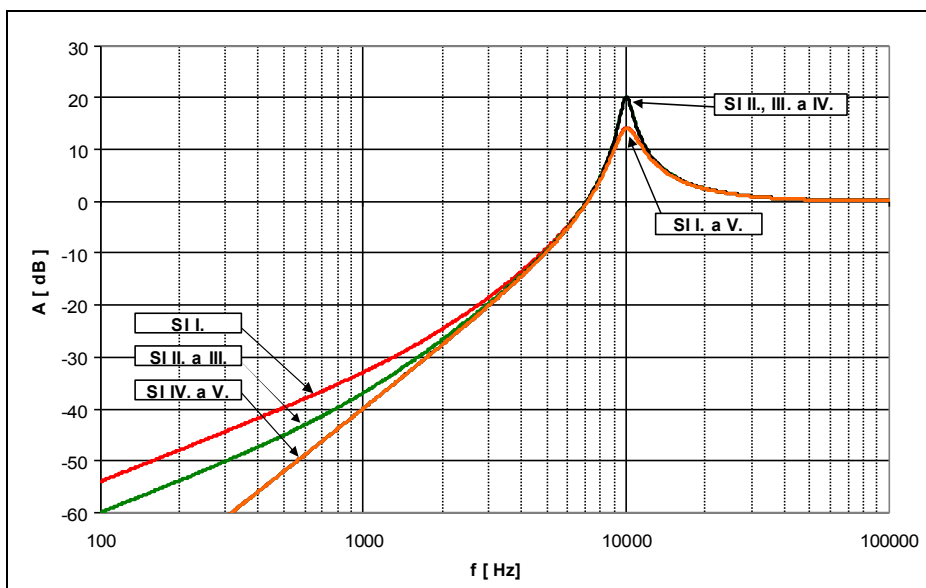


Obr. 2.14: Porovnání napěťových přenosových funkcí různých SI stavebních bloků – a) SI I (sériové ztráty), b) SI V (paralelní ztráty).

V následujících kapitolách pak bude ověřena možnost nahrazení pasivních induktorů pomocí v předešlých kapitolách zkoumaných obvodů ztrátových syntetických induktorů a dvojných kapacitorů a budou provedeny počítačové simulace a praktická měření takto navržených a optimalizovaných zapojení těchto filtrů HP a DP vyšších řádů.

2.8 Optimalizace obvodů ztrátových SI

Modulové kmitočtové charakteristiky všech typů SI obvodů z tab. 2.9 zapojených jako obvody 2. řádu byly modelovány pro nominální hodnoty zesílení $K = 1$ (typ I.), $K = 2$ (typ II., III., IV.) a $K \rightarrow \infty$ (typ V.). Mezní kmitočet f_0 byl rovněž jako u FDNR obvodů zvolen 10 kHz a hodnoty kapacitorů $C = 100$ nF a $C_5 = 1$ nF pro obvody typu I., II. a III. a $C_5 = 100$ nF a $C = 1$ nF pro obvody typu IV. a V. Na základě vztahu uvedeného v tab. 2.9 byl pak vypočten rezistor $R = 1591 \Omega$. Výsledné charakteristiky jsou uvedeny společně v jednom grafu na obr. 2.15.


Obr. 2.15: Modulové kmitočtové charakteristiky SI obvodů.

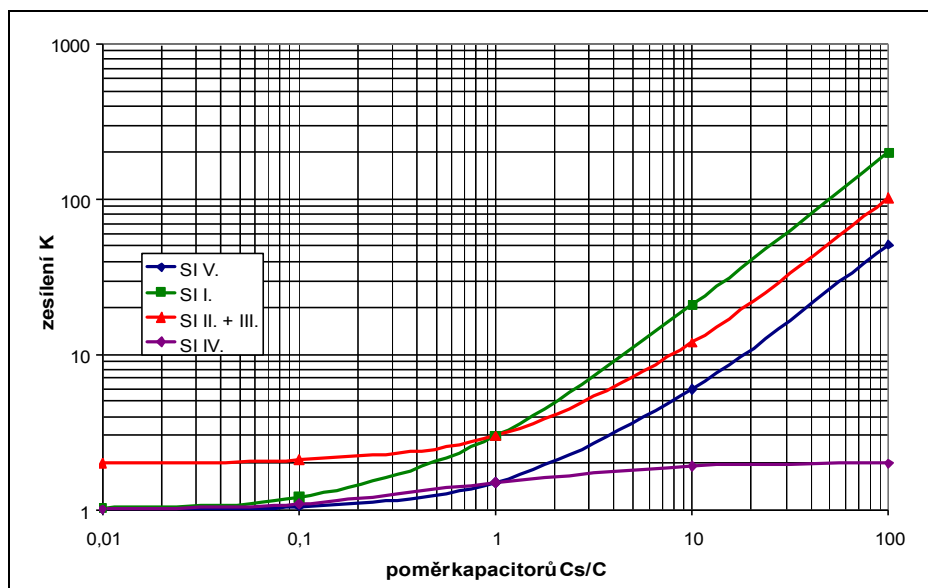
Z počítačového modelování vlastností SI obvodů (obr. 2.15 a obr. 2.16) vyplývají poněkud odlišné parametry jednotlivých obvodů v širším kmitočtovém rozmezí. U typů SI I. a V. je patrný poloviční činitel jakosti Q , což potvrzuje vztahy v tab. 2.9. Rozdílná je také strmost filtru v oblasti nízkých kmitočtů pro konkrétní typy obvodů uvedených v grafu.

Následně byly provedeny matematické výpočty a počítačové simulace pro zjištění závislosti činitele jakosti Q_K na nastavení zesílení K aktivního prvku. Zjištěné vztahy pro činitele jakosti Q_K jsou uvedeny v tab. 2.10. Při porovnání s tab. 2.3 je zřejmá dualita obvodů FDNR a SI. Závěry z těchto výpočtů a počítačových simulací jsou podobné u obou skupin obvodů. Rovněž zde bylo zjištěno, že je možné zvýšit hodnotu činitele jakosti Q_K nastavením základního zesílení K aktivního prvku. Teoreticky je možné u všech typů SI obvodů (typ I. – V.) zvýšit činitele jakosti Q_K nade všechny meze, neboť při určitém zesílení K má funkce $f_{(K)}$ limitu blízkou nekonečnu. Konkrétní vypočtené hodnoty zesílení K , kdy se limita funkce $f_{(K)}$ blíží nekonečnu, uvádí pro všechny typy obvodů SI tab. 2.10.

Tab. 2.10: Funkce $f_{(K)}$ a jejich limity pro hodnotu zesílení K pro $Q_K \rightarrow \infty$.

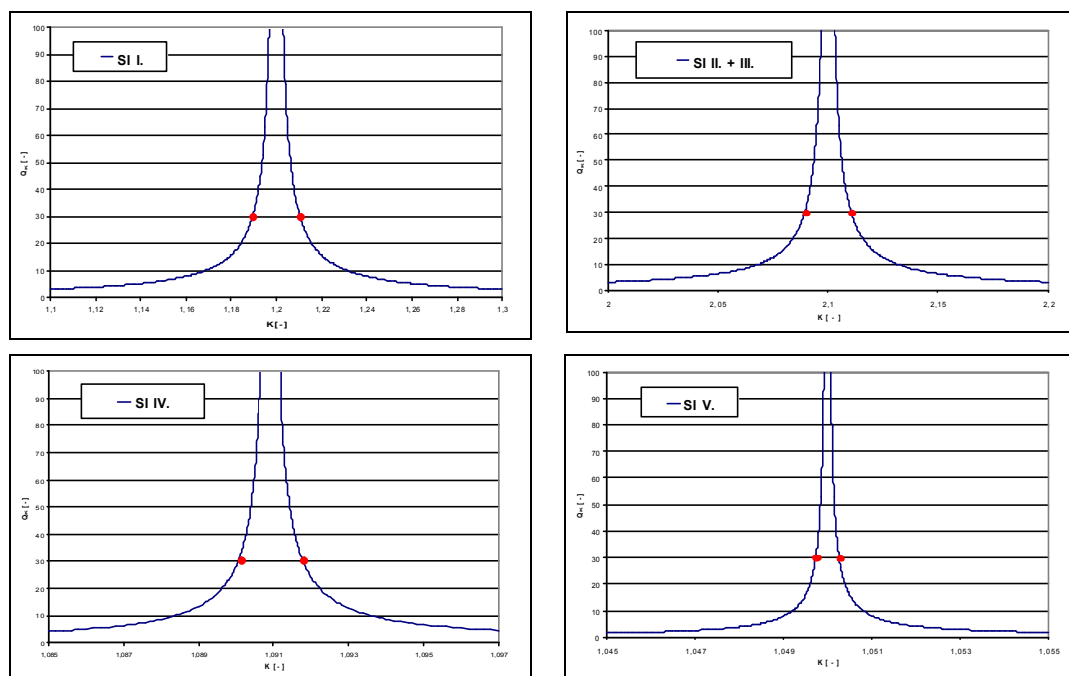
Typ	podmínka	$f_{(K)}$	Limita funkce $f_{(K)}$	K pro $Q_K \rightarrow \infty$
I.	$\frac{C}{C_s}=10$	$Q_K = \frac{\sqrt{10}}{10(1,2-K)}$	$\lim_{K \rightarrow 1,2} (f_{(K)}) = \infty$	1,2
II.	$\frac{C}{C_s}=10$	$Q_K = \frac{\sqrt{0,1}}{2,1-K}$	$\lim_{K \rightarrow 2,1} (f_{(K)}) = \infty$	2,1
III.	$\frac{C}{C_s}=10$	$Q_K = \frac{\sqrt{0,1}}{2,1-K}$	$\lim_{K \rightarrow 2,1} (f_{(K)}) = \infty$	2,1
IV.	$\frac{C}{C_s}=10$	$Q_K = \frac{\sqrt{10}(K-1)}{11(K-1,09)}$	$\lim_{K \rightarrow 1,09} (f_{(K)}) = \infty$	1,09
V.	$\frac{C}{C_s}=10$	$Q_K = \frac{\sqrt{0,1}(K-1)}{2(K-1,05)}$	$\lim_{K \rightarrow 1,05} (f_{(K)}) = \infty$	1,05

Závislosti potřebného zesílení K na poměru kapacitorů C_s/C pro všechny typy SI přehledně vystihuje graf na obr. 2.16. Zde je patrné, že se vzrůstajícím poměrem kapacitorů C_s/C se u všech typů SI zvyšuje potřebné zesílení K pro $Q_K \rightarrow \infty$.



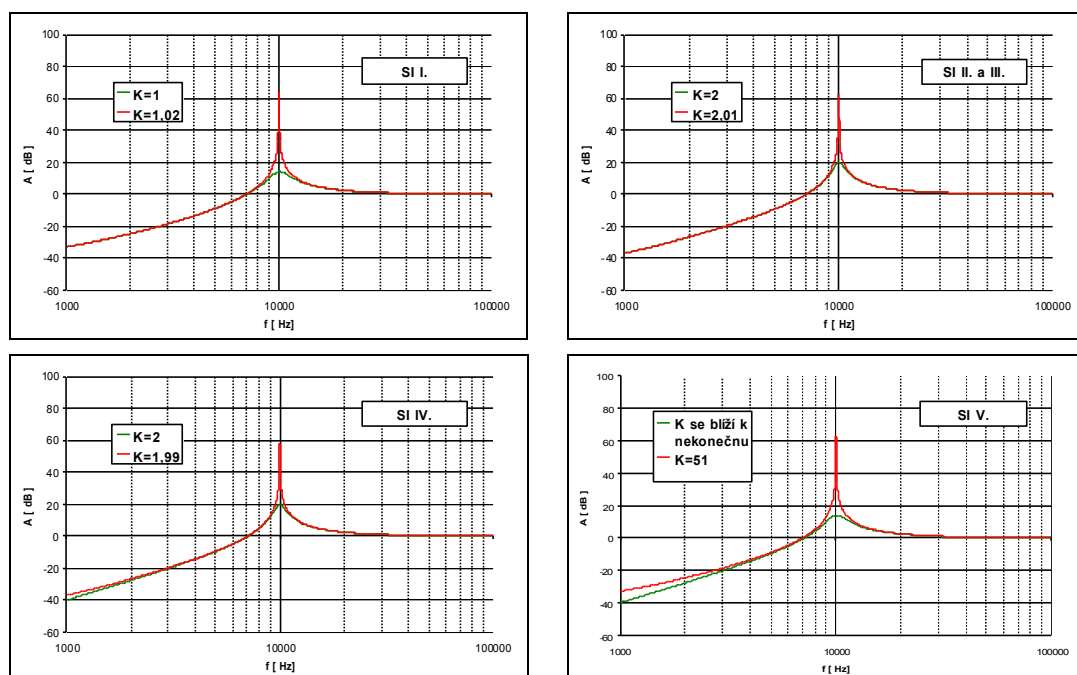
Obr. 2.16: Závislost zesílení K na poměru kapacitorů C_s/C pro $Q_K \rightarrow \infty$.

Křivky popisující limitní závislosti funkce $f_{(K)}$ na obr. 2.17 názorně ukazují také citlivost této funkce na zesílení K . Červené body zobrazují místo na křivce, kde můžeme odečíst hodnotu činitele jakosti Q_K při nominálním zesílení K . Tento pracovní bod je v literatuře brán jako výchozí, aniž by byla provedena analýza této problematiky. Uvedené grafy na obr. 2.17 ukazují, že pohybem tohoto pracovního bodu po křivce lze vhodně korigovat hodnotu činitele jakosti Q_K .



Obr. 2.17: Limity funkce $f_{(K)}$ a jejich blízké okolí pro $Q_K \rightarrow \infty$.

Výše uvedené matematické výpočty byly ověřeny počítačovým modelováním přenosových charakteristik obvodů pro dvě hodnoty nastavení zesílení K aktivního prvku. V prvním případě pro nominální hodnotu zesílení K (zelená křivka) a ve druhém pro vypočtené hodnoty K pro maximální hodnotu činitele jakosti Q_K (červená křivka). Výsledné modulové kmitočtové závislosti filtrů HP jsou přehledně zobrazeny v následujících grafech na obr. 2.18.



Obr. 2.18: Porovnání činitele jakosti Q pro nominální hodnoty zesílení K (zelená křivka) a vypočtené hodnoty K pro maximální hodnotu činitele jakosti Q_K (červená křivka).

Výsledné křivky z obr. 2.18 potvrzují správnost předchozích matematických výpočtů, z nichž je zřejmé, že lze dosáhnout vyššího činitele jakosti Q_K při vhodné změně zesílení K aktivního prvku. Teoretické navýšení hodnoty činitele jakosti Q_K dosahuje nekonečné hodnoty. Z vyobrazených závislostí je také patrné, že u SI obvodů s paralelními ztrátami (typ IV. a V.) dochází v oblasti nízkých kmitočtů s rostoucím činitelem jakosti Q_K ke snížení strmosti kmitočtové modulové charakteristiky. Tato skutečnost se u obvodů SI se sériovými ztrátami nevykazuje (typ I., II. a III.).

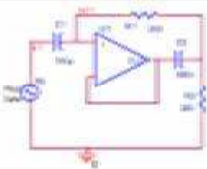
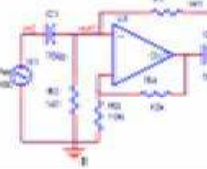
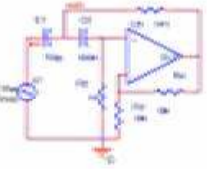
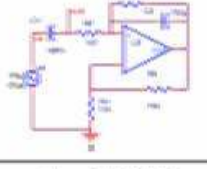
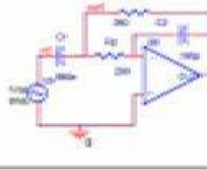
2.9 Vyšetření citlivosti obvodů SI

Pro základní představu o vlastnostech zkoumaných SI prvků byly rovněž provedeny citlivostní analýzy, stejně jako u obvodů FDNR. Výsledné hodnoty citlivostí změn kmitočtu S^F a činitele jakosti S^Q na změny obvodových prvků jsou přehledně zobrazeny v tabulkách 2.11 – 2.15.

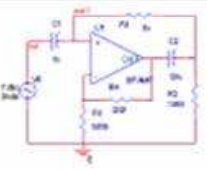
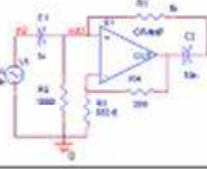
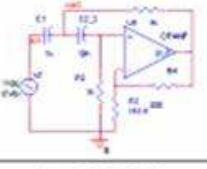

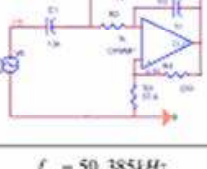
Tab. 2.11: Tabulka výsledků citlivostní analýzy pro zkoumané obvody SI, činitel jakosti $Q = 30$, nominální hodnota zesílení K , ideální OZ.

SI I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$C_1 = 188 \text{ pF}$	50,2688	30,0253	-0,46	-0,53	-0,46	-0,66
	$C_1 = 192 \text{ pF}$	49,8084	29,6556	-0,46	-0,80		
	$C_2 = 673 \text{ nF}$	50,2688	29,7476	-0,46	0,50	-0,46	0,59
	$C_2 = 687 \text{ nF}$	49,8084	29,9832	-0,46	0,29		
$f_0 = 50,3814 \text{ kHz}$	$R_1 = 279,7 \Omega$	50,0381	29,9031	0,00	-0,25	0,00	-1,24
	$R_1 = 280,3 \Omega$	50,0381	29,8288	0,00	-2,24		
$Q = 29,8956$	$R_1 = 279,7 \Omega$	50,0381	29,9031	0,00	-0,25	0,00	-1,24
	$R_1 = 280,3 \Omega$	50,0381	29,8287	0,00	-2,24		
SI II.							
	$C_1 = 743 \text{ pF}$	50,2688	30,1324	-0,46	-0,51	-0,57	-0,50
	$C_1 = 757 \text{ pF}$	49,6940	29,8339	-0,69	-0,48		
	$C_2 = 673 \text{ nF}$	50,2688	29,8901	-0,46	0,29	-0,57	0,37
	$C_2 = 687 \text{ nF}$	49,6940	30,1307	-0,69	0,44		
$f_0 = 50,3814 \text{ kHz}$	$R_1 = 9999 \Omega$	50,0381	215,8443	0,00	-6399,97	0,00	-3337
	$R_1 = 10010 \Omega$	50,0381	15,7678	0,00	-474,03		
	$R_2 = 9999 \Omega$	50,0381	15,7603	0,00	474,28	0,00	3324
	$R_2 = 10010 \Omega$	50,0381	215,0519	0,00	6173,55		
$Q = 29,9785$	$R_1 = 140,8 \Omega$	50,0381	106,1307	0,00	-2579,56	0,00	-1554
	$R_1 = 140,2 \Omega$	50,0381	13,1426	0,00	-564,60		
$Q = 29,9785$	$R_2 = 140,8 \Omega$	50,0385	13,1235	-0,01	562,24	-1,15	1554
	$R_2 = 140,2 \Omega$	49,9251	106,3255	-2,30	2546,73		
SI III.							
	$C_1 = 743 \text{ pF}$	50,2688	30,1324	-0,46	-0,51	-0,57	-0,50
	$C_1 = 757 \text{ pF}$	49,6940	29,8339	-0,69	-0,48		
	$C_2 = 673 \text{ nF}$	50,2688	29,8901	-0,46	0,29	-0,57	0,37
	$C_2 = 687 \text{ nF}$	49,6940	30,1307	-0,69	0,44		
$f_0 = 50,3814 \text{ kHz}$	$R_1 = 9999 \Omega$	50,0381	215,8440	0,00	-6399,97	0,00	-3337
	$R_1 = 10010 \Omega$	50,0381	15,7678	0,00	-474,03		
	$R_2 = 9999 \Omega$	50,0381	15,7603	0,00	474,28	0,00	3324
	$R_2 = 10010 \Omega$	50,0381	215,0519	0,00	6173,55		
$Q = 29,9785$	$R_1 = 140,8 \Omega$	50,0381	105,5828	0,00	-2521,96	0,00	-1542
	$R_1 = 140,2 \Omega$	50,0381	13,1344	0,00	-564,87		
$Q = 29,9785$	$R_2 = 140,8 \Omega$	50,0385	13,1153	-0,01	562,51	-1,15	1546
	$R_2 = 140,2 \Omega$	49,9251	105,8007	-2,30	2429,22		
SI IV.							
	$C_1 = 679,3 \text{ nF}$	50,0381	30,2463	0,00	-1,70	-1,15	-0,15
	$C_1 = 680,7 \text{ nF}$	49,9251	30,237	-2,30	1,39		
	$C_2 = 749,3 \text{ pF}$	50,0381	30,2872	0,00	-3,05	-1,15	-1,72
	$C_2 = 750,8 \text{ pF}$	49,9251	30,1831	-2,30	-0,40		
$f_0 = 50,3814 \text{ kHz}$	$R_1 = 9999 \Omega$	50,0381	15,8206	0,00	476,05	0,00	3404
	$R_1 = 10010 \Omega$	50,0381	221,391	0,00	632,05		
	$R_2 = 9999 \Omega$	50,0381	272,384	0,00	-6358,29	0,00	-3417
	$R_2 = 10010 \Omega$	50,0381	15,8281	0,00	-475,40		
$Q = 30,1950$	$R_1 = 140,8 \Omega$	50,0384	13,1656	-0,01	563,98	-1,15	1499
	$R_1 = 140,2 \Omega$	49,9251	105,688	-2,30	2433,95		
$Q = 30,1950$	$R_2 = 140,8 \Omega$	50,0381	105,461	0,00	-2426,44	0,00	-1495
	$R_2 = 140,2 \Omega$	50,0381	13,1845	0,00	-563,36		
SI V.							
	$C_1 = 679,3 \text{ nF}$	50,03809	29,9957	0,00	0,23	0,00	-0,69
	$C_1 = 680,7 \text{ nF}$	50,03806	29,9543	0,00	-1,61		
	$C_2 = 189,8 \text{ pF}$	50,03809	30,0266	0,00	-0,80	0,00	-1,76
	$C_2 = 190,2 \text{ pF}$	50,03806	29,9211	0,00	-2,72		
$f_0 = 50,3814 \text{ kHz}$	$R_1 = 279,7 \Omega$	50,03809	30,0117	0,00	-0,30	0,00	-1,17
	$R_1 = 280,3 \Omega$	50,03807	29,9415	0,00	-2,04		
$Q = 30,0026$	$R_2 = 279,7 \Omega$	50,03809	30,0117	0,00	-0,30	0,00	-1,17
	$R_2 = 280,3 \Omega$	50,03807	29,9415	0,00	-2,04		

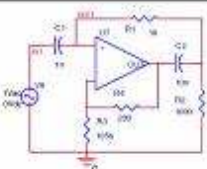
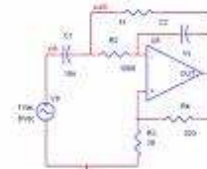
Tab. 2.12: Tabulka výsledků citlivostní analýzy pro obvody SI, vypočtený činitel jakosti $Q = 30$, nominální hodnota zesílení K , reální OZ AD8044.

SI I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]	
	$C_1 = 188 \text{ pF}$	49,8084	26,026	-0,46	-0,34	-0,46	-0,42	
	$C_1 = 192 \text{ pF}$	49,3522	25,8089	-0,46	-0,50			
	$C_2 = 673 \text{ nF}$	49,8084	25,8304	-0,46	0,42			
	$C_2 = 687 \text{ nF}$	49,3522	26,0046	-0,46	0,26			
$f_0 = 49,580 \text{ kHz}$ $Q = 25,9383$	$R_1 = 279,7 \Omega$	49,5798	25,9373	0,00	0,04			
	$R_1 = 280,3 \Omega$	49,5798	25,9081	0,00	-1,16	0,00	-0,26	
	$R_2 = 279,7 \Omega$	49,5798	25,9305	0,00	0,30	0,00	-0,46	
	$R_2 = 280,3 \Omega$	49,5798	25,9067	0,00	-1,22			
SI II. 	$C_1 = 743 \text{ pF}$	49,2389	24,0656	-0,46	1,14	-0,35	1,17	
	$C_1 = 757 \text{ pF}$	48,9000	24,6370	-0,23	1,21			
	$C_2 = 673 \text{ nF}$	49,3522	24,7208	-0,69	-1,55	-0,58	-1,33	
	$C_2 = 687 \text{ nF}$	48,7879	24,0750	-0,46	-1,10			
	$R_1 = 9990 \Omega$	49,1257	14,1547	-2,30	418,54			
	$R_1 = 10010 \Omega$	49,0128	85,7681	0,00	2523,25	-1,15	1470,90	
	$R_2 = 9990 \Omega$	49,0128	85,5461	0,00	-2555,21	1,15	-1487,07	
	$R_2 = 10010 \Omega$	49,1257	14,1451	2,30	-418,84			
	$f_0 = 49,013 \text{ kHz}$ $Q = 24,3435$	$R_3 = 140,8 \Omega$	49,1258	12,0232	-2,30	506,19	-1,15	-328,56
		$R_3 = 140,2 \Omega$	49,0128	1,0413	0,00	-987,23		
$R_3 = 140,8 \Omega$		49,1257	347,7815	-2,30	-13286,44	0,00	-6896,08	
SI III. 	$C_1 = 743 \text{ pF}$	49,2389	24,0664	-0,46	1,14	-0,35	1,17	
	$C_1 = 757 \text{ pF}$	48,9000	24,6377	-0,23	1,21			
	$C_2 = 673 \text{ nF}$	49,3522	24,7215	-0,69	-1,55	-0,58	-1,33	
	$C_2 = 687 \text{ nF}$	48,7879	24,0758	-0,46	-1,10			
	$R_1 = 9990 \Omega$	49,1257	14,1549	-2,30	418,55			
	$R_1 = 10010 \Omega$	49,0128	85,7785	0,00	2523,56	-1,15	1471,06	
	$R_2 = 9990 \Omega$	49,0128	85,5967	0,00	-2555,53	1,15	-1487,24	
	$R_2 = 10010 \Omega$	49,1257	14,1454	2,30	-418,84			
	$f_0 = 49,013 \text{ kHz}$ $Q = 24,3443$	$R_3 = 140,8 \Omega$	49,1258	12,0166	-2,30	506,39	-1,15	-326,06
		$R_3 = 140,2 \Omega$	49,0128	1,0100	0,00	-958,51		
$R_3 = 140,8 \Omega$		49,1257	342,5942	-2,30	-13072,90	0,00	-6789,43	
SI IV. 	$C_1 = 679,3 \text{ nF}$	51,2017	9,02193	-2,28	-0,04	-1,14	-0,04	
	$C_1 = 680,7 \text{ nF}$	51,0848	9,02124	0,00	-0,04			
	$C_2 = 749,3 \text{ pF}$	51,2014	9,02013	-2,28	0,38	-1,14	0,37	
	$C_2 = 750,7 \text{ pF}$	51,0848	9,02683	0,00	0,36			
	$R_1 = 9990 \Omega$	51,2025	7,03336	-2,30	220,56	-1,15	304,39	
	$R_1 = 10010 \Omega$	51,0847	12,5268	0,00	388,22			
	$R_2 = 9990 \Omega$	51,0847	12,5445	0,00	-390,16	1,15	-385,50	
	$R_2 = 10010 \Omega$	51,2025	7,03084	2,30	-220,84			
	$f_0 = 51,085 \text{ kHz}$ $Q = 9,0216$	$R_3 = 140,8 \Omega$	51,3205	6,42542	-4,61	287,93	-3,45	473,21
		$R_3 = 140,2 \Omega$	50,9675	14,9656	-2,30	658,50		
$R_3 = 140,8 \Omega$		51,0848	14,9788	0,00	-659,95	1,15	-473,79	
SI V. 	$C_1 = 679,3 \text{ nF}$	50,05853	32,1018	0,00	4,34	0,00	3,25	
	$C_1 = 680,7 \text{ nF}$	50,05809	32,3112	0,00	2,16			
	$C_2 = 189,8 \text{ pF}$	50,0585	32,1364	-0,01	3,26	0,00	2,11	
	$C_2 = 190,2 \text{ pF}$	50,05809	32,2726	0,00	0,96			
	$f_0 = 50,058 \text{ kHz}$ $Q = 32,2416$	$R_1 = 279,7 \Omega$	50,05895	32,1136	-0,02	3,97	-0,01	2,79
		$R_1 = 280,3 \Omega$	50,05809	32,2932	0,00	1,00		
		$R_2 = 279,7 \Omega$	50,05904	32,1149	-0,02	3,93	-0,01	2,74
		$R_2 = 280,3 \Omega$	50,05809	32,2917	0,00	1,55		

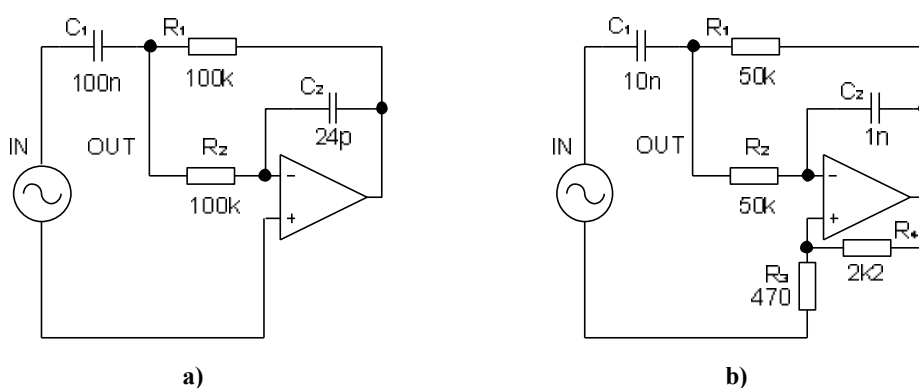
Tab. 2.13: Tabulka výsledků citlivostní analýzy pro obvody SI, činitel jakosti $Q = 30$, zvýšená hodnota zesílení K , ideální OZ.

SI I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$C_1 = 0,99$ nF	50,6169	36,5742	-0,46	-22,79	-0,57	-19,14
	$C_2 = 1,01$ nF	50,0384	25,1739	-0,69	-15,49	-0,57	-15,49
	$C_3 = 9,9$ nF	50,6169	25,2047	-0,46	15,38	-0,57	18,74
	$C_4 = 10,1$ nF	50,0381	36,3701	-0,69	22,10	0,00	-17,74
	$R_1 = 1055$ Ω	50,3846	30,3243	0,00	-18,04	0,00	17,74
	$R_2 = 1057$ Ω	50,3846	29,2676	0,00	-17,43	0,00	-17,74
	$R_3 = 199,8$ Ω	50,3846	29,267	0,00	17,45	0,00	17,74
	$R_4 = 200,2$ Ω	50,3846	30,3237	0,00	18,02	0,00	-17,74
	$R_5 = 999$ Ω	50,3846	30,122	0,00	-11,25	-1,15	-10,06
	$R_6 = 1001$ Ω	50,2689	29,5225	-2,30	-8,88	-1,15	7,78
	$R_7 = 999$ Ω	50,3846	29,5895	0,00	6,63	-1,15	7,78
	$R_8 = 1001$ Ω	50,2689	30,0529	-2,30	8,93	-1,15	-10,06
$f_0 = 50,385$ kHz							
$Q = 29,7868$							
SI II.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$C_1 = 0,99$ nF	50,6169	32,5378	-0,46	-9,96	-0,57	-9,10
	$C_2 = 1,01$ nF	50,0387	27,1515	-0,69	-8,24	-0,57	-8,72
	$C_3 = 9,9$ nF	50,6169	27,2218	-0,46	8,00	-0,57	8,72
	$C_4 = 10,1$ nF	50,0382	32,3837	-0,69	9,44	0,00	-102,33
	$R_1 = 183,4$ Ω	50,3846	32,9248	0,00	-112,70	0,00	-102,33
	$R_2 = 183,8$ Ω	50,3846	26,8686	0,00	-91,97	0,00	102,31
	$R_3 = 199,8$ Ω	50,3846	26,8661	0,00	92,06	0,00	102,31
	$R_4 = 200,2$ Ω	50,3846	32,9211	0,00	112,57	0,00	-102,33
	$R_5 = 999$ Ω	50,3846	32,6942	0,00	-104,90	-1,15	-95,34
	$R_6 = 1001$ Ω	50,2689	27,0519	-2,30	-85,78	-1,15	92,41
	$R_7 = 999$ Ω	50,3846	27,1238	0,00	83,35	-1,15	92,41
	$R_8 = 1001$ Ω	50,2689	32,5926	-2,30	101,47	-1,15	-95,34
$f_0 = 50,385$ kHz							
$Q = 29,5901$							
SI III.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$C_1 = 0,99$ nF	50,6169	32,5378	-0,46	-9,96	-0,57	-9,10
	$C_2 = 1,01$ nF	50,0387	27,1515	-0,69	-8,24	-0,57	-8,72
	$C_3 = 9,9$ nF	50,6169	27,2218	-0,46	8,00	-0,57	8,72
	$C_4 = 10,1$ nF	50,0382	32,3837	-0,69	9,44	0,00	-102,33
	$R_1 = 183,4$ Ω	50,3846	32,9248	0,00	-112,70	0,00	-102,33
	$R_2 = 183,8$ Ω	50,3846	26,8686	0,00	-91,97	0,00	102,31
	$R_3 = 199,8$ Ω	50,3846	26,8661	0,00	92,06	0,00	102,31
	$R_4 = 200,2$ Ω	50,3846	32,9211	0,00	112,57	0,00	-102,33
	$R_5 = 999$ Ω	50,3846	33,0346	0,00	-116,41	-1,15	-104,96
	$R_6 = 1001$ Ω	50,2689	26,8228	-2,30	-93,52	-1,15	102,04
	$R_7 = 999$ Ω	50,3846	26,8930	0,00	91,15	-1,15	102,04
	$R_8 = 1001$ Ω	50,2689	32,9319	-2,30	112,94	-1,15	-104,96
$f_0 = 50,385$ kHz							
$Q = 29,5901$							
SI IV.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$C_1 = 9,99$ nF	50,3846	30,4492	0,00	-12,25	-1,15	-11,38
	$C_2 = 10,01$ nF	50,2689	29,7646	-2,30	-10,51	-1,15	8,64
	$C_3 = 0,999$ nF	50,3846	29,8452	0,00	7,83	-1,15	8,64
	$C_4 = 1,001$ nF	50,2689	30,3651	-2,30	9,46	-1,15	-11,38
	$R_1 = 221,8$ Ω	50,3846	35,0445	0,00	-165,02	0,00	-144,65
	$R_2 = 222,2$ Ω	50,3846	26,3419	0,00	-124,29	0,00	-144,65
	$R_3 = 199,8$ Ω	50,3846	27,2174	0,00	95,19	0,00	106,09
	$R_4 = 200,2$ Ω	50,3846	33,6002	0,00	117,00	0,00	106,09
	$R_5 = 999$ Ω	50,3846	33,3322	0,00	-108,09	-1,15	-97,94
	$R_6 = 1001$ Ω	50,2689	27,4398	-2,30	-87,79	-1,15	95,04
	$R_7 = 999$ Ω	50,3846	27,5131	0,00	85,36	-1,15	95,04
	$R_8 = 1001$ Ω	50,2688	33,2311	-2,30	104,73	-1,15	-97,94
$f_0 = 50,385$ kHz							
$Q = 30,0807$							
SI V.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$C_1 = 9,99$ nF	50,38458	29,6058	0,00	15,95	-1,15	17,35
	$C_2 = 10,01$ nF	50,26885	30,6499	-2,30	18,75	-1,15	-18,49
	$C_3 = 0,999$ nF	50,26885	30,6499	2,30	-18,75	0,00	-18,49
	$C_4 = 1,001$ nF	50,26885	29,5374	-2,30	-18,23	0,00	-18,49
	$R_1 = 37,8$ Ω	50,38456	28,7262	0,00	45,19	0,00	-20,63
	$R_2 = 38,0$ Ω	50,38456	27,4849	0,00	-86,45	0,00	-20,63
	$R_3 = 199,8$ Ω	50,38456	30,6341	0,00	-18,22	0,00	-17,91
	$R_4 = 200,2$ Ω	50,38456	29,5566	0,00	-17,59	0,00	-17,91
	$R_5 = 999$ Ω	50,38458	29,8849	0,00	6,68	-1,15	7,84
	$R_6 = 1001$ Ω	50,26885	30,3566	-2,30	9,00	-1,15	7,84
	$R_7 = 999$ Ω	50,38458	30,4288	0,00	-11,40	-1,15	-10,19
	$R_8 = 1001$ Ω	50,26885	29,8155	-2,30	-8,98	-1,15	-10,19
$f_0 = 50,385$ kHz							
$Q = 30,0857$							

Tab. 2.14: Tabulka výsledků citlivostní analýzy pro obvody SI typu I. a V., vypočtený činitel jakosti $Q = 30$, zvýšená hodnota zesílení K , reálný OZ AD8044.

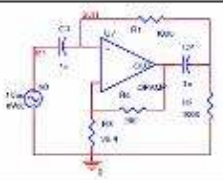
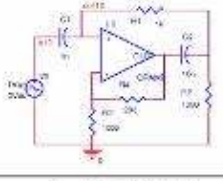
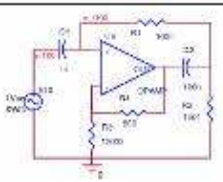
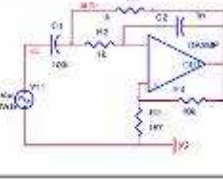
SI I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]
	$C_1 = 0,99$ nF	50,6169	35,5227	-0,69	-21,84	-0,58	-18,41
	$C_1 = 1,01$ nF	50,0381	24,7848	-0,46	-14,99		
	$C_2 = 9,9$ nF	50,6169	24,7354	-0,69	15,16	-0,58	18,57
	$C_2 = 10,1$ nF	50,0381	35,5618	-0,46	21,97		
	$R_1 = 1055$ Ω	50,2689	29,6458	0,00	-16,81	0,00	-16,54
	$R_1 = 1057$ Ω	50,2689	28,6816	0,00	-16,26		
	$R_4 = 199,8$ Ω	50,2689	28,6549	0,00	17,18	0,00	17,47
	$R_4 = 200,2$ Ω	50,2689	29,6733	0,00	17,75		
	$R_2 = 999$ Ω	50,3846	29,4398	-2,30	-9,74	-1,15	-7,99
	$R_2 = 1001$ Ω	50,2688	28,974	0,00	-6,23		
$f_0 = 50,2689$ kHz							
$Q = 291557$							
SI V.							
	$C_1 = 9,99$ nF	50,38459	31,2822	0,00	19,28	0,00	18,49
	$C_1 = 10,01$ nF	50,38457	32,462	0,00	17,71		
	$C_2 = 0,999$ nF	50,38459	32,5394	0,00	-20,14	0,00	-20,69
	$C_2 = 1,001$ nF	50,38457	31,2196	0,00	-21,24		
	$R_1 = 37,9$ Ω	50,38458	31,266	0,00	19,79	0,00	20,17
	$R_1 = 38,1$ Ω	50,38458	32,5529	0,00	20,56		
	$R_4 = 199,8$ Ω	50,38458	32,5201	0,00	-19,53	0,00	-19,16
	$R_4 = 200,2$ Ω	50,38458	31,2975	0,00	-18,80		
	$R_2 = 999$ Ω	50,38459	31,5956	0,00	9,45	0,00	8,43
	$R_2 = 1001$ Ω	50,38457	32,1336	0,00	7,41		
$f_0 = 50,3846$ kHz							
$Q = 31,8971$							

Podrobná citlivostní analýza uvedených typů syntetických induktorů SI I. až SI V. potvrdila, že syntetické induktory typu SI I. a SI V. vykazují proti ostatním typům obvodů výrazně nižší citlivosti S^Q na změny parametrů prvků obvodu jak pro nominální zesílení aktivních prvků, tak i pro kompenzovaná zapojení se zvýšeným zesílením K . Srovnání citlivostí prokázalo, že pro kompenzovaná zapojení je nejvýhodnější použít zapojení typu SI I. nebo SI V. Jak ukázalo modelování citlivostí kompenzovaných obvodů, zvýšením zesílení K je možné optimalizovat tyto obvody s poměrem kapacitorů kolem hodnoty $3Q$ (oproti $4Q^2$ u nekompenzovaných obvodů) s přijatelnou citlivostí. Celkově si je možno udělat představu o citlivostech obvodů na jednotlivé parametry z tab. 2.11 – 2.15.

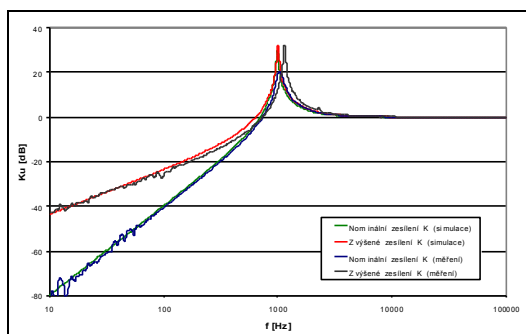


Obr. 2.19: Zapojení HP s SI V. a) s nominálním zesílením K , b) se zvýšeným zesílením K .

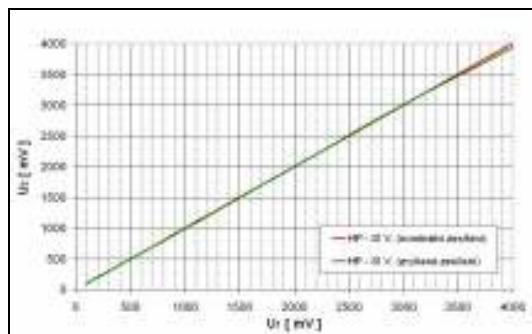
Tab. 2.15: Tabulka výsledků citlivostní analýzy pro obvody SI typu I. a V., činitel jakosti $Q = 30$, zvýšená hodnota zesílení K , ideální OZ, různý poměr kapacitorů C_1 a C_2 .

SI I.								
$C_2/C_1 = 1, K = 3$	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]	
	$C_1 = 0,99$ nF	159,8808	18,9835	-0,46	38,43	-0,4601	99,55	
	$C_1 = 1,01$ nF	158,4164	80,3665	-0,46	160,67			
	$C_2 = 0,99$ nF	159,8808	81,3744	-0,46	-163,94	-0,4601	-101,05	
	$C_2 = 1,01$ nF	158,4164	19,0658	-0,46	-38,16			
	$R_3 = 98,3$ Ω	159,1469	28,9878	0,00	59,77	0,0000	63,80	
	$R_3 = 98,5$ Ω	159,1469	32,9218	0,00	67,84			
	$R_3 = 199,8$ Ω	159,1469	32,8884	0,00	-66,75			
	$R_3 = 200,2$ Ω	159,1469	29,0172	0,00	-58,81			
	$f_0 = 159,1469$ kHz	$R_1 = 999$ Ω	159,1469	29,8577	0,00	31,55	-0,0002	31,60
		$R_1 = 1001$ Ω	159,1469	31,8063	0,00	31,65		
$Q = 30,8304$	$R_2 = 999$ Ω	159,1469	31,7817	0,00	-30,85	-0,0002	-30,81	
	$R_2 = 1001$ Ω	159,1469	29,8816	0,00	-30,77			
$C_2/C_1 = 10, K = 1,2$	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]	
	$C_1 = 0,99$ nF	50,6169	37,3491	-0,46	-23,28	-0,5742	-19,49	
	$C_1 = 1,01$ nF	50,0383	25,5377	-0,69	-15,70			
	$C_2 = 9,9$ nF	50,6169	25,5676	-0,46	15,61	-0,5744	19,09	
	$C_2 = 10,1$ nF	50,0381	37,1362	-0,69	22,58			
	$R_3 = 1054$ Ω	50,3846	30,8218	0,00	-17,38	0,0000	-17,08	
	$R_3 = 1056$ Ω	50,3846	29,7868	0,00	-16,78			
	$R_3 = 199,8$ Ω	50,3846	29,7588	0,00	17,71			
	$R_3 = 200,2$ Ω	50,3846	30,8508	0,00	18,34			
	$f_0 = 50,3846$ kHz	$R_1 = 999$ Ω	50,3846	30,6454	0,00	-11,56	-1,1485	-10,24
		$R_1 = 1001$ Ω	50,2689	30,0248	-2,30	-8,93		
$Q = 30,2953$	$R_2 = 999$ Ω	50,3846	30,0933	0,00	6,67	-1,1485	7,93	
	$R_2 = 1001$ Ω	50,2689	30,5735	-2,30	9,18			
$C_2/C_1 = 100, K = 1,01$	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]	
	$C_1 = 0,99$ nF	15,9881	31,6935	-0,46	-5,67	-0,4601	-5,41	
	$C_1 = 1,01$ nF	15,8416	28,4492	-0,46	-5,15			
	$C_2 = 99$ nF	15,9881	28,3779	-0,46	5,38	-0,4601	5,61	
	$C_2 = 101$ nF	15,8416	31,7421	-0,46	5,83			
	$R_3 = 1054$ Ω	15,9147	30,1436	0,00	-5,04	0,0000	-5,00	
	$R_3 = 1056$ Ω	15,9147	29,8434	0,00	-4,97			
	$R_3 = 199,8$ Ω	15,9147	29,8433	0,00	4,97			
	$R_3 = 200,2$ Ω	15,9147	30,1435	0,00	5,04			
	$f_0 = 15,9147$ kHz	$R_1 = 999$ Ω	15,9147	30,0087	0,00	-0,54	-0,0003	-1,39
		$R_1 = 1001$ Ω	15,9147	29,9255	0,00	-2,23		
$Q = 29,9924$	$R_2 = 999$ Ω	15,9147	29,8593	0,00	4,44	-0,0003	3,60	
SI V.								
$C_1/C_2 = 100, K = 60,9$	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]	
	$C_1 = 99$ nF	15,9881	28,6812	-0,46	5,45	-0,4601	5,68	
	$C_1 = 101$ nF	15,8416	32,1258	-0,46	5,91			
	$C_2 = 0,99$ nF	15,9881	32,0757	-0,46	-5,74	-0,4601	-5,48	
	$C_2 = 1,01$ nF	15,8416	28,7534	-0,46	-5,21			
	$R_3 = 166,28\Omega$	15,9147	30,1505	0,00	6,05	0,0000	6,08	
	$R_3 = 167,2$ Ω	15,9147	30,5195	0,00	6,12			
	$R_3 = 9990$ Ω	15,9147	30,4889	0,00	-5,11			
	$R_3 = 10010$ Ω	15,9147	30,1808	0,00	-5,05			
	$f_0 = 15,9147$ kHz	$R_1 = 999$ Ω	15,9147	30,1963	0,00	4,51	-0,0003	3,65
		$R_1 = 1001$ Ω	15,9147	30,4176	0,00	2,76		
$Q = 30,3339$	$R_2 = 999$ Ω	15,9147	30,3494	0,00	-0,51	-0,0003	-1,41	
	$R_2 = 1001$ Ω	15,9147	30,2641	0,00	-2,30			

Pro potvrzení výsledků získaných modelováním bylo zapojení obvodu SI V. v obvodu 2. řádu s kompenzací i bez (viz. obr. 2.19a,b) realizováno a výsledné charakteristiky (obr. 2.20 a obr. 2.21) potvrzují teoretické závěry.



Obr. 2.20 Změřené a simulované průběhy reálného OZ typu uA741 pro nominální i zvýšenou hodnotu zesílení K pro SI V. (poměr $C_1/C_2 = 100$, činitel jakosti $Q = 30$).



Obr. 2.21: Závislosti výstupního napětí HP na vstupním napětí při frekvenci 10 kHz pro SI V.

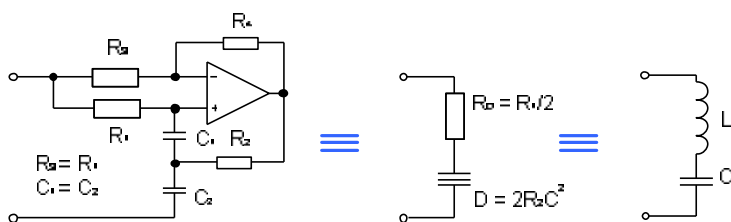
Na základě dosažených výsledků bude zkoumána možnost použití těchto obvodů i pro optimalizaci zapojení složitějších obvodů - filtrů HP vyšších řádů.

2.10 Bezeztrátový sériový rezonanční obvod RD s jedním OZ

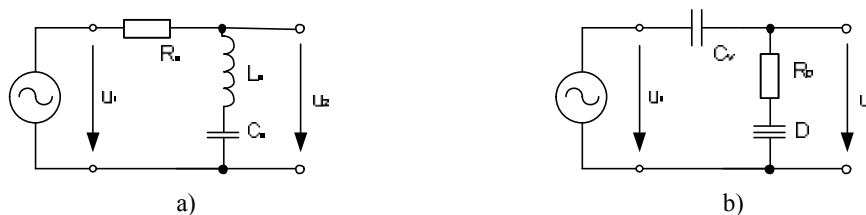
Doplněním obvodu 2. řádu s dvojným ztrátovým kapacitorem FDNR I o dva rezistory vzniká velmi zajímavý obvod [2], který realizuje (za určitých podmínek) bezeztrátový sériový LC rezonanční obvod 2. řádu (obr. 2.22). Tento obvod lze s výhodou použít pro realizaci jednoduchých obvodů aktivních pásmových zádrží (PZ) (obr. 2.23). Jeho použitím lze také optimalizovat zapojení aktivních filtrů vyšších řádů, které simulují příčkové struktury RLC prototypů s nulovými body přenosu. Využitím tohoto obvodu v příčných větvích filtru lze podstatně zjednodušit výsledné zapojení těchto typů filtrů.

Obvodové parametry a vlastnosti aktivního RD obvodu ve funkci PZ 2. řádu

Obvodové parametry tohoto obvodu potřebné z hlediska konstrukčního návrhu získáme srovnáním přenosových vlastností obvodů aktivní a „klasické“ RLC pásmové zádrže (viz. obr. 2.23).



Obr. 2.22: Bezeztrátový rezonanční obvod.



Obr. 2.23: Zapojení PZ – a) s RLC obvodem, b) s CRD obvodem.

Laplaceův obraz přenosu $K_u(p)$ PZ pro RLC obvod (obr. 2.23a):

$$K_u(p) = \frac{pL_e + \frac{1}{pC_e}}{R_e + pL_e + \frac{1}{pC_e}} = \frac{p^2 + \frac{1}{L_e C_e}}{p^2 + p \frac{R_e}{L_e} + \frac{1}{L_e C_e}} = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}, \quad (2.20)$$

odtud: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_e C_e}}, \quad \frac{\omega_0}{Q} = \frac{R_e}{L_e} \Rightarrow Q = \frac{\omega_0 L_e}{R_e}.$ (2.21), (2.22)

Laplaceův obraz přenosu $K_u(p)$ PZ pro $C_v R_D$ obvod (obr. 2.23b):

$$K_u(p) = \frac{R_D + \frac{1}{p^2 D}}{\frac{1}{pC_v} + R_D + \frac{1}{p^2 D}} = \frac{p^2 + \frac{1}{R_D D}}{p^2 + p \frac{1}{R_D C_v} + \frac{1}{R_D D}}, \quad (2.23)$$

odtud: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_D D}}, \quad \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_D C_v} \Rightarrow Q = \omega_0 C_v R_D = C_v \sqrt{\frac{R_D}{D}}.$ (2.24), (4.25)

Z toho tedy vyplývá, že pro obvod z obr. 2.22 dle [2], kdy

$$R_D = \frac{R_1}{2} \text{ a } D = 2R_2 C^2, \quad (2.26), (2.27)$$

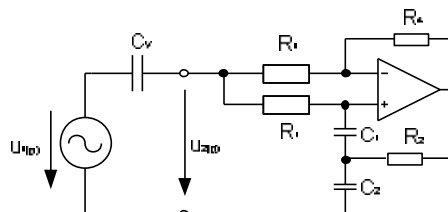
tedy při zapojení obvodu jako PZ platí:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_D D}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1}{2} 2R_2 C^2}} = \frac{1}{C \sqrt{R_1 R_2}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} \quad (2.28), (2.29)$$

a pro činitel jakosti Q potom:

$$Q = \frac{\omega_0 C_v R_1}{2} = C_v \sqrt{\frac{\frac{R_1}{2}}{2R_2 C^2}} = \frac{C_v}{2C} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (2.30)$$

Pro ověření základních vztahů pro činitel jakosti Q a „rezonanční kmitočet“ uvedeného obvodu byla provedena kontrola přenosu zkoumaného obvodu pomocí programu SNAP [19].



Obr. 2.24: Zapojení obvodu s bezztrátovým rezonančním obvodem.

Výsledný přenos obvodu jehož celkové zapojení je na obr. 2.24 je:

$$\mathbf{K}_u(p) = \frac{p^2 C_v C^2 R_1^2 R_2 + p [C_v C R_1 (2R_2 - R_4)] + R_1 C_v}{p^2 C_v C^2 R_1^2 R_2 + p [2C^2 R_1 R_2 + C_v C R_1 (2R_2 - R_4)] + R_1 C_v} \quad (2.31)$$

Po úpravě

$$\mathbf{K}_u(p) = \frac{p^2 + p \frac{2R_2 - R_4}{C_v R_1 R_2} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}}{p^2 + p \left[\frac{2}{C_v R_1} + \frac{2R_2 - R_4}{C R_1 R_2} \right] + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}} \quad (2.32)$$

Pro $R_4 = 2R_2$:

$$\mathbf{K}_u(p) = \frac{p^2 + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}}{p^2 + p \frac{2}{C_v R_1} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}} = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.33)$$

Ze vztahu (2.31) vyplývá, že obvod je PZ druhého řádu, kde

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_1 R_2}} \quad \text{a} \quad Q = \frac{C_v}{2C} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (2.34), (2.35)$$

To potvrzuje, že zkoumaný obvod z obr. 2.24 splňuje předpoklady z [2] a má parametry D a R_D dané vztahy (2.26) a (2.27). Uvedený obvod představuje bezeztrátový sériový obvod LC, jehož parametry jsou dány rovnicemi (2.28)–(2.30). Bude ho možno s výhodou využít při návrhu aktivních filtrů dolních propustí DP vyšších řádů s nulovými body přenosu (s přenosovými aproximačními funkcemi typu Inverzní Čebyšev a Cauer).

Správnost teoreticky odvozených vztahů byla ověřena počítačovým modelováním obvodu pro zvolené hodnoty součástí: $C_v = 100 \text{ nF}$, $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \Omega$, $R_4 = 2R_2 = 200 \Omega$ a $C_1 = C_2 = C = 10 \text{ nF}$. Teoretické hodnoty f_0 a Q jsou potom:

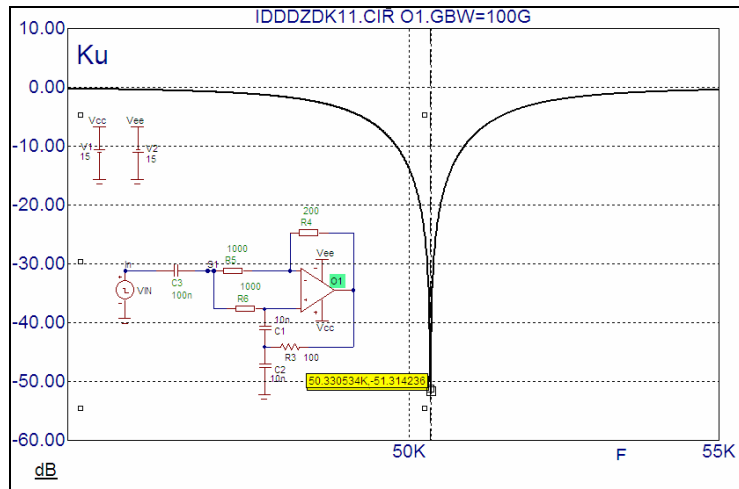
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-9} \sqrt{1 \cdot 10^3 \cdot 10^2}} = \frac{10^6}{2\pi \sqrt{10}} = 50,329 \text{ kHz} \quad (2.36)$$

$$Q = \frac{C_v}{2C} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = \frac{100 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^3}{10^2}} = 5\sqrt{10} = 15,8 \quad (2.37)$$

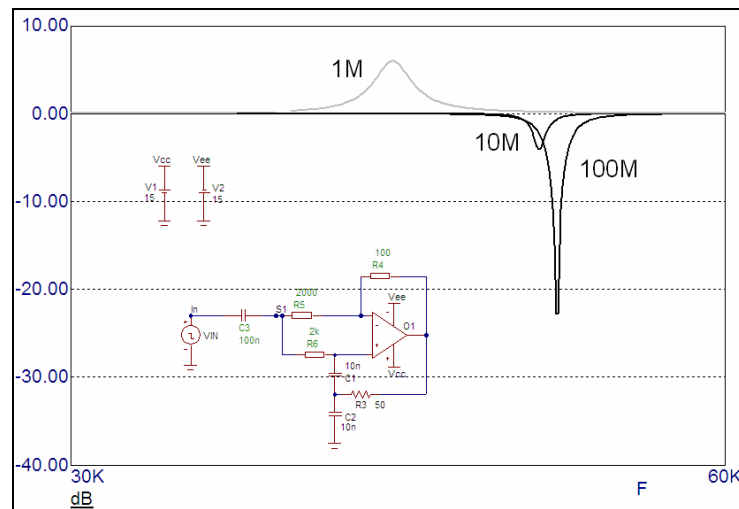
Modelováním obvodu z obr. 2.24 pro ideální OZ bylo odečteno $f_0 = 50,33 \text{ kHz}$ a

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{50,33 \cdot 10^3}{51,947 \cdot 10^3 - 48,755 \cdot 10^3} = 15,77 \quad (2.38)$$

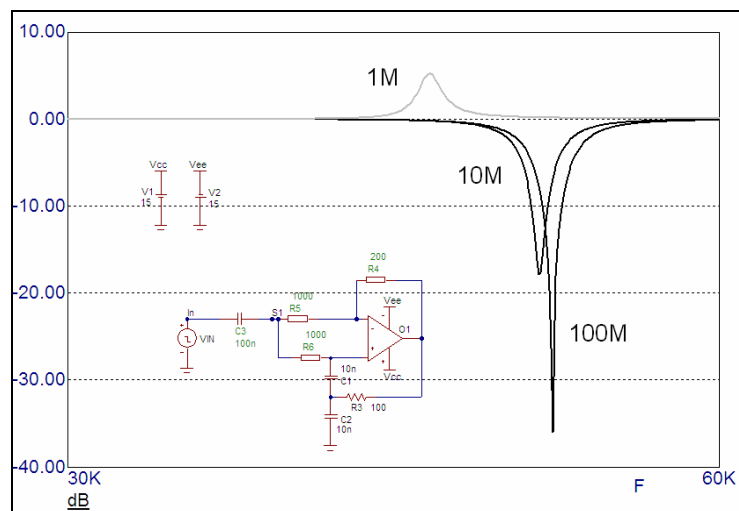
Tyto hodnoty jsou ve velmi dobré shodě s teoreticky vypočtenými hodnotami a potvrzují správnost odvozených vztahů. Jak je patrné z rovnice (2.30), zvětšením poměru R_1/R_2 se zvětšuje činitel jakosti Q , s rostoucím Q také roste citlivost obvodu na změnu parametrů i tolerance součástí. Také roste citlivost obvodu na reálné parametry OZ, jak bylo potvrzeno modelováním obvodu při variaci GBW aktivního prvku od 1 MHz do 100 MHz (viz. obr. 2.26 a 2.27).



Obr. 2.25: Počítačové modelování PZ.

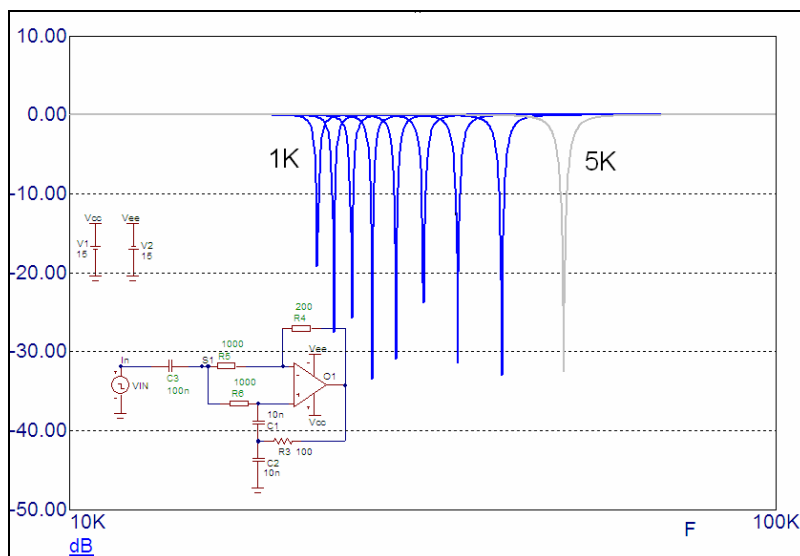


Obr. 2.26: Přenos PZ pro poměr $R_1/R_2 = 40$.



Obr. 2.27: Přenos PZ pro poměr $R_1/R_2 = 10$.

Obr. 2.28 prokazuje možnost přeladování obvodu souběžnou změnou hodnot rezistorů R_1 a R_2 beze změny činitele jakosti Q jak vyplývá ze vztahů (2.29) a (2.30).

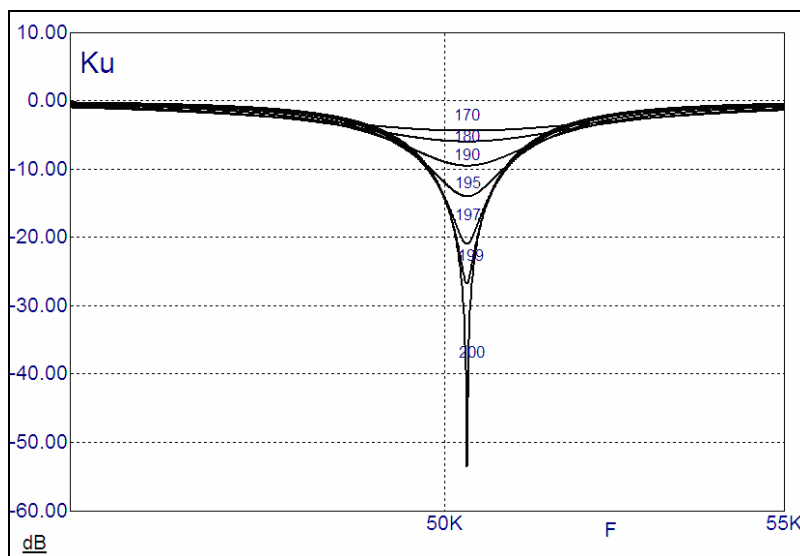


Obr. 2.28: Ladění obvodu souběžnou změnou rezistorů R_1 a R_2 (krok pro 0,5 k Ω).

Ze vztahu (2.31) je možno odvodit změnu činitele jakosti Q v závislosti na změně R_4 :

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{C} \cdot \frac{1}{2R_2 - R_4 + \frac{2R_2}{C_v}} \quad (2.39)$$

To ukazuje možnost změny činitele jakosti obvodů Q změnou parametru R_4 při konstantním rezonančním kmitočtu f (viz. obr. 2.29).



Obr. 2.29: Přenos obvodu v závislosti na hodnotě rezistoru R_4 .

Ze vztahu (2.31) je možno určit též např. parametr R_4 pro jednotkový přenos obvodu

$$C_v C R_1 (2R_2 - R_4) + 2C^2 R_1 R_2 + C_v C R_1 (2R_2 - R_4) = 0 \quad (2.40)$$

odtud po úpravě:

$$R_4 = R_2 \left(2 + \frac{C}{C_v} \right) \quad (2.41)$$

nebo také

$$\frac{R_4}{R_2} = 2 + \frac{C}{C_v} \quad (2.42)$$

Pro uvedený obvod s parametry $C_v = 100 \text{ nF}$, $R_2 = 100 \Omega$, $C = 10 \text{ nF}$, $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, je potom například

$$R_4 = 100 \left[2 + \frac{10 \cdot 10^{-9}}{100 \cdot 10^{-9}} \right] = 210 \Omega. \quad (2.43)$$

Zkoumání citlivostí aktivního RD obvodu

Aktivní bezeztrátový RD obvod byl zapojen jako aktivní pásmová zadrž (obr. 2.24) a pro obvodové prvky určující jeho optimální činnost ($R_1 = R_3$, $R_4 = 2R_2$ a $C_1 = C_2$) byly ověřovány jeho citlivostní charakteristiky na změny parametrů pasivních i aktivních prvků počítačovým modelováním. V poměrně široké kmitočtové oblasti (100 Hz – 100 kHz) byly zjišťovány relativní citlivosti „rezonančního“ kmitočtu f_0 a činitele jakosti Q (vztah 2.10 a 2.11).

Výsledky zkoumání jsou demonstrovány pro zvolený kmitočet $f_t = 50 \text{ kHz}$ a činitel jakosti $Q = 15,8 - 63,2$. Tyto výsledky jsou přehledně uvedeny v tab. 2.16 - 2.19. V nich jsou uvedeny i střední hodnoty citlivostí \bar{S}_x^F a \bar{S}_x^Q eliminující nesymetrii „rezonanční“ křivky a rozdílné hodnoty obvodových citlivostí pod a nad „rezonančním“ kmitočtem. Zvolený rezonanční kmitočet a teoretická hodnota činitele jakosti Q_t byla nastavována v souladu se vztahy (2.29), (2.30) změnou parametrů obvodu (hodnoty uvedeny v poznámce tabulek).

Tab. 2.16: Relativní citlivosti aktivního bezeztrátového RD pro poměr $R_1/R_2 = 10$.

$R_1 / R_2 = 10$							Poznámka
Prvek	$f_0 = [\text{kHz}]$	$Q[-]$	$S^F [-]$	$S^Q [-]$	$\bar{S}^F [-]$	$\bar{S}^Q [-]$	
$R_2 = 99 \Omega$	50,4320	18,52	-0,5	-14,4	-0,5	-12,35	Obvod obr. 2.22 $C_v = 100 \text{ nF}$ $R_2 = 100 \Omega$ $R_4 = 200 \Omega$ $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ $C_1 = C_2 = C = 10 \text{ nF}$ GBW = 50 MHz $A = 240 \cdot 10^3$ $Q = 16,19$ $Q_t = 15,8$ $f_0 = 50,1800 \text{ kHz}$ $f_t = 50,3292 \text{ kHz}$
$R_2 = 101 \Omega$	49,9280	14,68	0	-10,3			
$R_4 = 198 \Omega$	50,1800	13,72	0	18,0	0	15,45	
$R_4 = 202 \Omega$	50,1800	18,28	0	12,9			
$R_3 = 990 \Omega$	50,1800	18,28	0	-12,9	0	-11,05	
$R_3 = 1010 \Omega$	50,1800	14,83	0	-9,2			
$R_1 = 990 \Omega$	50,4320	14,68	-0,50	10,3	-0,5	11,60	
$R_1 = 1010 \Omega$	49,9280	18,28	-0,50	12,9			
$C_1 = 9,9 \text{ nF}$	50,4911	16,50	-0,50	4,4	-0,5	4,7	
$C_1 = 10,1 \text{ nF}$	49,9289	17,0	-0,50	5,0			
$C_2 = 9,9 \text{ nF}$	50,4293	17,2	-0,50	-6,3	-0,5	-5,9	
$C_2 = 10,1 \text{ nF}$	49,9307	15,3	-0,50	-5,5			
GBW = 49,5 MHz	50,1780	16,19	-0,004	0	-0,004	0	
GBW = 50,5 MHz	50,1780	16,19	-0,004	0			
$A = 237,6 \cdot 10^3$	50,1780	16,19	-0,004	0	-0,004	0	
$A = 242,4 \cdot 10^3$	50,1780	16,19	-0,004	0			

Tab. 2.17: Relativní citlivosti aktivního bezztrátového RD pro poměr $R_1/R_2=40$.

R ₁ / R ₂ = 40							Poznámka
Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	S^F [-]	S^Q [-]	\bar{S}^F [-]	\bar{S}^Q [-]	
R ₂ = 49,5 Ω	50,3717	40,81	-0,49	-18,09	0,495	-14,60	Obvod obr. 2.22 C _v =100 nF R ₂ =50 Ω R ₄ =100 Ω R ₁ =R ₃ =2 kΩ C ₁ =C ₂ =C=10 nF GBW=50 MHz A=240×10 ³ Q = 34,56 Q _i = 31,62 f ₀ = 50,1260 kHz f _i = 50,3292 kHz
R ₂ = 50,5 Ω	49,8749	30,72	-0,50	-11,12			
R ₄ = 99 Ω	50,1260	30,81	0	12,2	-0,01	14,65	
R ₄ = 101 Ω	50,1170	40,48	-0,02	17,1	-0,001	-16,67	
R ₃ = 1980 Ω	50,1215	40,20	0,009	-16,32			
R ₃ = 2020 Ω	50,1224	31,04	-0,007	-17,03	-0,50	14,05	
R ₁ = 1980 Ω	50,3780	31,14	-0,50	11,0			
R ₁ = 2020 Ω	49,8740	40,48	-0,50	17,1	-0,5	5,95	
C ₁ = 9,9 nF	50,3744	32,71	-0,50	-5,4			
C ₁ = 10,1 nF	49,8731	36,79	-0,50	6,5	-0,5	-7,15	
C ₂ = 9,9 nF	50,3726	37,30	-0,50	-7,9			
C ₂ = 10,1 nF	49,8749	32,36	-0,50	-6,4	0,0085	0	
GBW= 49,5 MHz	50,1195	34,56	0,013	0			
GBW= 50,5 MHz	50,1240	34,56	0,004	0	0,004	0	
A = 237,6 · 10 ³	50,1240	34,56	0,004	0			
A = 242,4 · 10 ³	50,1240	34,56	0,004	0			

Tab. 2.18: Relativní citlivosti aktivního bezztrátového RD pro poměr $R_1/R_2=102,4$.

R ₁ / R ₂ = 102,4							Poznámka
Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	S^F [-]	S^Q [-]	\bar{S}^F [-]	\bar{S}^Q [-]	
R ₂ = 30,937 Ω	50,2835	92,36	-0,50	-37,6	-0,495	-26,9	Obvod obr. 2.22 C _v =100 nF R ₂ =31,25 Ω R ₄ =62,5 Ω R ₁ =R ₃ =3200 Ω C ₁ =C ₂ =C=10 nF GBW=50 MHz A=240×10 ³ Q = 67,1 Q _i = 50,6 f ₀ = 50,0338 kHz f _i = 50,3292 kHz
R ₂ = 31,562 Ω	49,7894	56,22	-0,49	-16,2			
R ₄ = 61,875 Ω	50,0338	56,65	0	15,6	0	24,9	
R ₄ = 63,125 Ω	50,0338	90,05	0	34,2	0	24,0	
R ₃ = 3168 Ω	50,0333	89,34	0	-33,1			
R ₃ = 3232 Ω	50,0342	57,06	0	-15,0	-0,5	24,2	
R ₁ = 3168 Ω	50,2858	56,7	-0,50	15,5			
R ₁ = 3232 Ω	49,7856	89,2	-0,50	32,9	-0,5	9,9	
C ₁ = 9,9 nF	50,2862	61,60	-0,50	8,2			
C ₁ = 10,1 nF	49,7858	74,90	-0,49	11,6	-0,5	-12,0	
C ₂ = 9,9 nF	50,2862	76,92	-0,50	-14,6			
C ₂ = 10,1 nF	49,7885	60,70	-0,49	-9,5	0	-0,35	
GBW= 49,5 MHz	50,0306	67,41	0	-0,5			
GBW= 50,5 MHz	50,0369	66,94	0	-0,2	0	-0,20	
A = 237,6 · 10 ³	50,0342	67,32	0	-0,3			
A = 242,4 · 10 ³	50,0342	67,06	0	-0,1			

Tab. 2.19: Relativní citlivosti aktivního bezztrátového RD pro poměr $R_1/R_2=160$.

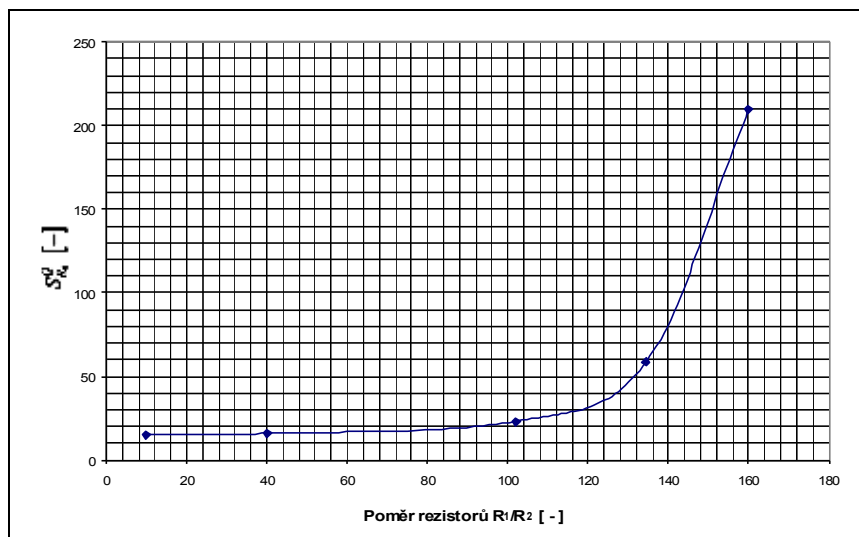
R ₁ / R ₂ = 160							Poznámka
Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	S^F [-]	S^Q [-]	\bar{S}^F [-]	\bar{S}^Q [-]	
R ₂ = 24,75 Ω							Obvod obr. 2.22 C _v =100 nF R ₂ =25 Ω R ₄ =50 Ω R ₁ =R ₃ =4000 Ω C ₁ =C ₂ =C=10 nF GBW=50 MHz A=240×10 ³ Q = 118,13 Q _t = 63,25 f ₀ = 49,971 kHz f _t = 50,3292 kHz
R ₂ = 25,25 Ω							
R ₄ = 49,5 Ω	49,9731	86,1	0,004	37,2	0	221	
R ₄ = 50,5 Ω	49,9723	478,2	0,0026	404			
R ₃ = 3960 Ω							
R ₃ = 4040 Ω							
R ₁ = 3960 Ω	50,2243	85,9	-0,54	27,3	-0,51	188	
R ₁ = 4040 Ω	49,7248	412	-0,49	348,8			
C ₁ = 9,9 nF							
C ₁ = 10,1 nF							
C ₂ = 9,9 nF							
C ₂ = 10,1 nF							
GBW= 49,5 MHz	49,969	119,8	0,004	-1,4	0	-1,4	
GBW= 50,5 MHz	49,975	118,1	0,009	0			
A = 237,6 · 10 ³							
A = 242,4 · 10 ³							

Z výsledků modelování citlivostí vyplývají tyto závěry:

V celém zkoumaném kmitočtovém rozmezí má uvedený obvod velmi nízkou citlivost rezonančního kmitočtu f_0 na změnu všech pasivních prvků a simulace potvrzují s dobrou přesností maximální teoretické hodnoty citlivostí $S_x^F = 0,5$ v celém rozsahu nastavených hodnot Q . Zcela zanedbatelné byly zjištěny hodnoty citlivostí S_x^F i S_x^Q na změny parametrů aktivních prvků, a to i jak na změny zesílení A, tak i na změny šířky pásma (změnou parametru GBW). Hodnoty citlivostí S_x^Q na změny parametrů obvodu jsou závislé na nastavené hodnotě činitele jakosti Q . Přitom jsou citlivosti obvodu na změny hodnot rezistorů přibližně dvojnásobné než hodnoty citlivostí na změny hodnot kondenzátorů C₁ a C₂. Jak bylo zjištěno, až do hodnoty poměru rezistorů $R_1/R_2=100$ se citlivosti rezistorů S_x^Q pohybují kolem hodnoty cca 25, nad tento poměr (viz. graf na obr.2.30) hodnoty citlivostí vzrůstají nad prakticky použitelnou hodnotu. Pro poměr prvků $R_1/R_2=160$ byly proto zkoumány pouze nejkritičtější hodnoty citlivostí.

Pro ověření modelovaných vlastností zkoumaného obvodu byla provedena řada měření realizovaného vzorku obvodu. Naměřené hodnoty (až na drobné odchylky způsobené reálnými vlastnostmi aktivního prvku a tolerancemi prvků) potvrdily modelované parametry obvodu a naměřené závislosti prakticky kopírovaly grafy uvedené na obr. 2.25 - 2.28.

Zkušební z měření potvrdily velmi dobrou stabilitu obvodu a jeho praktickou využitelnost. Z naměřených hodnot také vyplynulo, že praktická použitelnost obvodu je omezena z hlediska citlivosti zejména hodnotou nastaveného činitele jakosti obvodu a do hodnoty $Q_t = 40 - 50$ je možné obvod velmi dobře prakticky využít v širokém kmitočtovém rozmezí. Jak bylo zjištěno, citlivosti obvodu se v závislosti na pracovním kmitočtu téměř nemění. Využitelná pracovní oblast je dána zejména hodnotou GBW použitelného aktivního prvku.



Obr. 2.30: Graf závislosti relativní citlivosti obvodu S_{R4}^Q na poměru R_1/R_2 .

Vzhledem k zjištěným vlastnostem byl (viz. podkap. 3.5) uvedený obvod použit při návrhu aktivních filtrů vyšších řádů s nulovými body přenosu.

Závěr kapitoly

V předchozích podkapitolách 2.1 – 2.3 byly zkoumány vlastnosti ztrátových uzemněných FDNR obvodů. Práce v této části navázala na výsledky publikací [22], [23] a věnovala se podrobně možnosti optimalizace těchto obvodů zvýšením základního zesílení K aktivního prvku (operačního zesilovače) nad nominální hodnotu. Byly zde odvozeny vztahy pro základní parametry těchto obvodů pro zvýšené K (tab. 2.2) a jejich charakteristiky byly též v závislosti na zesílení K ověřeny počítačovým modelováním (obr. 2.6, 2.7). Podrobně byly zkoumány i citlivosti jednotlivých typů optimalizovaných FDNR obvodů při vyšších kmitočtech včetně zkoumání vlivů reálných vlastností aktivních prvků (tab. 2.4 – 2.6). Závěry přinesly potvrzení možnosti optimalizace obvodů tímto způsobem a vymezily rozsah možného zvýšení činitele jakosti Q s ohledem na přijatelnou míru citlivosti obvodů. Ukázaly, že nevhodnějšími typy obvodů pro optimalizaci jsou prakticky pouze FDNR typu I. a V., obvody typu II. – IV. mají příliš velké citlivosti činitele jakosti Q na parametry obvodů, obvod typu IV. vykazuje navíc extrémně velkou citlivost Q na reálné parametry aktivního prvku.

V podkapitolách 2.4 – 2.9 byly podrobně zkoumány vlastnosti uzemněných ztrátových syntetických induktorů SI včetně možnosti jejich optimalizace zvýšením zesílení K aktivního prvku. Byly zde odvozeny vztahy pro základní parametry těchto obvodů i pro zvýšené K (tab. 2.9). Bylo provedeno podrobné srovnání chování jednotlivých typů z hlediska kmitočtových vlastností. To ukázalo, že SI obvody typu IV. a V. vykazují podstatně větší citlivosti na šířku pásma aktivního prvku než obvody I. a III. Při návrhu parametrů tak vyžadují volbu GBW aktivního prvku o dva řády vyšší než kmitočet rezonanční. (Obvody typu I. – III. vystačí zhruba s GBW o jeden řád vyšším než rezonanční kmitočet.) Rozbor citlivostí optimalizovaných obvodů (tab. 2.13 – 2.15) poukázal, že optimalizace obvodů SI pomocí kompenzace zvýšením zesílení K je vhodná prakticky pouze u obvodu typu I. a V., ostatní typy vykazují nevhodně velké citlivosti na parametry obvodů. Zkoumání dynamických vlastností ukázalo, že častěji publikovaná zapojení s obvody typu V. mají oproti obvodům SI typu I. o 25 dB horší rozsah dynamiky.

Z hlediska možnosti optimalizace jak obvodů FDNR, tak obvodů SI vyplynulo, že uvedená metoda umožňuje realizaci obvodů s výrazně menším poměrem pasivních prvků (zhruba do poměru $3Q$) oproti obvodům neoptimalizovaným (kde je přijatelný poměr

prvků $4Q^2$). To přináší možnost širšího využití těchto obvodů (možnost zvýšení Q , širší kmitočtové pásmo, snížení vlivu parazitních prvků).

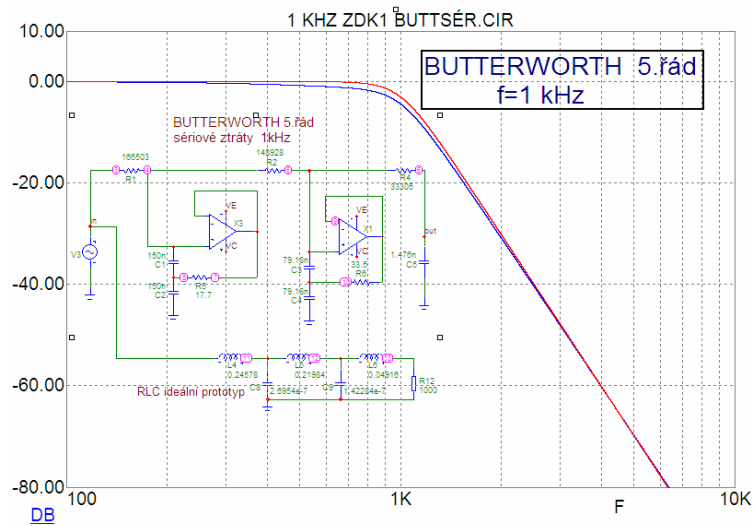
V podkapitolách 2.10 byly zkoumány vlastnosti sériového „rezonančního“ RD obvodu. Byly odvozeny vztahy pro jeho základní parametry (f_0 a Q) z hlediska realizace obvodu aktivní pásmové zadržky (PZ) a zkoumány možnosti změny parametrů. **Potvrdily se velmi dobré vlastnosti a možnosti využití tohoto obvodu s nezávislým nastavením f_0 a Q , jak naznačila lit. [2]. Ukázalo se, že obvod má velmi dobré vlastnosti i při vyšších kmitočtech a omezení kmitočtového rozsahu je dáno jen kmitočtovými vlastnostmi (GBW) aktivního prvku.** Zkoumání citlivosti obvodu na změny parametrů (tab. 2.16 – 2.19) ukázalo dobré vlastnosti i z tohoto hlediska, potvrdilo i velmi malou citlivost obvodu na změny reálných parametrů aktivního typu (OZ). Ověření vlastností na realizovaném vzorku obvodu aktivní PZ potvrdilo teoreticky odvozené parametry a prokázalo velmi dobrou využitelnost obvodu v rozsahu činitele jakosti do $Q \sim 50$ v širokém kmitočtovém rozmezí.

3. Filtry vyšších řádů

Aktivní bloky 2. řádu, jejichž rozbořem, návrhem a možností optimalizace se zabývala předchozí kapitola práce, jsou využívány jako základní stavební bloky při syntéze ARC filtrů vyšších řádů. Uplatňují se ve filtrech realizovaných metodou kaskádní i nekaskádní syntézy. V případě, kdy jsou požadovány nízké citlivosti filtru využívá se především realizace ARC filtrů metodou nekaskádní syntézy. V tomto případě se potom jeví jako výhodné realizace filtrů vycházejících z příčkových RLC prototypů, které vykazují velmi nízké citlivosti. Možnosti optimalizace těchto filtrů využitím ztrátových aktivních bloků (zejména ztrátových dvojných kapacitorů) se zabývala řada prací např. [16], [17]. Ve spojení s využitím cíleně ztrátových RLC prototypů umožňují tyto bloky realizovat optimalizované ARC filtry vyšších řádů s malým počtem stavebních pasivních i aktivních prvků. Jejich využití však omezuje nevýhoda velkého nutného poměru stavebních prvků, která potom eliminuje určitým způsobem výhodu nízké citlivosti příčkových struktur. Proto byla v předchozí kapitole věnována této problematice značná pozornost. Jak ukázaly závěry předchozí kapitoly, navržená metoda optimalizace těchto ztrátových aktivních bloků obvodů syntetických induktorů (SI) a ztrátových dvojných kapacitorů (FDNR) se zvýšeným činitelem jakosti Q (dosahovaným zvětšením nominálního zesílení K aktivního prvku – dále nazývané stručně jako kompenzovaná zapojení) je umožňuje využít s výhodou také pro návrh a optimalizaci filtrů dolních a horních propustí vyšších řádů realizovaných na základě příčkových RLC prototypů. Jak ukázal jejich rozbor v předchozí kapitole, jsou pro tyto účely z hlediska citlivostí vhodné zejména varianty obvodů typu I a V, proto se další část práce zabývá využitím těchto dvou typů obvodů. Pro posouzení možnosti optimalizace syntézy využitím uvedených obvodů ve filtrech vyšších řádů a pro vyšetření jejich výsledných vlastností byla navržena řada filtrů dolních a horních propustí a pomocí počítačového modelování byly analyzovány jejich výsledné přenosové charakteristiky.

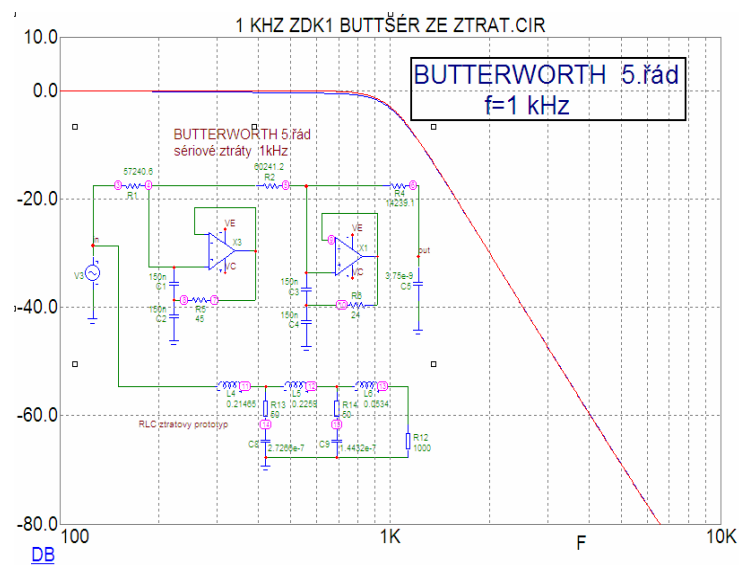
3.1 Filtry dolních propustí (DP)

Všechny typy ARC filtrů byly navrženy na základě jednostranně zakončených RLC prototypů 5. řádu. Mezní kmitočet filtrů byl zvolen $f_0 = 1$ kHz a zatěžovací odpor $R_z = 1$ k Ω . Pro porovnání jsou zde uvedeny tři různé varianty návrhů optimalizovaných filtrů dolních propustí s Butterworthovou aproximací. První varianta filtru vycházela z ideálního RLC prototypu a ztrátové dvojně kapacitory typu FDNR I byly navrženy bez kompenzace (obr. 3.1).



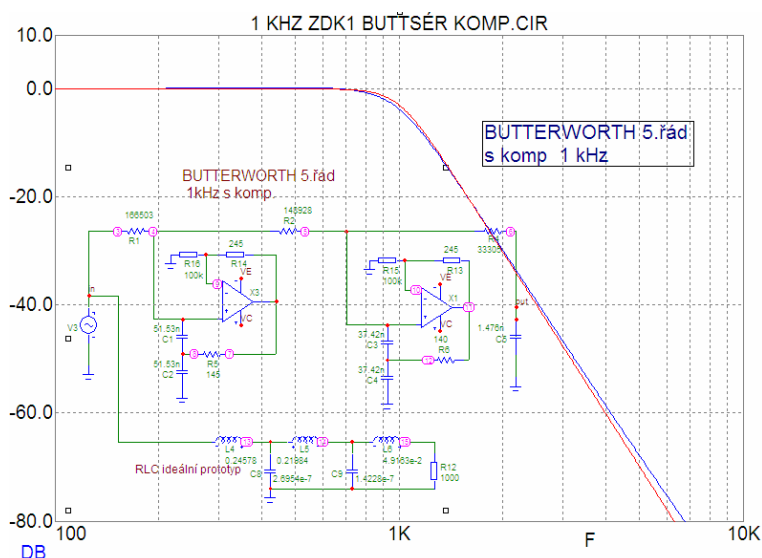
Obr. 3.1: Dolní propust s Butterworthovou aproximací, z ideálního RLC prototypu, FDNR I bez kompenzace.

Návrh druhé varianty filtru vycházel z cíleně ztrátového prototypu a použil obvody FDNR I bez kompenzace (obr. 3.2).



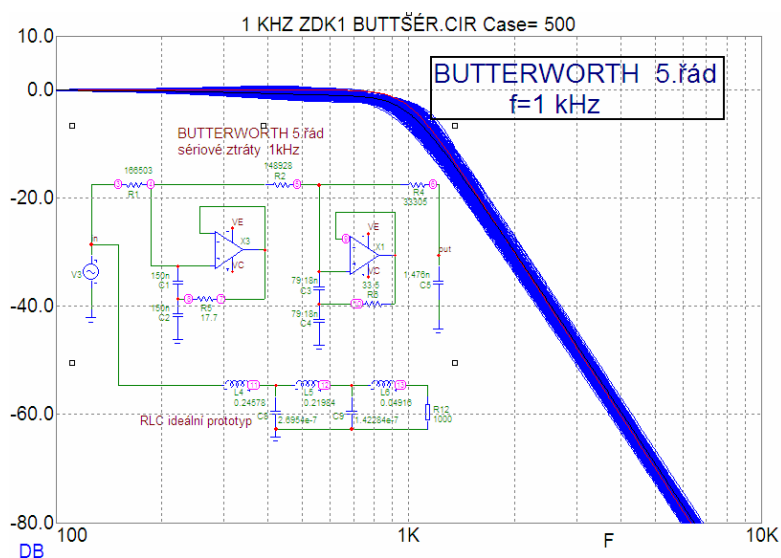
Obr. 3.2: Dolní propust s Butterworthovou aproximací, z cíleně ztrátového prototypu, FDNR I bez kompenzace.

Třetí variantou je filtr vycházející při návrhu z ideálního RLC prototypu a využívá kompenzované obvody typu FDNR I (obr. 3.3).

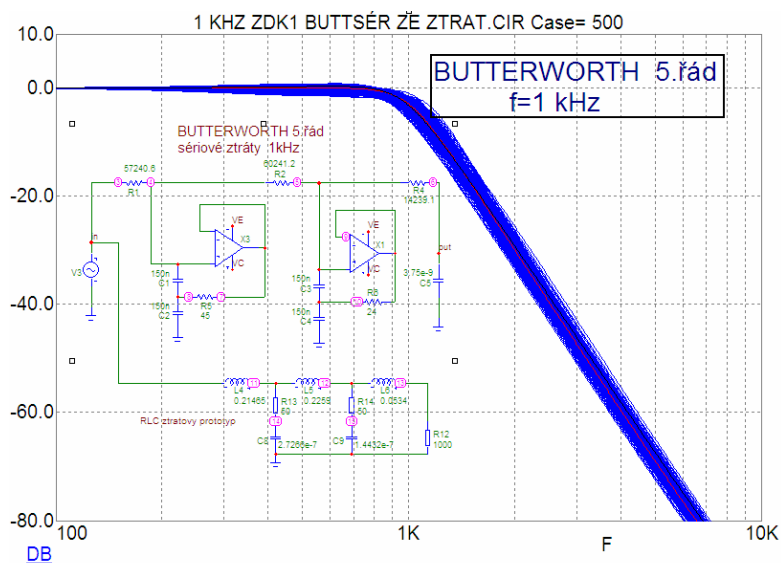


Obr. 3.3: Dolní propust s Butterworthovou aproximací, z ideálního RLC prototypu, FDNR I s kompenzací.

Metodou Monte Carlo byla u všech variant navržených obvodů též pro porovnání provedena toleranční analýza (všechny prvky s tolerancí 10 %, Gaussovo rozložení). Výsledky jsou zachyceny v obr. 3.4 – 3.6. Při porovnání výsledků analýz můžeme konstatovat: Neoptimalizované zapojení DP realizované pomocí FDNR I z ideálního RLC prototypu má nejhorší výsledné parametry. Modulová kmitočtová charakteristika (viz. obr. 3.1) se odlišuje od teoretického průběhu v oblasti mezního kmitočtu cca o 3 dB, maximální poměr rezistorů $K_{R_{max}} = 9500$, kapacitorů $K_{C_{max}} = 100$. Optimalizované zapojení DP realizované pomocí FDNR I z cíleně ztrátového prototypu RLC (obr. 3.2) má již výsledné parametry lepší. Maximální poměr rezistorů klesl na třetinu ($K_{R_{max}} = 3300$), poměr kapacitorů obdobně ($K_{C_{max}} = 40$). Modulová kmitočtová charakteristika se odlišuje od teoretické jen zanedbatelně v oblasti před mezním kmitočtem.

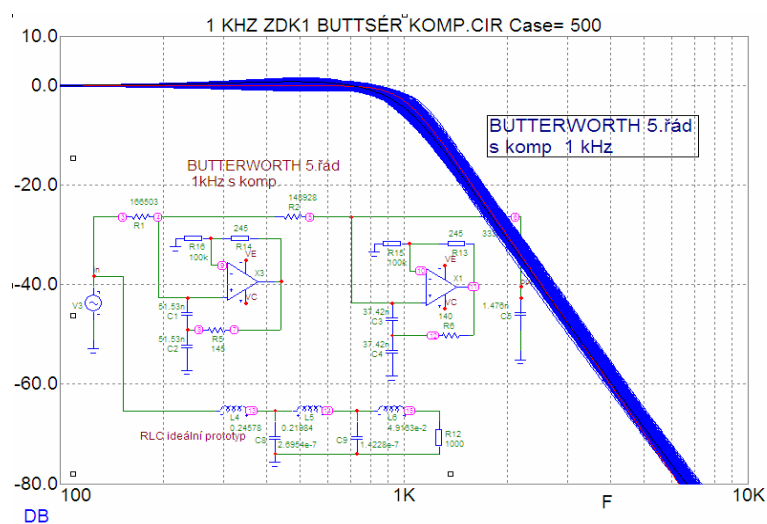


Obr. 3.4: Gaussovo rozložení pro dolní propust s Butterworthovou aproximací, z ideálního RLC prototypu, FDNR I bez kompenzace.



Obr. 3.5: Gaussovo rozložení pro dolní propust s Butterworthovou aproximací, z cíleně ztrátového prototypu, FDNR I bez kompenzace.

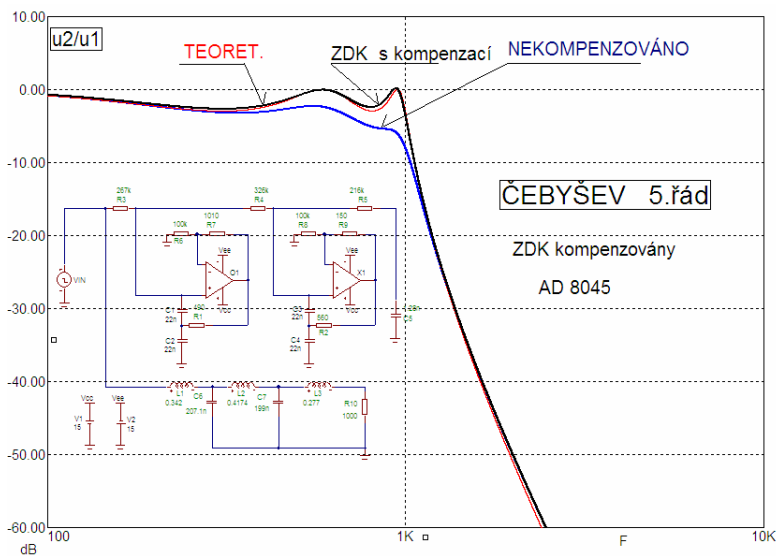
Zapojení DP realizované pomocí FDNR I s kompenzací (obr. 3.3) dosahuje oproti předchozím nejlepší výsledné parametry. Maximální poměr rezistorů klesl oproti neoptimalizovanému zapojení cca na desetinu ($K_{Rmax}=1180$), poměr $K_{Cmax}=35$, potřebné hodnoty kapacit kondenzátorů klesly na třetinu hodnot kapacit neoptimalizovaného zapojení. Modulová kmitočtová charakteristika je až do hodnot útlumu -50 dB prakticky shodná s teoretickým průběhem. Toleranční analýza ukazuje, že mezi jednotlivými variantami není prakticky rozdíl v citlivostech a optimalizovaná zapojení nevykazují zhoršení citlivosti.



Obr. 3.6: Gaussovo rozložení pro dolní propust s Butterworthovou aproximací, z ideálního RLC prototypu, FDNR I s kompenzací.

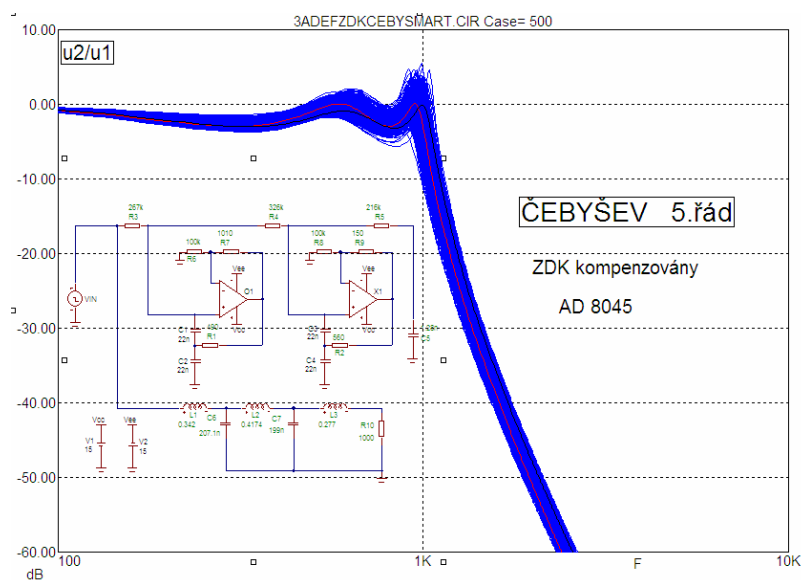
Stejným způsobem byly též navrženy a analyzovány filtry DP s aproximační Čebyševovou funkcí s obvodem typu FDNR I a FDNR V. Výsledky analýz, které přinesly podobné závěry jako u předchozích filtrů, jsou zachyceny v obr. 3.7 – 3.10. Na rozdíl od předchozích filtrů je však

u těchto filtrů s Čebyševovou aproximací (která je vzhledem k potřebným vyšším Q obvodů citlivější) třeba pozorněji brát v úvahu požadavky na tolerance konstrukčních prvků a případné použití (např. požadovaný rozsah pracovních teplot) navrhovaných filtrů a podle toho volit vhodný způsob optimalizace výsledného ARC filtru.

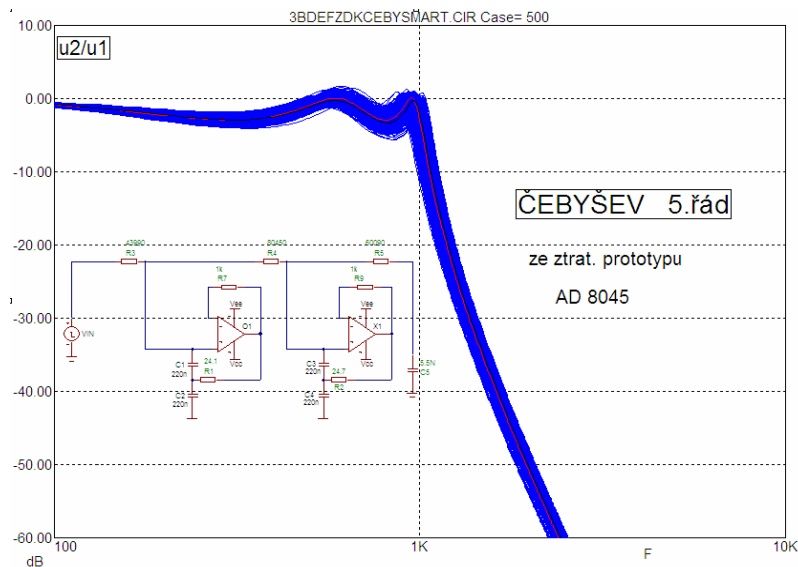


Obr. 3.7: Dolní propust s Čebyševovou aproximací, z ideálního RLC prototypu, FDNR I s kompenzací.

Velmi zajímavé výsledky přineslo porovnání výsledných vlastností DP filtrů realizovaných s kompenzovanými obvody FDNR I a FDNR V. U nich se prokázalo, že filtry s méně často využívanými obvody FDNR I mají oproti filtrům s častěji používanými obvody FDNR V překvapivě mnohem lepší charakteristiky i v oblasti vyšších hodnot útlumu, kde se jejich charakteristiky téměř shodují s teoretickými (viz obr. 3.7 oproti 3.10). Spolu s možností dosáhnout podstatně větší dynamiky rozkmitu přenášeného signálu (viz. podkap. 2.7) jsou tedy pro optimalizaci filtrů, zvláště při nižších mezních kmitočtech, jednoznačně výhodnější. Při vyšších mezních kmitočtech je nutno již posoudit také zapojení i z hlediska hodnoty potřebné zatěžovací impedance.

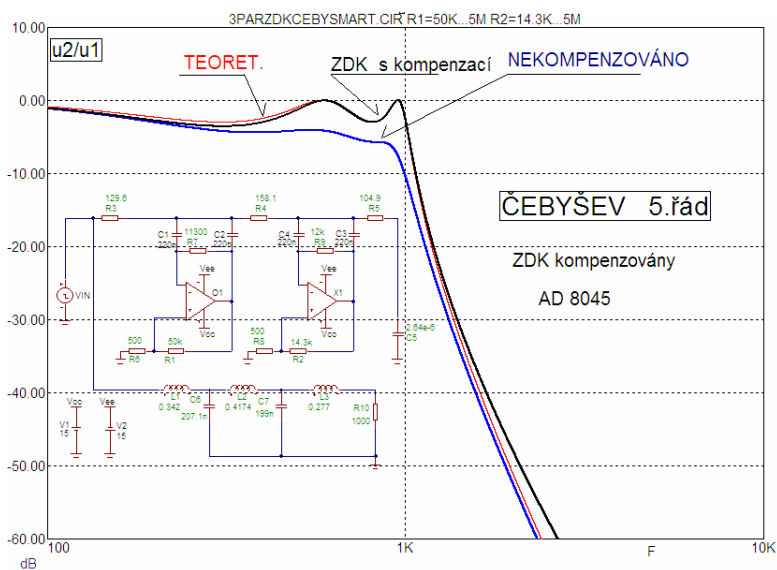


Obr. 3.8: Gaussovo rozložení pro dolní propust s Čebyševovou aproximací, z ideálního RLC prototypu, FDNR I s kompenzací.

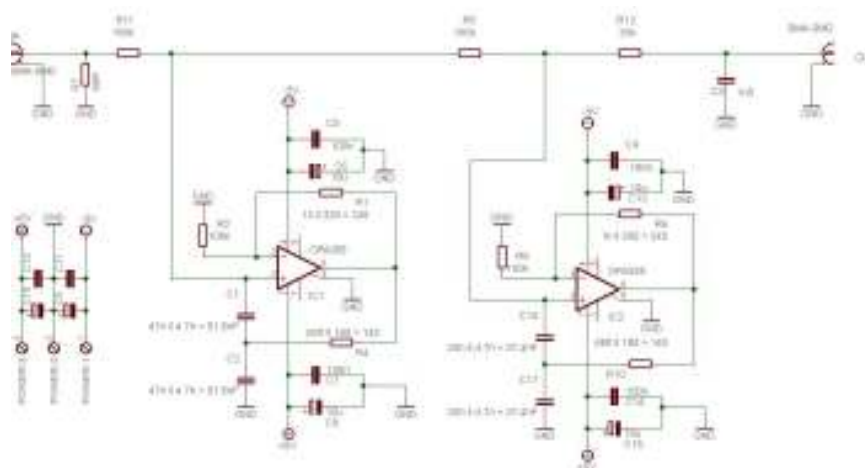


Obr. 3.9: Gaussovo rozložení pro dolní propust s Čebyševovou aproximací, ze ztrátového prototypu, FDNR I bez kompenzace.

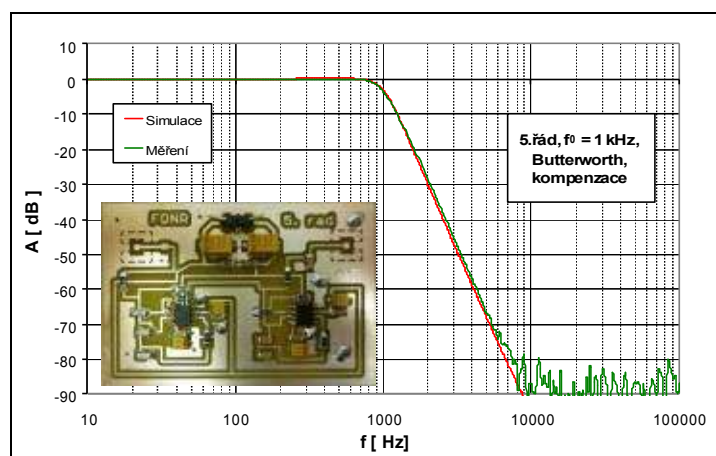
Pro ověření správnosti závěrů modelování byl nakonec navržený filtr DP s Butterworthovou aproximací s kompenzovanými obvody typu FDNR I (viz obr. 3.11) realizován (deska plošného spoje je v příloze na obr. P.23) a jeho naměřená charakteristika (viz obr. 3.12) plně potvrdila výsledky počítačových analýz. Podrobnější srovnání jednotlivých vlastností vybraných FDNR bloků je publikováno v literatuře [24].



Obr. 3.10: Dolní propust s Čebyševovou aproximací, z ideálního RLC prototypu, FDNR V s kompenzací.



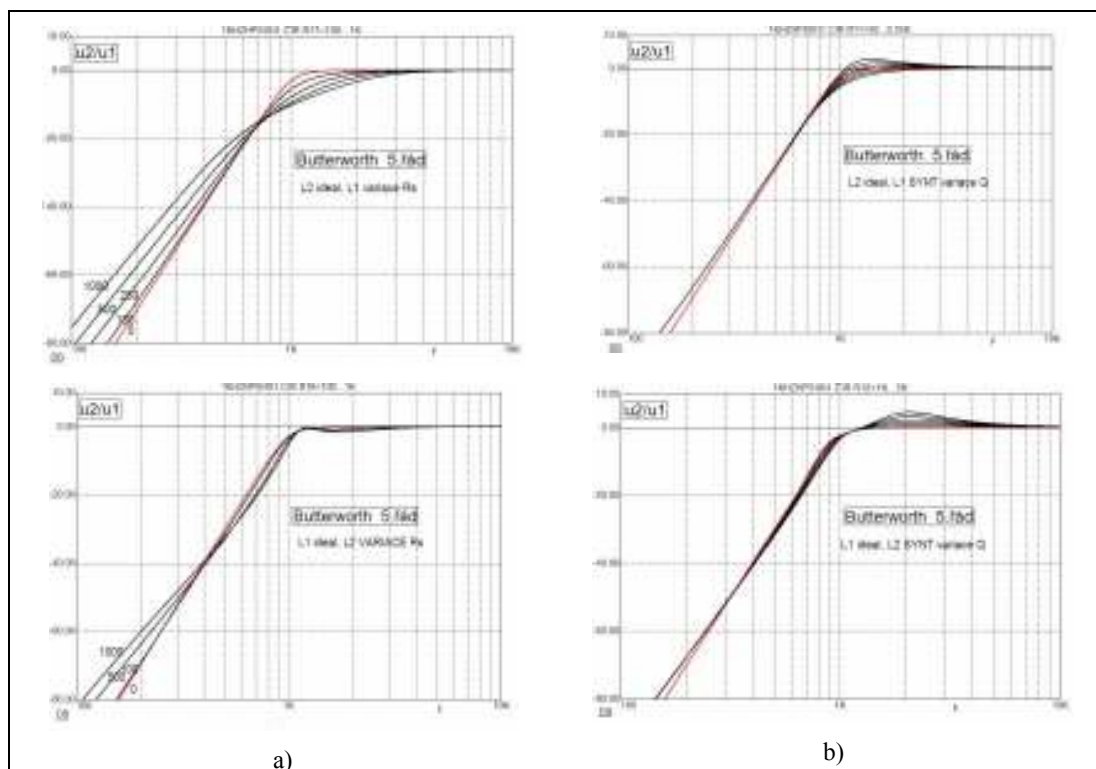
Obr. 3.11: Schéma zapojení filtru 5. řádu s kompenzovanými obvody FDNR I (Butterworthova aproximace).



Obr. 3.12: Přenosová charakteristika filtru 5. řádu s kompenzovanými obvody FDNR I (Butterworthova aproximace).

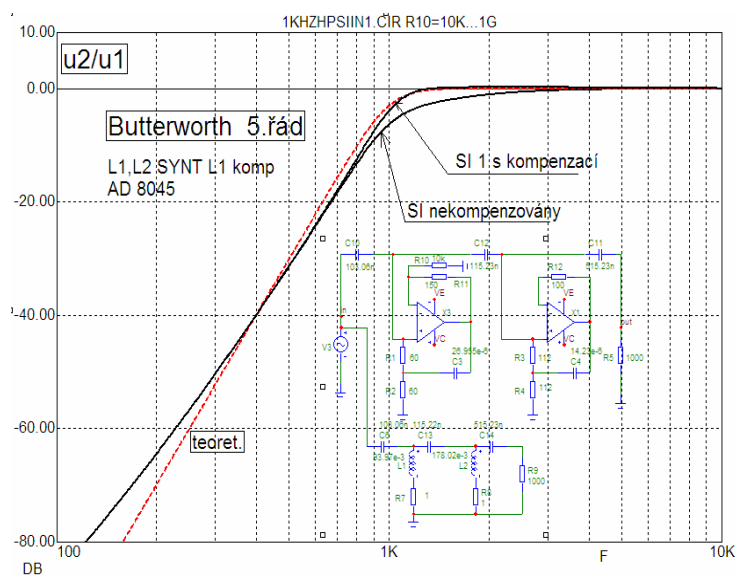
3.2 Filtry horních propustí (HP)

Všechny typy ARC obvodů horních propustí s kompenzovanými syntetickými induktory byly navrženy na základě jednostranně zakončených RLC příčkových prototypů filtrů 5. řádu. Mezní kmitočet navrhovaných filtrů byl opět zvolen $f_0 = 1$ kHz, zatěžovací odpor $R_z = 1$ k Ω . Při zkoumání vlastností s kompenzovanými obvody byly zjištěny zajímavé rozdíly v přenosových charakteristikách při srovnání s klasickými RLC filtry. Porovnání vlivu změny jakosti jednotlivých induktorů u klasického RLC filtru a ARC filtru je zobrazeno v grafu na obr. 3.13.



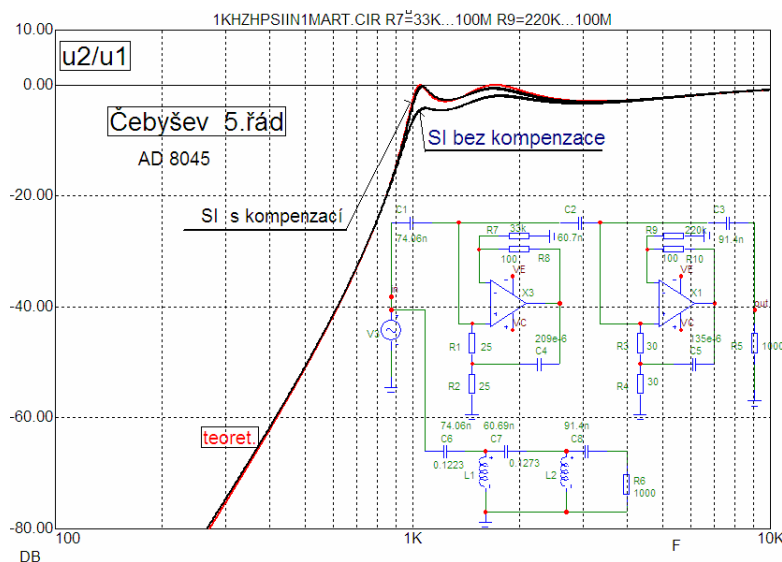
Obr. 3.13: Variace parametrů: a) RLC a b) ARC filtru (SI I.).

Z grafů je patrné, že u klasického RLC filtru se změna činitele jakosti obvodu projevuje v celém kmitočtovém rozmezí, u ARC filtru pouze v určitých oblastech v okolí mezního kmitočtu, což je patrně způsobeno odlišnou kmitočtovou závislostí kompenzovaného SI. Z obrázků je také zřejmé, že v případě tohoto filtru lze pokles přenosu modulové kmitočtové charakteristiky kompenzovat hlavně zvýšením Q u prvního syntetického induktoru. Výsledné zapojení ARC filtru s kompenzovanými syntetickými induktory a jeho charakteristiky jsou zachyceny na obr. 3.14.

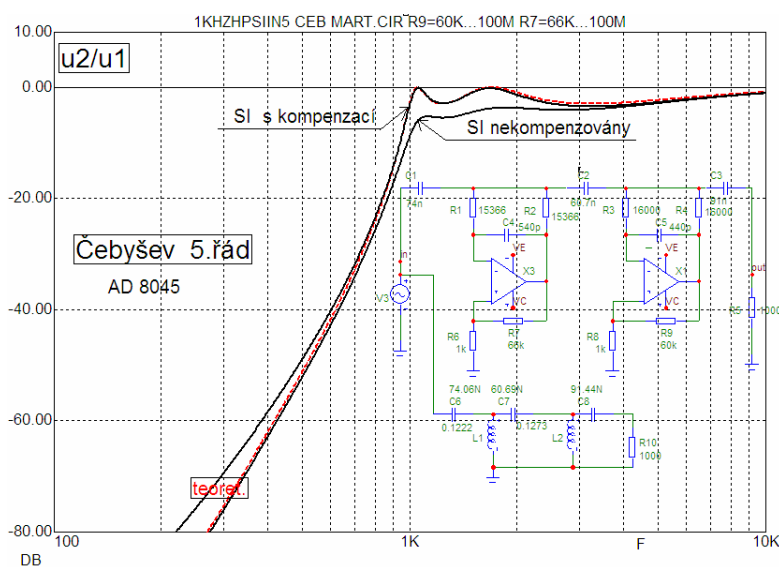


Obr. 3.14: ARC filtr s Butterworthovou aproximací a kompenzovanými syntetickými induktory.

Počítačovou analýzou provedené porovnání výsledných parametrů filtrů HP s Čebyševovou aproximací realizovaných obvody SI I a SI V (obr. 3.15 a 3.16) přineslo podobné závěry jako u filtrů DP. Překvapivě i zde mají filtry s kompenzovanými obvody SI I výrazně lepší charakteristiky při větších hodnotách útlumu než častěji používané obvody typu SI V. Z obr. 3.15 je dobře vidět, že ARC filtr s kompenzovanými obvody SI I má modulovou kmitočtovou charakteristiku téměř odpovídající ideálnímu teoretickému průběhu v pásmu potlačení až do nejvyšších hodnot potlačení.



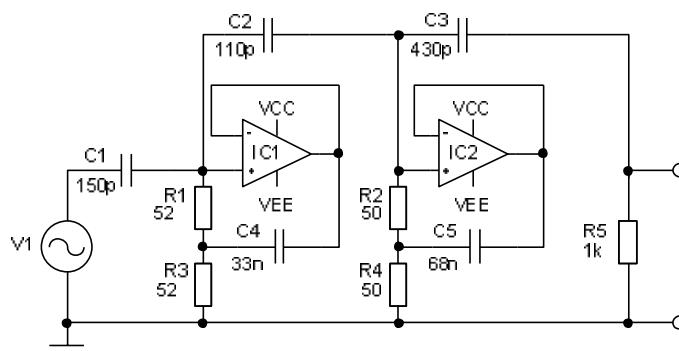
Obr. 3.15: ARC filtr s Čebyševovou aproximací a kompenzovanými synt. induktory SI I.



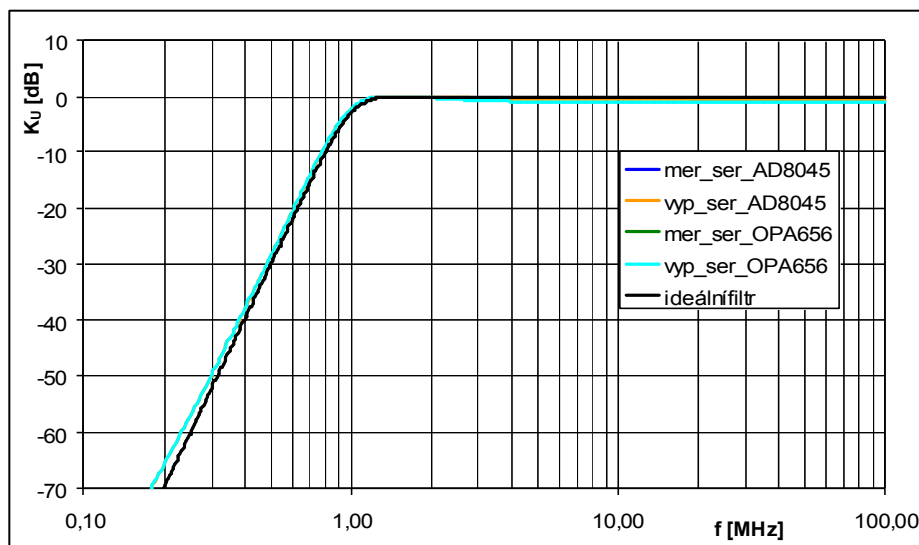
Obr. 3.16: ARC filtr s Čebyševovou aproximací a kompenzovanými synt. induktory SI V.

Pro ověření závěrů získaných u HP počítačovým modelováním byla realizována a změřena řada různých typů filtrů HP vyšších řádů. Naměřené hodnoty výsledných parametrů potvrdily výše uvedené závěry. Další práce směřovaly k porovnání vlastností filtrů s obvody SI I (se sériovými ztrátami) a SI V (s paralelními ztrátami) a možností jejich činnosti při vyšších mezních kmitočtech. Pozornost byla věnována i zkoumání vlivu typu operačních zesilovačů na výsledné parametry filtrů.

Pro ilustraci možností těchto filtrů HP jsou uvedeny výsledky měření filtrů HP Butterworthovy aproximace 5. řádu s mezním kmitočtem $f_m = 1 \text{ MHz}$, které byly pro srovnání realizovány s různými typy syntetických induktorů SI a různými typy operačních zesilovačů. Schéma zapojení filtru HP s obvodou SI I (sériové ztráty) optimalizovaného pomocí návrhu filtru z cíleně ztrátového prototypu RLC, které dosahuje maximálního poměru mezi kapacitami $K_{C_{\max}} = 600$, je na obr. 3.17. Naměřené modulové kmitočtové charakteristiky zobrazené v grafu na obr. 3.18 ukazují na velmi dobrou shodu teoretických a naměřených hodnot. V kmitočtové oblasti propustného pásma směrem k vyšším kmitočtům vykazují naměřené, ale i modelované charakteristiky určitý malý (cca 1 dB) pokles přenosu. Bylo zjištěno, že je způsoben převážně parazitními kapacitami zapojení vůči zemi.



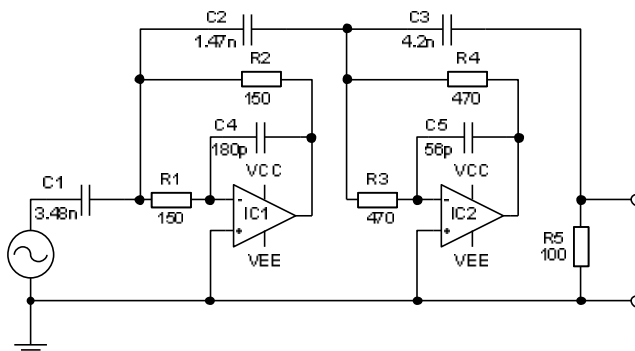
Obr. 3.17: Zapojení horní propusti 5. řádu s mezním kmitočtem MHz – SI I (sériové ztráty).



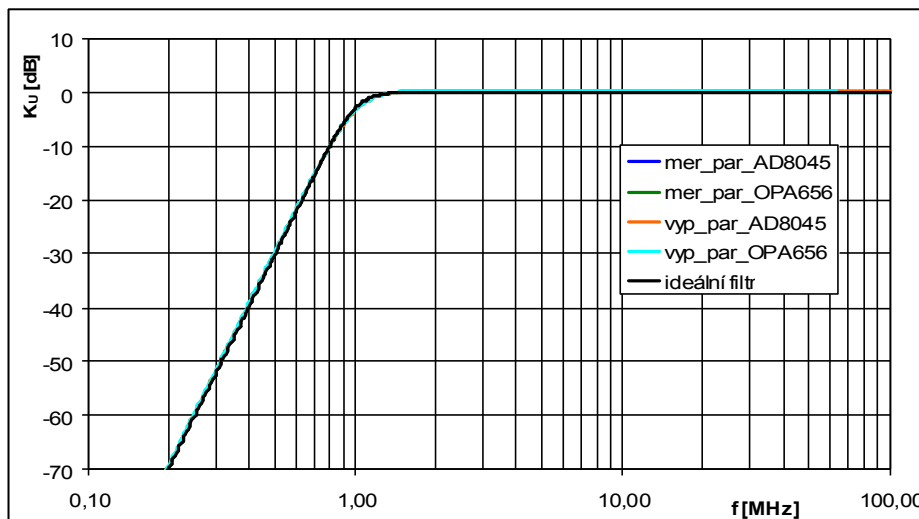
Obr. 3.18: Přenos horní propusti s mezním kmitočtem 1 MHz – SI - sériové ztráty.

Jak ukazují naměřené modulové charakteristiky, poněkud lepší průběh (téměř shodný s teoretickým) vykazuje filtr při použití OZ typu AD 8045. Při typu OPA656 dochází k mírnému zhoršení charakteristiky na nejnižších kmitočtech.

Schéma zapojení navrženého filtru 5. řádu s Butterworthovou aproximací s mezním kmitočtem $f_m = 1 \text{ MHz}$ se syntetickými induktory SI V (s paralelními ztrátami) je na obr. 3.19, naměřené modulové kmitočtové charakteristiky jsou zobrazeny v grafu na obr. 3.20. Modulová kmitočtová charakteristika naměřených vzorků filtrů se téměř shoduje s ideální charakteristikou pro oba typy operačních zesilovačů.

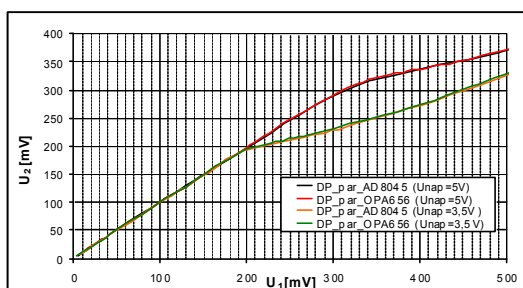


Obr. 3.19: Zapojení HP 5. řádu s mezním kmitočtem 1 MHz – SI V (paralelní ztráty).

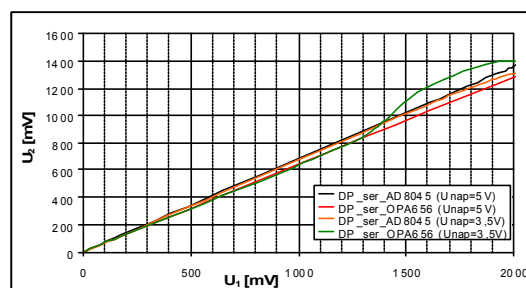


Obr. 3.20: Přenos horní propusti s mezním kmitočtem 1 MHz – SI - paralelní ztráty.

Pro srovnání obou typů filtrů HP byla měřena jejich dynamika. Výsledky měření závislosti na napájecím napětí filtru a typu operačních zesilovačů zachycují grafy na obr. 3.21 a 3.22. Naměřené hodnoty potvrzují závěry z počítačové analýzy (viz. podkap. 2.7). Dynamický rozsah filtrů s obvody SI I (se sériovými ztrátami) je mnohem širší, než u obvodů SI V (s paralelními ztrátami). Je zajímavé, že při nižších napájecích napětích je i u obvodů se sériovými ztrátami výhodnější použít OZ typu AD8045.

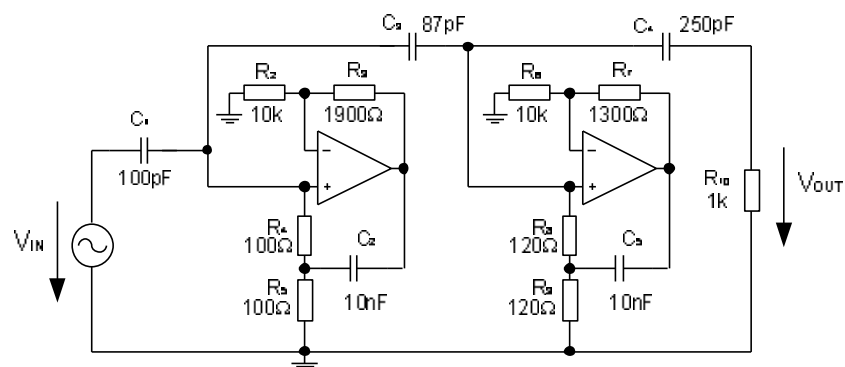


Obr. 3.21: Závislosti výstupního napětí DP na vstupním napětí při frekvenci 500 kHz.



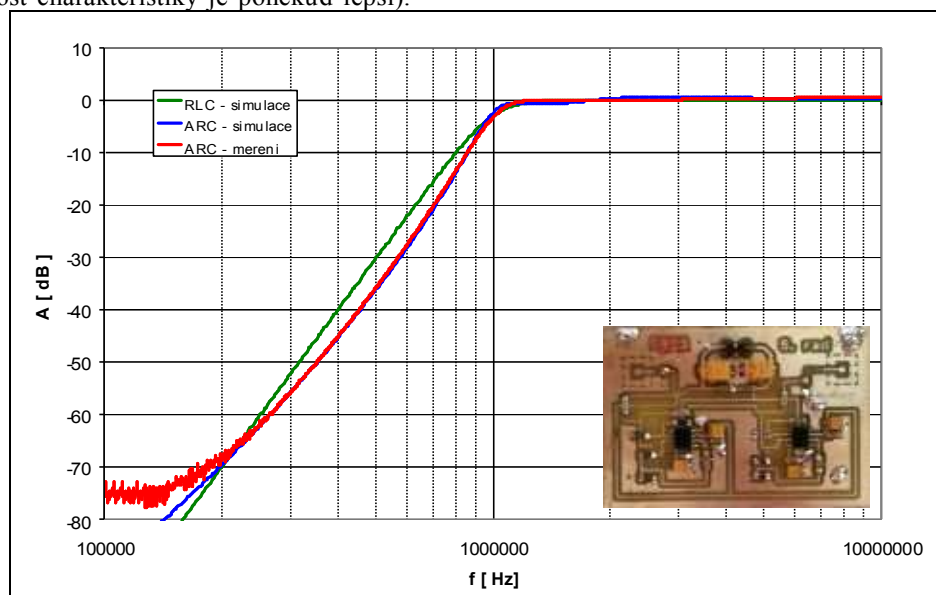
Obr. 3.22: Závislosti výstupního napětí DP na vstupním napětí při frekvenci 500 kHz.

Pro ověření možnosti využití kompenzovaných obvodů syntetických induktorů byl navržen a realizován filtr HP 5. řádu s Butterworthovou aproximací pro mezní kmitočtet $f_m=1$ MHz. Za výchozí byl zvolen ideální příčkový RLC prototyp. Cílem optimalizace bylo zmenšit maximální poměr kapacit K_{Cmax} na hodnotu $K_{Cmax}=100$ (oproti $K_{Cmax}=600$ u obvodu z obr. 3.17). Schéma zapojení navrženého ARC filtru je na obr. 3.23.



Obr. 3.23: Zapojení HP 5. řádu s mezním kmitočtem 1 MHz – kompenzované obvody SI I.

Naměřená charakteristika optimalizovaného zapojení filtru HP je na obr. 3.24. Charakteristika naměřená se plně shoduje s charakteristikou získanou počítačovým modelováním až do hodnot útlumu 70 dB. Oproti teoretické charakteristice se ve střední části poněkud liší vyšší hodnotou útlumu, což je způsobeno patrně kmitočtovou závislostí kompenzovaných obvodů SI I. Deformace modulové kmitočtové charakteristiky je však z praktického hlediska příznivá (strmost charakteristiky je poněkud lepší).



Obr. 3.24: Přenos filtru HP s kompenzovanými obvody SI I.

Dílčí závěr kapitoly 3.1 a 3.2:

Počítačové simulace ověřené měření realizovaných vzorků filtrů DP i HP vyšších řádů potvrdily možnost využití jednoduchých ztrátových dvojných kapacitorů (obvodů FDNR) a syntetických induktorů (obvodů SI) při optimalizaci návrhů těchto ekonomicky výhodných a konstrukčně jednoduchých typů filtrů. Výsledky měření poukázaly, že další možností při optimalizaci návrhů těchto filtrů mohou být kompenzované obvody SI a FDNR. Umožňují realizaci filtrů vyšších řádů s modulovanými charakteristikami téměř shodnými s teoretickými při syntéze obvodů vycházejících z příčkových prototypů RLC. Oproti dosud nejčastěji používaným nekompenzovaným obvodům však umožňují navíc zmenšení rozsahu hodnot stavebních prvků. U optimalizovaného zapojení poklesl poměr rezistorů na 0,1 původního poměru a poměr kapacitorů na 0,3 původního poměru neoptimalizovaného zapojení. U optimalizovaného zapojení došlo ke zmenšení hodnot kapacit použitých kapacitorů, což přispívá v souhrnu k zachování nízkých citlivostí těchto ARC filtrů. Výhodou těchto zapojení je též možnost návrhu filtrů pomocí běžně dostupných tabulek bezztrátových RLC prototypů.

Praktická měření realizovaných vzorků navržených filtrů ukázala, že s vhodnými aktivními prvky (např. operačními zesilovači AD8045 a OPA656) umožňují tyto stavební bloky realizovat úspěšně ARC filtry vyšších řádů DP i HP do kmitočtů jednotek MHz. Provedená srovnání vlastností zkoumaných stavebních bloků prokázala určité výhody zapojení se sériovými ztrátami (SI I a FDNR I) oproti blokům s paralelními ztrátami zejména při požadavku velkého rozsahu dynamiky.

Při požadovaných nízkých mezních kmitočtech filtrů lze jednoznačně tyto bloky označit za výhodnější. Výhody se ztrácejí při mezních kmitočtech kolem 1 MHz, kdy se u nich začínají nepříznivě projevovat zejména citlivost na parazitní kapacity zapojení a reálné vlastnosti operačních zesilovačů.

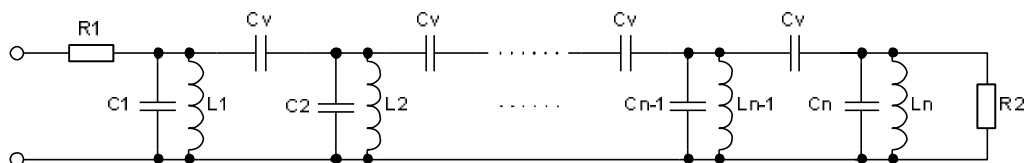
3.3 Vázané filtry se syntetickými prvky

Funkční bloky ztrátových syntetických induktorů SI a obvodů FDNR (popsané v kap. 2) mohou být využity také pro optimalizaci ARC filtrů vyšších řádů realizovaných na základě prototypů RLC filtrů s vázanými obvody. Struktura vázaných RLC obvodů se zakončovacemi rezistory umožňuje po transformaci na zapojení ARC obvodů výhodné využití obvodově jednoduchých ztrátových funkčních bloků SI a FDNR [25].

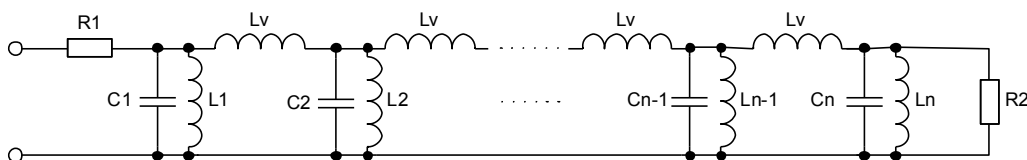
Syntéza takto realizovaných ARC filtrů, umožňující podstatným způsobem optimalizovat ARC obvody pásmových propustí, nebyla dosud v praxi využívána. Samotná metoda syntézy ani rozsah její možnosti nebyly dosud, pokud je mi známo, v literatuře syntézy a optimalizace ARC filtrů popsány.

3.3.1 RLC filtry s vázanými obvody

Vázané rezonanční obvody využíváme s výhodou v zapojeních úzkopásmových propustí, protože návrh pásmových propustí (PP) s přičkovou strukturou s sebou přináší problémy zejména při relativně malých šířkách pásma, kdy vzrůstá poměr hodnot jednotlivých stavebních prvků. Problémem je zvláště dosažení potřebné jakosti Q a tím kvalitnější prvky L a C pro realizaci filtru je třeba použít, aby nedošlo k velké deformaci přenosových charakteristik. Potíže dále narůstají na vyšších kmitočtech. Určitým východiskem řešení problémů je právě využití vázaných obvodů pro úzkopásmové PP. Jsou tvořeny rezonančními obvody zapojenými tak, aby část signálu primárního obvodu pronikala do sekundárního a naopak. Základními stavebními bloky zde jsou paralelní rezonanční RLC obvody, nejčastěji vázané vazebními kapacitami C_v (obr. 3.25) nebo vazebními induktory L_v (obr. 3.26).

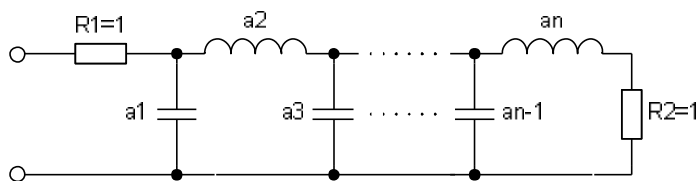


Obr. 3.25: Kapacitně vázaná PP.



Obr.3.26: Induktivně vázaná PP.

Jistým problémem realizace PP s vázanými obvody je skutečnost, že jde v podstatě o HP (kapacitní vazba) nebo DP (induktivní vazba). Je-li, ale relativní šířka PP dostatečně malá ($B/f_0 < 0,1$), převládá charakter přenosu PP a projev vazebního prvku je dostatečně potlačen.



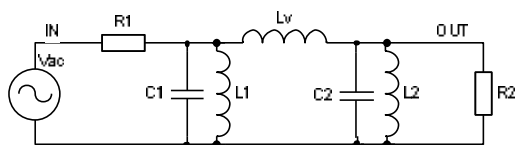
Obr. 3.27: Normovaný prototyp DP.

Hodnoty prvků vázaných PP vypočteme z šířky pásma B , rezonančního kmitočtu f_0 , odporu zakončovacích rezistorů R a normovaných hodnot prvků prototypu DP_n a_1 až a_n (obr. 3.27) pomocí vztahů uvedených v tab. 3.1. [2].

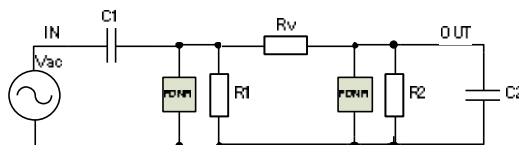
Tab. 3.1: Vztahy pro výpočet normovaných prototypů DP.

Vztahy pro kapacitní vazbu:	Vztahy pro induktivní vazbu:
$C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R}$	$L_v = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_0}$
$L_i = \frac{B \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot f_0^2 \cdot a_i}$	$C_i = \frac{a_i}{2 \cdot \pi \cdot B \cdot R}$
$C_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_1} - C_v$	$L_{ip} = \frac{B \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot f_0^2 \cdot a_i}$
$C_2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_2} - 2 \cdot C_v$	$\frac{1}{L_1} = \frac{1}{L_{ip}} - \frac{1}{L_v}$
$C_{n-1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_{n-1}} - 2 \cdot C_v$	$\frac{1}{L_2} = \frac{1}{L_{2p}} - \frac{1}{2 \cdot L_v}$
$C_n = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_n} - C_v$	$\frac{1}{L_{n-1}} = \frac{1}{L_{(n-1)p}} - \frac{1}{2 \cdot L_v}$
	$\frac{1}{L_n} = \frac{1}{L_{np}} - \frac{1}{L_v}$

V aktivních ARC vázaných obvodech se mohou nahradit pasivní indukty pomocí aktivních obvodů FDNR (dvojně kapacitní) nebo SI (syntetické indukty). Ideální strukturu RLC vázaného filtru 4. řádu s induktivní vazbou z obr. 3.28 lze přetransformovat s využitím Brutonovy transformace, jak bylo uvedeno v kap. 2.1, na strukturu z obr. 3.29. V ní jsou indukty nahrazeny rezistory, ztrátovými prvky jsou zde kapacitní a kapacitní přecházejí na bloky FDNR. Induktivně vázaný RLC prototyp pásmové propusti tak přechází fakticky na rezistivně vázané ARC obvody dvojných kapacitorů.

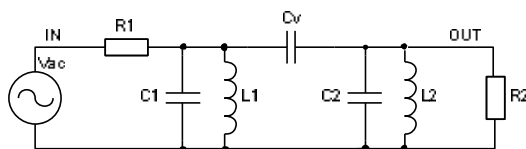


Obr. 3.28: Induktivně vázaný RLC filtr.

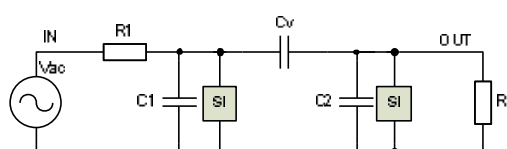


Obr. 3.29: Rezistivně vázaný ARC filtr s FDNR.

Strukturu vázaného filtru RLC prototypu s kapacitní vazbou z obr. 3.30 lze jednoduše přetransformovat na aktivní strukturu pomocí obvodů syntetických induktorů SI, které přímo simulují indukty L_1 a L_2 (obr. 3.31).



Obr. 3.30: Kapacitně vázaný RLC filtr.



Obr. 3.31: Kapacitně vázaný ARC filtr se SI.

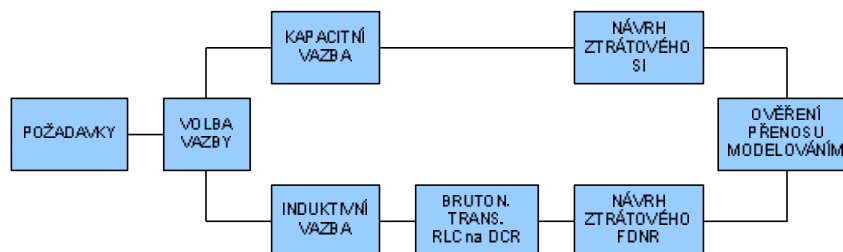
Protože však u prototypů RLC propustí vychází návrh z předpokladu ideálních prvků (tedy induktorů L_1 a L_2), bylo by nutné realizovat ARC funkční bloky (SI nebo FDNR) jako bezeztrátové, což zvyšuje podstatně náročnost této metody návrhu ARC filtrů.

3.3.2 Návrh vázaných filtrů se syntetickými prvky FDNR a SI

Struktura RLC obvodů se zakončovacími rezistory umožňuje v aktivních obvodech využít s výhodou ztrátové aktivní prvky. V ideálních strukturách filtrů z obr. 3.25 a z obr. 3.26 jsou rezistory R_1 a R_2 jedinými prvky představující ztráty. Tyto ztráty se však dají vhodně „rozprostít“ na celý filtr resp. do ztrátových bloků FDNR a do ztrátových bloků SI. Tyto aktivní ztrátové prvky (FDNR a SI) s vhodně zvolenými ztrátovými parametry pak zastávají současně i funkci zakončovacích (tlumících) rezistorů R vázaných obvodů. V obou případech tak lze získat po transformaci RLC obvodů ARC obvody se stejnou přenosovou charakteristikou filtrů PP 4. řádu jako u ideálního zapojení prototypu RLC filtru s pasívními prvky.

Optimalizovaný návrh vázaných filtrů ARC se ztrátovými synt. prvky FDNR a SI

V případě, že zakončovací rezistory R_1 a R_2 (nebo jejich části) ze zapojení z obr. 3.31 nebo zakončovací kapacitory u transformovaného ARC obvodu z obr. 3.29 zahrneme v procesu syntézy do ztrát nebo části ztrát cíleně ztrátového aktivního prvku, můžeme obvodovou strukturu filtru podstatně zjednodušit a tím návrh ARC filtru výrazně optimalizovat [26]. Navržený postup metodiky syntézy znázorňuje blokové schéma na obr. 3.32.



Obr. 3.32: Blokové schéma optimalizované syntézy.

Detailní postup jednotlivých kroků syntézy bude ilustrován na konkrétním návrhu ARC pásmové propusti [27].

Pásmové propusti pro oba typy aktivních PP (s FDNR a SI) byly navrženy pro frekvenci $f_0 = 57$ kHz, šířku pásma $B = 5,7$ kHz a zakončovací rezistory byly zvoleny $R_{1,2} = 1$ k Ω . Pro možnost vzájemného porovnání byly parametry obou typů filtrů zvoleny stejné.

a) ARC filtr s cíleně ztrátovými SI

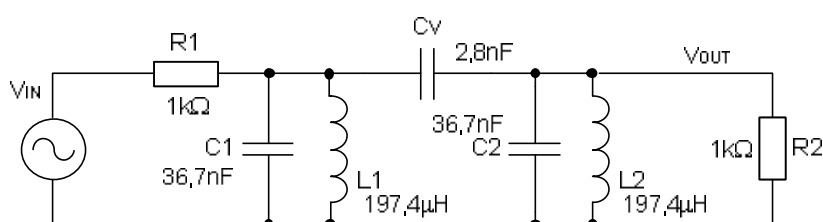
Konkrétní návrh a postup výpočtu je pro SI uveden dále. Nejprve byly spočítány hodnoty prvků pro ideální RLC kapacitně vázanou PP (obr. 3.33) podle [2].

$$C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 57 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3} = 2,79 \text{ nF} \quad (3.1)$$

$$L_{1,2} = \frac{B \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot f_0^2 \cdot a_i} = \frac{5,7 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot (57 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,4142} = 197,44 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.2)$$

Koeficient a_i je vzat z tabulky P.9 [2] pro Butterworthovu aproximaci. Zde pro 2. druhý řád filtru jsou oba koeficienty stejné, proto mají i obě indukčnosti L_1 a L_2 stejnou hodnotu. Stejně tak jsou shodné hodnoty kapacitorů C_1 a C_2 .

$$C_{1,2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_{1,2}} - C_v = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (57 \cdot 10^3)^2 \cdot 197,44 \cdot 10^{-6}} - 2,79 \cdot 10^{-9} = 36,70 \text{ nF} \quad (3.3)$$



Obr. 3.33: Ideální RLC kapacitně vázaná pásmová propust.

Následně byly pasivní induktoři nahrazeny aktivními obvody. Jako syntetické induktoři (SI) byly zvoleny ztrátové obvody s jedním OZ (popsané v předchozí podkapitole 2.4 jako typ V). Hodnoty součástek syntetických ztrátových induktorů byly vypočteny podle [2]. Rezistory R_3 a R_4 (analogicky i R_5 a R_6) byly vzhledem k požadavku stejné výstupní a podobně vstupní impedance zvoleny 4 kΩ, neboť z tab. 2.9. v podkap. 2.4 vyplývá, že pro paralelní rezistor R_p ztrátového syntetického prvku platí vztah:

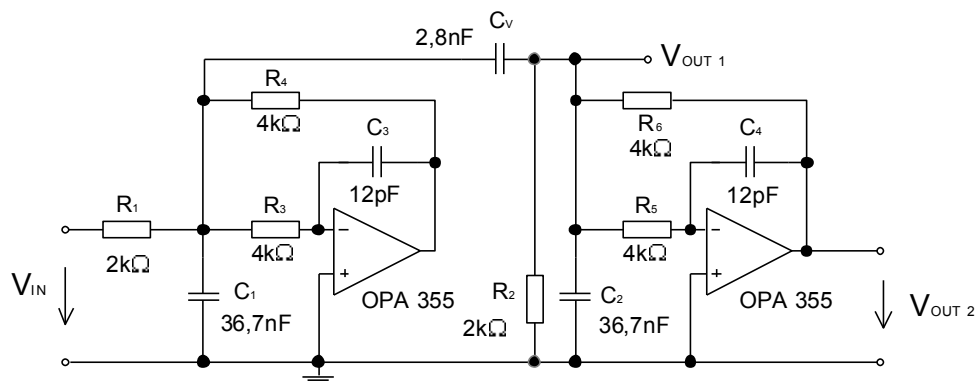
$$R_p = \frac{R_3}{2} = \frac{R_4}{2} = \frac{4000}{2} = 2 \text{ k}\Omega. \quad (3.4)$$

Pro splnění podmínky vstupní a výstupní impedance je tedy nutné pozměnit rezistory R_1 a R_2 na hodnotu 2 kΩ. Po paralelním součtu ztrát aktivního prvku $R_p = 2 \text{ k}\Omega$ a zakončovacího rezistoru $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ získáváme stejnou hodnotu výstupní impedance 1 kΩ, jako ve výchozím zapojení RLC z obr. 3.33. Všechny ostatní hodnoty prvků v obvodu zůstávají stejné.

Dalším krokem je výpočet kapacitorů C_3 a C_4 . Jelikož jsou v původním schématu RLC filtru na obr. 3.33 induktoři L_1 a L_2 stejné, tak i oba ztrátové syntetické prvky budou totožné, tedy i kapacitory C_3 a C_4 . Podle vztahu z tab. 2.9 získáváme:

$$C_3 = C_4 = \frac{L_1}{R_3 \cdot R_4} = \frac{L_2}{R_5 \cdot R_6} = \frac{197,44 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^3} = 12,3 \text{ pF} . \quad (3.5)$$

Výsledné celkové zapojení aktivní vázané PP s reálnými OZ je na obr. 3.34.



Obr. 3.34: ARC kapacitně vázaná pásmová propust se SI (OPA355).

b) ARC filtr s cíleně ztrátovými FDNR

Podobně jako návrh vázané PP s kapacitní vazbou byl pomocí [2] pro výše uvedené parametry navržen podle tab. 3.1 i prototyp RLC vázané PP s induktivní vazbou. Nejprve byl vypočten vazební induktor L_v :

$$L_v = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{1 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 57 \cdot 10^3} = 2,79 \text{ mH} . \quad (3.6)$$

Následně byl vypočten induktor L_{1p} a L_{2p} :

$$L_{1p,2p} = \frac{B \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot f_0^2 \cdot a_i} = \frac{5,7 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot (57 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,4142} = 197,44 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.7)$$

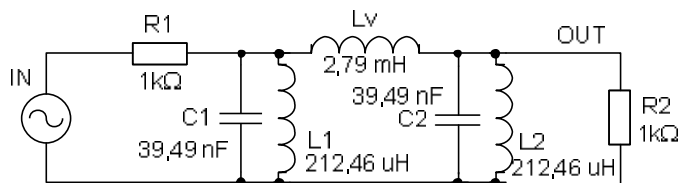
a odtud pak výsledný induktor L_1 a L_2 :

$$L_{1,2} = \frac{1}{\frac{1}{L_{1p,2p}} - \frac{1}{L_v}} = \frac{1}{\frac{1}{197,44 \cdot 10^{-6}} - \frac{1}{2,79 \cdot 10^{-3}}} = 212,46 \text{ } \mu\text{H} . \quad (3.8)$$

Obdobně kapacitor C_1 a C_2 :

$$C_{1,2} = \frac{a_i}{2 \cdot \pi \cdot B \cdot R} = \frac{1,4142}{2 \cdot \pi \cdot 5700 \cdot 1 \cdot 10^3} = 39,49 \text{ nF} . \quad (3.9)$$

Výsledné zapojení RLC prototypu induktivně vázané PP je zobrazeno na obr. 3.35.



Obr. 3.35: RLC prototyp induktivně vázané PP.

Návrh výsledného zapojení filtru PP pokračuje přepočtem RLC filtru pomocí Bruntovy transformace (tab. 2.1) na ARC filtr se ztrátovými bloky FDNR (jako syntetický obvod byl použit ztrátový FDNR s jedním OZ popsaný v kap. 2.1., typ V.). Po zvolení vhodného transformačního koeficientu ($k_T = 1 \cdot 10^6$) a dosazením do transformačních vztahů získáváme výsledné hodnoty:

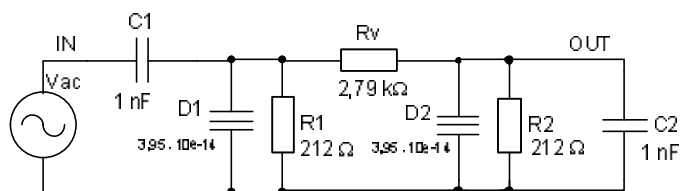
$$C_{1,2} = \frac{1}{k_T \cdot R_{1,2}} = \frac{1}{1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^3} = 1 \text{ nF} \quad , \quad (3.10)$$

$$R_{1,2} = k_T \cdot L_{1,2} = 1 \cdot 10^6 \cdot 212,46 \cdot 10^{-6} = 212 \text{ } \Omega \quad , \quad (3.11)$$

$$R_v = k_T \cdot L_v = 1 \cdot 10^6 \cdot 2,79 \cdot 10^{-3} = 2790 \text{ } \Omega \quad , \quad (3.12)$$

$$D_{1,2} = \frac{C_{1,2}}{k_T} = \frac{39,49 \cdot 10^{-9}}{1 \cdot 10^6} = 3,949 \cdot 10^{-14} \quad . \quad (3.13)$$

Vypočtené hodnoty již umožňují vykreslit schéma filtru se strukturou CRD, uvedeno je na obr. 3.36.



Obr. 3.36: CRD prototyp rezistivně vázané PP.

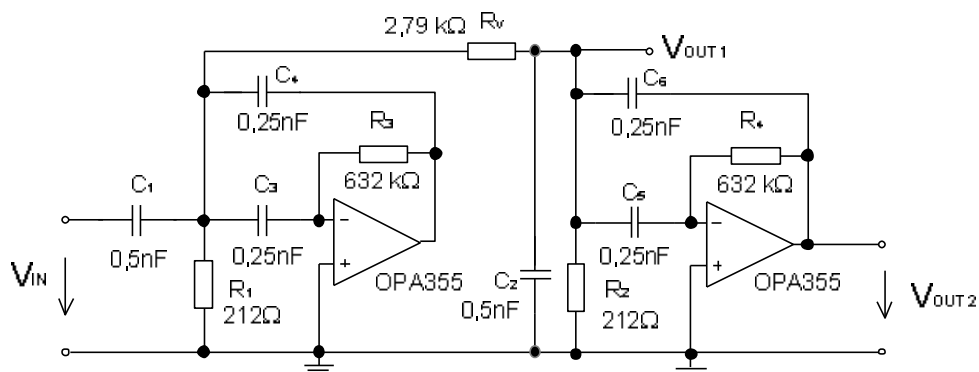
Pro výsledné zapojení filtru se ztrátovými FDNR prvky bylo nutné ještě dopočítat podle tab. 2.2 (zvoleno zapojení FDNR V.) kapacitory a rezistory ve vlastním zapojení FDNR prvků. Rovněž byla aplikována myšlenka rozprostření původních ztrát představující rezistory R_1 a R_2 na cíleně ztrátové obvody FDNR za podmínky zachování vstupní a výstupní impedance. Z toho důvodu bylo nutné změnit i vstupní a výstupní kapacitor $C_{1,2} = 0,5 \text{ nF}$.

$$C_{3,4} = \frac{C_p}{2} = \frac{0,5 \cdot 10^{-9}}{2} = 250 \text{ pF} \quad , \quad (3.14)$$

$$R_{3,4} = \frac{D_1}{C_{3,4}^2} = \frac{D_2}{C_{5,6}^2} = \frac{3,95 \cdot 10^{-14}}{(250 \cdot 10^{-12})^2} = 632 \text{ k}\Omega \quad , \quad (3.15)$$

Následně již můžeme vykreslit celkové zapojení ARC filtru s cíleně ztrátovými FDNR prvky. Zapojení je uvedeno na následujícím obr. 3.37.

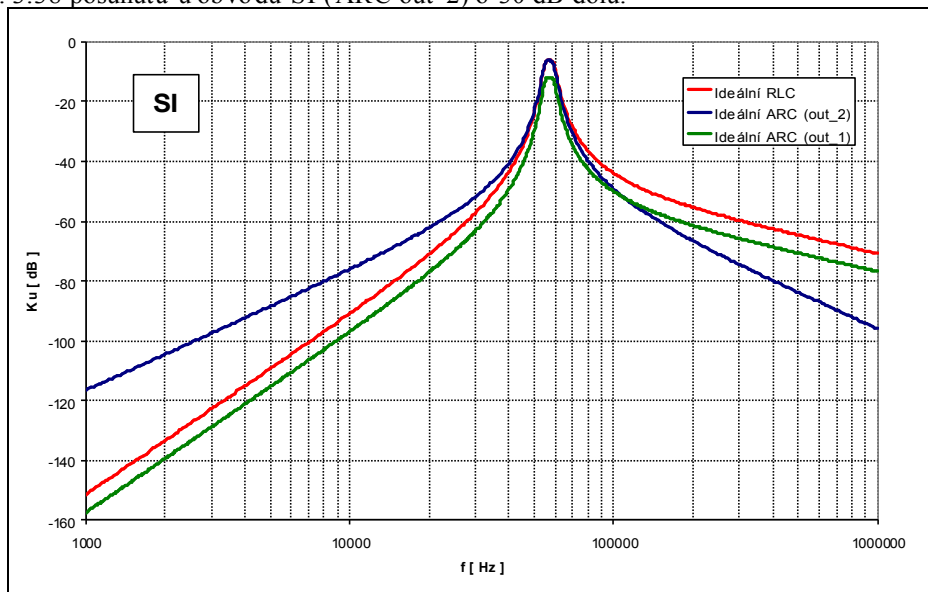
Správnost návrhu obou typů ARC vázaných obvodů byla nejprve ověřena počítačovým modelováním pomocí software ORCAD. Simulace výsledných parametrů ARC filtru s ideálními OZ jsou na obr. 3.38 a obr. 3.39.



Obr. 3.37: ARC rezistivně vázaná pásmová propust s FDNR (OPA355).

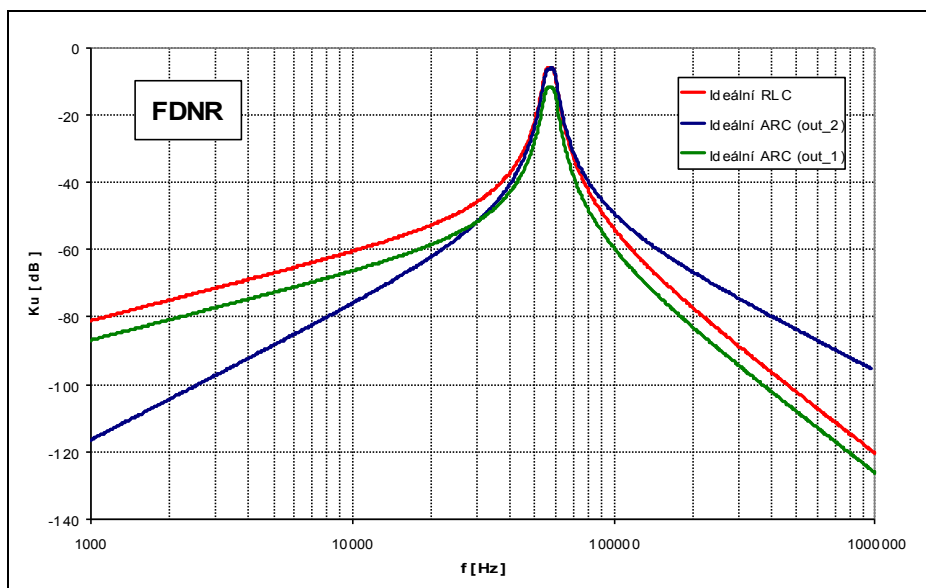
Standardní výstup filtru je ve schématech i grafu označen jako V_{OUT1} . Použití ztrátového syntetického prvku FDNR nebo SI (s paralelním ztrátovým prvkem) zvětšuje poněkud oproti přenosu RLC prototypu základní útlum filtru. Celá modulová charakteristika je tak posunuta (při shodném tvaru) cca o -6 dB oproti ideálnímu průběhu.

V případě, kdy by byl tento pokles nepřijatelný, je možné využít i výstupu aktivního prvku označeného ve schématech jako V_{OUT2} . Jak bylo experimentálně zjištěno, za cenu mírného zmenšení strmosti filtru (při úrovních až pod 40 dB poklesu) v kmitočtové oblasti pod mezním kmitočtem (obr. 3.38) je možné dosáhnout přenosu filtru zesíleného o +30 dB. Pro názorné porovnání tvaru ideálního a navrženého obvodu byla tato charakteristika v grafu na obr. 3.38 posunuta u obvodu SI (ARC out 2) o 30 dB dolů.



Obr. 3.38: Kapacitně vázaná pásmová propust.

V grafu na obr. 3.38. jsou vyneseny modulové kmitočtové charakteristiky pro kapacitně vázanou PP. Červený průběh odpovídá přenosové charakteristice RLC PP (obr. 3.33). Modrý průběh odpovídá ARC PP na výstupu V_{OUT2} a zelený průběh ARC PP na výstupu V_{OUT1} (obr. 3.34). Srovnání tvaru simulované charakteristiky ARC obvodu s ideální charakteristikou RLC obvodu prokazuje správnost teoretického návrhu obvodu (obě charakteristiky jsou až na zmíněný posun - 6 dB shodné).

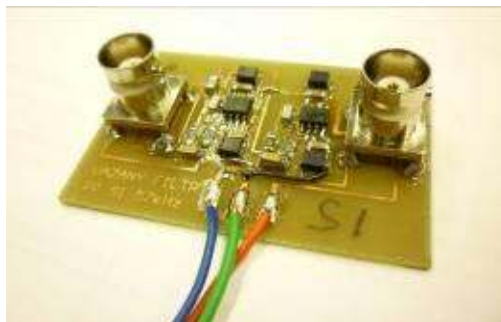


Obr. 3.39: Induktivně (rezistivně) vázaná pásmová propust.

Také u obvodu s rezistivně vázanými obvody byla počítačovou simulací ověřena správnost návrhu. V grafu na obr. 3.39 jsou vyneseny charakteristiky odpovídající ideální induktivně vázané RLC PP (obr. 3.35) a rezistivně vázané ARC PP (obr. 3.37).

Červený průběh odpovídá přenosové charakteristice RLC PP. Modrý průběh odpovídá ARC PP na výstupu V_{OUT2} (obr. 3.37) a zelený průběh ARC PP na výstupu V_{OUT1} (obr. 3.37). Z grafů zde vyplývají stejné závěry jako u předchozího obvodu se syntetickými induktory SI. Z průběhů na výstupu V_{OUT1} je zřejmý mírný posun charakteristiky, který se dá případně vyřešit použitím výstupu V_{OUT2} . S výhodou je tedy možné použít výstup V_{OUT2} a dosáhnout tak se zapojením ztrátových FDNR téměř shodných výsledků jako s bezztrátovými FDNR.

Vlastní realizace zkušebních vzorků byly vyhotoveny na jednostranné desky plošného spoje (obr. 3.40 a obr. 3.41) podle zapojení SI (obr. 3.34) a FDNR (obr. 3.37). Předlohy desek plošných spojů pro filtry se SI a FDNR jsou v příloze na obr. P.14. Výstupy filtrů byly vzaty z výstupů V_{OUT2} . Měření bylo provedeno na UTEE vektorovým analyzátozem Bode 100 od firmy OMICRON Lab [28]. V realizovaných vzorcích bylo ověřováno a vyzkoušeno více různých typů OZ. Nejlepších vlastností (shoda naměřených a vypočtených charakteristik) bylo dosaženo u typu OZ OPA355 [10] od firmy Texas Instrument [29]. Proto byly u dalších realizovaných obvodů jako aktivní prvky pro navržené filtry použity právě tyto OZ. Aby byla objektivně posouzena odchylka skutečných parametrů obvodů od teoreticky navržených, byly jednotlivé součástky filtru vybírány měřením z běžně dostupných řad a skládány případně tak, aby odchylka měřených hodnot součástek oproti vypočteným hodnotám návrhu nepřekračovala u rezistorů 1 % a u kondenzátorů 5 %.

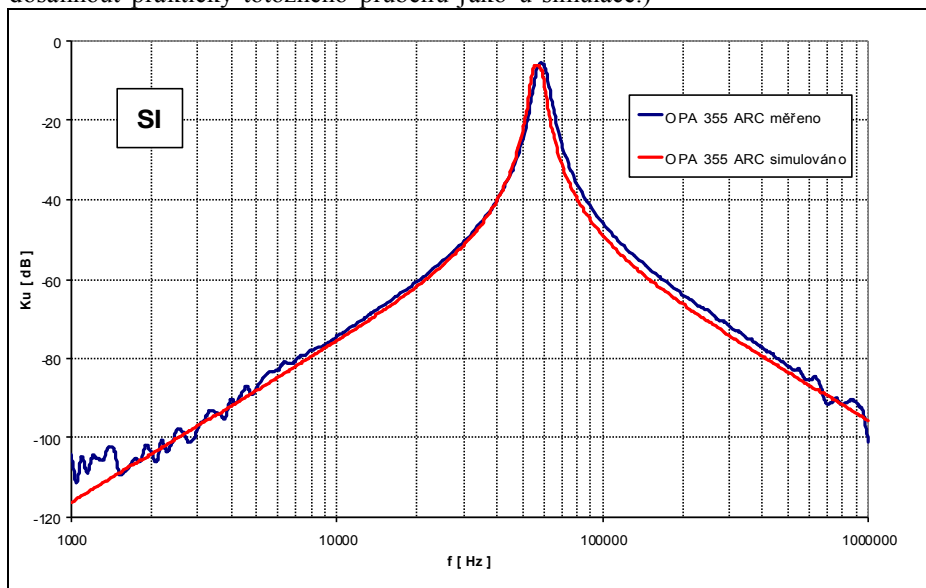


Obr. 3.40: Filtr se SI.



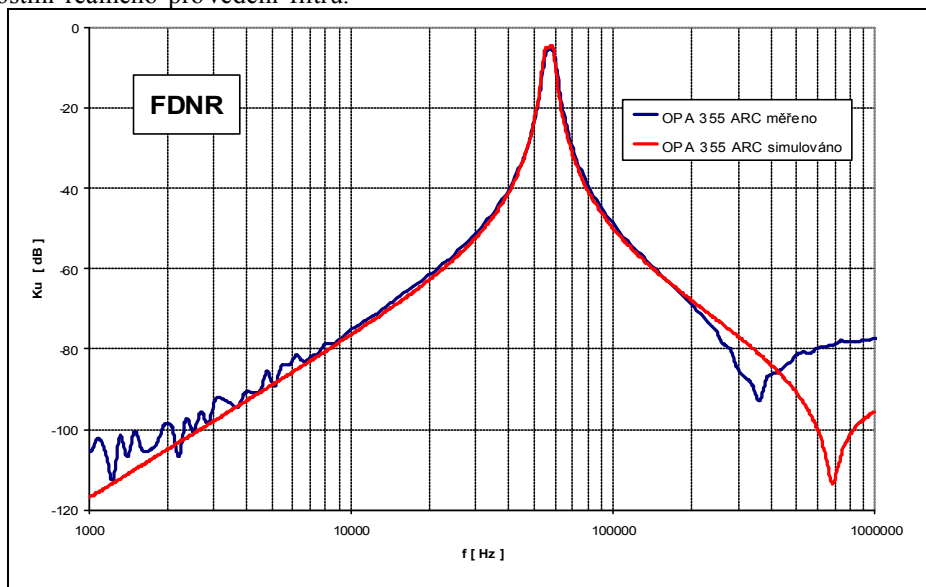
Obr. 3.41: Filtr se FDNR.

Naměřené průběhy realizovaných vzorků filtrů se prakticky shodují se simulacemi. Na obr. 3.42 je přenosová charakteristika ARC kapacitně vázané pásmové propusti se SI (obr. 3.34). Červený průběh odpovídá simulaci s OPA355 a modrý průběh odpovídá změřeným hodnotám rovněž s OPA355. Mírná odchylka mezní frekvence je způsobena tolerancí hodnot jednotlivých součástek. (V případě přesnějšího výběru součástek s vypočtenou hodnotou parametrů by bylo možné dosáhnout prakticky totožného průběhu jako u simulace.)



Obr. 3.42: Porovnání naměřeného a simulovaného průběhu ARC kapacitně vázané PP.

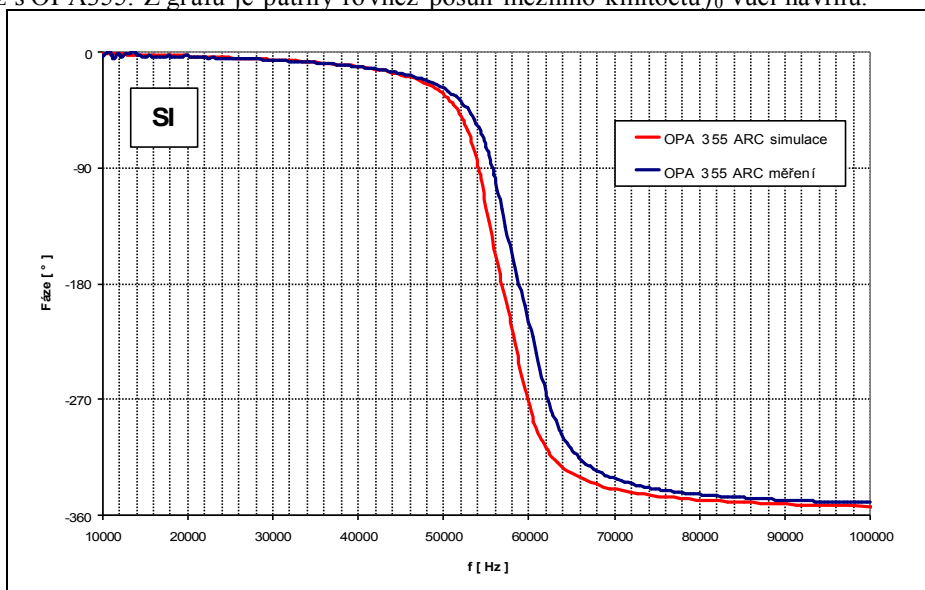
Na obr. 3.43 je přenosová charakteristika ARC rezistivně vázané pásmové propusti s FDNR (obr. 3.37). Červený průběh odpovídá simulaci s OPA355 a modrý průběh odpovídá změřeným hodnotám rovněž s OPA355. V oblasti útlumu -80 dB dochází v oblasti za mezním kmitočtem k frekvenčnímu posunutí parazitní nuly přenosu změřeného průběhu oproti simulovanému. Tato skutečnost je způsobena menší přesností modelu aktivního prvku spolu s parazitními vlastnostmi reálného provedení filtru.



Obr. 3.43: Porovnání naměřeného a simulovaného průběhu ARC rezistivně vázané PP.

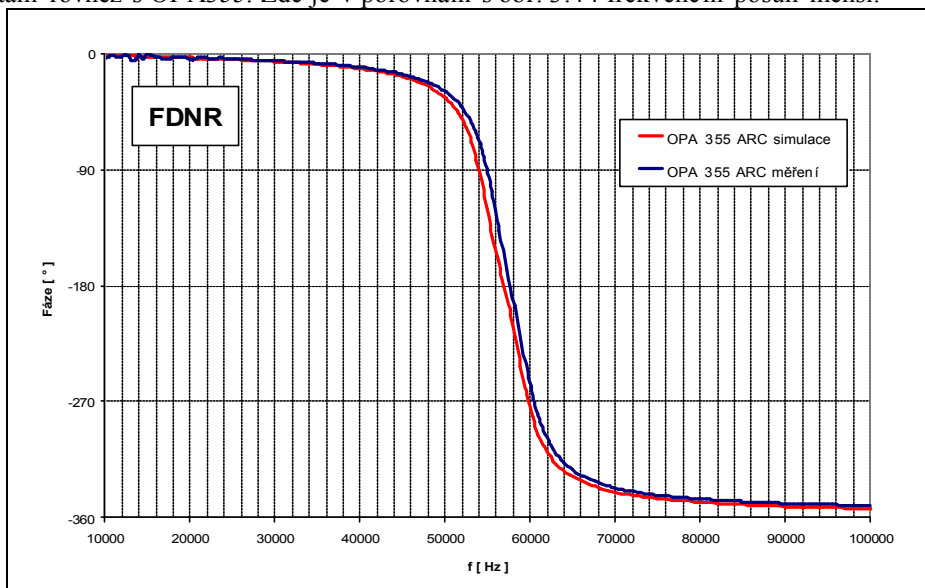
Následující grafy zobrazují závislosti fáze měřených vzorků filtrů na kmitočtu. Na obr. 3.44 je vykreslena fázová charakteristika ARC kapacitně vázané pásmové propusti se SI (obr. 3.34).

Červený průběh odpovídá simulaci s OPA355 a modrý průběh odpovídá změřeným hodnotám rovněž s OPA355. Z grafu je patrný rovněž posun mezního kmitočtu f_0 vůči návrhu.



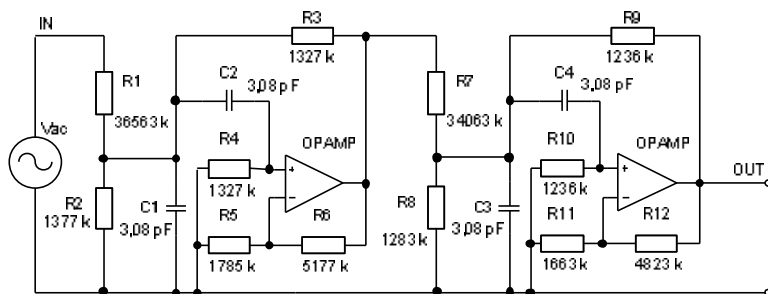
Obr. 3.44: Porovnání naměřeného a simulovaného průběhu fáze ARC kapacitně vázané PP.

Na obr. 3.45 je přenosová charakteristika ARC rezistivně vázané pásmové propusti s FDNR (obr. 3.37). Červený průběh odpovídá simulaci s OPA355 a modrý průběh odpovídá změřeným hodnotám rovněž s OPA355. Zde je v porovnání s obr. 3.44 frekvenční posun menší.



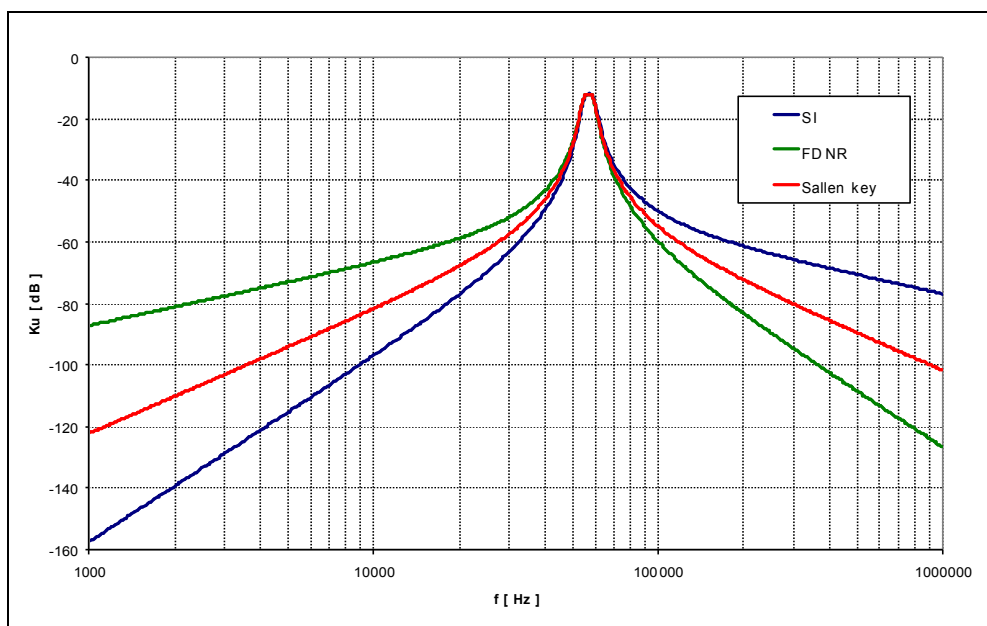
Obr. 3.45: Porovnání naměřeného a simulovaného průběhu fáze ARC rezistivně vázané PP.

Pro porovnání citlivosti navržených filtrů byly provedeny toleranční analýzy Monte Carlo s ideálními OZ. Všechny rezistory byly zadány s tolerancí 5 % a všechny kapacitory s tolerancí 20 %. Poté byl 1000x proveden výpočet přenosové charakteristiky. Pro vlastní porovnání toleranční analýzy navržených PP s uvedenými vázanými filtry SI a FDNR byl také navržen metodou kaskádní syntézy ARC filtr s obvodou typu Sallen Key (návrh proveden v programu Micro CAP [30]). Schéma zapojení tohoto filtru stejných výchozích požadavků je na obr. 3.46.



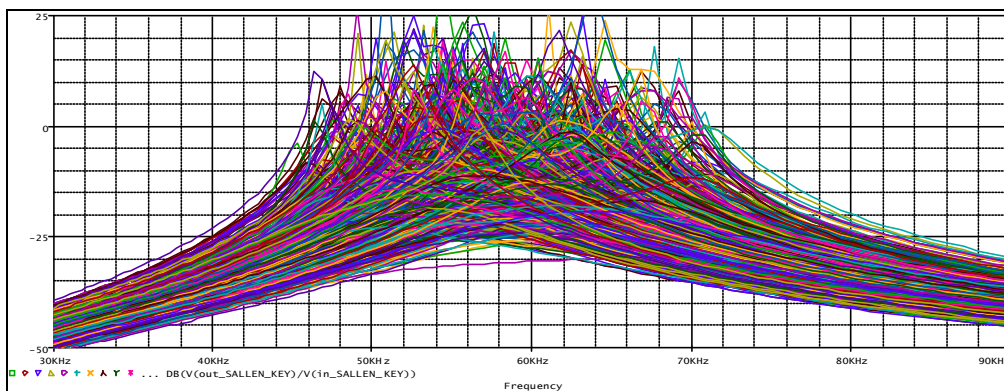
Obr. 3.46: Zapojení filtru Sallen Key, (PP 57 kHz).

Přenosové charakteristiky filtrů SI, FDNR a Sallen Key získané počítačovým modelováním jsou společně uvedeny v grafu na obr. 3.47, kde jsou pro názorné porovnání vykresleny pro stejný pokles na středním kmitočtu f_0 . V grafu je zřejmý charakter SI a FDNR jako HP a DP s vysokým činitelem jakosti Q , kdežto průběh modulové charakteristiky u filtru s obvodu Sallen Key je o poznání symetričtější vzhledem k rezonančnímu kmitočtu f_0 .



Obr. 3.47: Přenosové charakteristiky filtrů SI, FDNR a Sallen Key (PP 57 kHz).

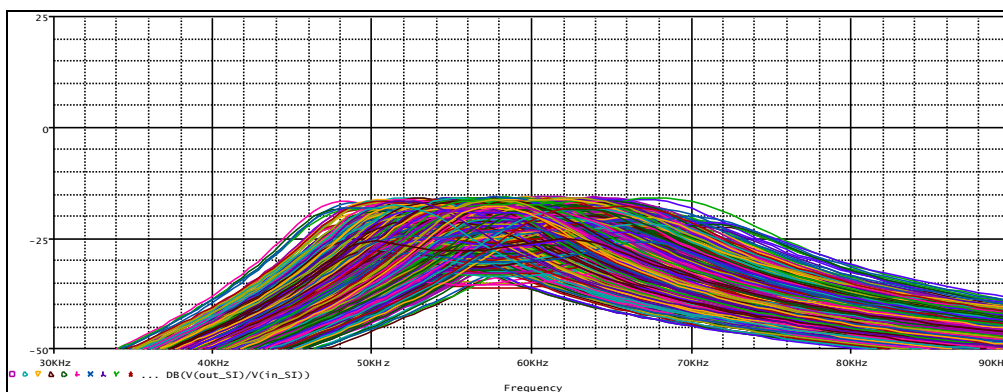
Pro porovnání z hlediska vlivu hodnot součástek na přenosové průběhy byla při modelování jako oblast toleranční analýzy zvolena blízká oblast kolem rezonančního kmitočtu f_0 .



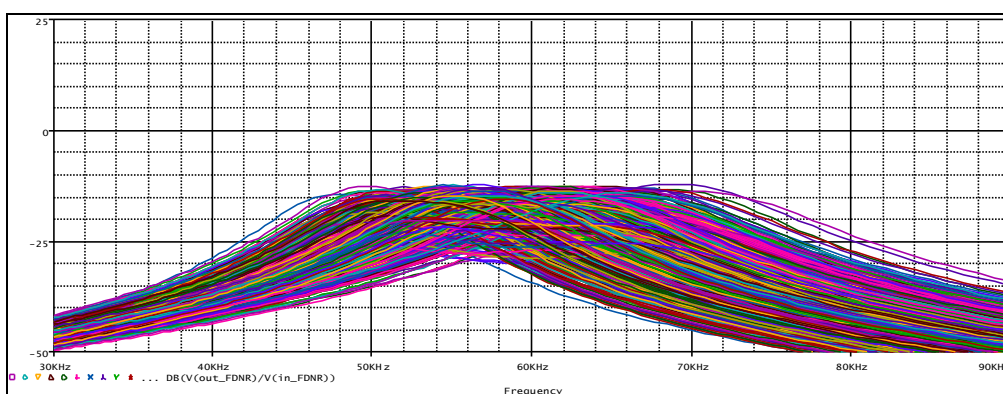
Obr. 3.48: Toleranční analýza Monte Carlo pro filtr typu Sallen Key.

Výsledky toleranční analýzy Monte Carlo pro všechny filtry jsou na obr. 3.48 – obr. 3.50. Vliv tolerance součástek na filtr s obvody typu Sallen Key je zřejmý. Je zde velký rozptyl přenosových charakteristik pro jednotlivé případy toleranční analýzy v porovnání s tolerančními analýzami filtrů SI a FDNR.

Rozptyl hodnot součástek v zapojeních filtrů SI a FDNR nemá takový vliv na výsledné přenosové charakteristiky jako u filtru s obvody typu Sallen Key což je patrné z obr. 3.49. a obr. 3.50.



Obr. 3.49: Toleranční analýza Monte Carlo pro filtr typu SI.



Obr. 3.50: Toleranční analýza Monte Carlo pro filtr typu FDNR.

Z uvedených tolerančních analýz jasně vyplývá, že filtr s obvody typu Sallen Key je mnohem citlivější na hodnoty jednotlivých prvků než zapojení vázaných filtrů SI a FDNR, kde k takovému rozptylu jednotlivých přenosových charakteristik nedochází. Rovněž výsledné zapojení filtru s obvody typu Sallen Key je složitější než zapojení vázaných filtrů SI a FDNR. Určitou nevýhodou navržených vázaných filtrů PP s jednoduchými ztrátovými aktivními obvody (SI a FDNR) je poněkud větší rozptyl hodnot pasivních součástí, než by bylo možné dosáhnout u složitějších zapojení bezztrátových aktivních prvků. Tento fakt by bylo možné v případě nutnosti eliminovat návrhem ztrátových aktivních obvodů se zvýšeným zesílením aktivního prvku (OZ), jak je rozebráno v podkap. 2.2 a 2.8.

Vzhledem ke skutečnosti mnohem menší citlivosti vázaných filtrů se ztrátovými prvky SI a FDNR na hodnoty součástek než u filtru s obvody typu Sallen Key a současně při použití přesnějších hodnot prvků, než byly použity v tolerančních analýzách, jeví se vázané filtry jako vhodnější volba pro filtraci signálu v praktických úlohách. Praktické využití vázaného filtru pásmové propusti je uvedeno v podkap. 4.1.

Závěr podkapitoly:

Provedené počítačové simulace aktivních obvodů pásmových propustí (PP) vázaných obvodů realizovaných se ztrátovými obvody FDNR a SI byly ověřeny návrhem a praktickým měřením ARC filtrů s cíleně ztrátovými bloky SI a FDNR. Porovnání modelovaných a naměřených charakteristik filtrů ukázalo velmi dobrou shodu a dokázalo, že způsob náhrady pasivních indukčností cíleně ztrátovými obvody typu SI nebo FDNR přináší dobré výsledky. Bylo prokázáno, že tyto cíleně ztrátové obvody jsou jednodušší a mají i menší citlivost než běžně používané kaskádní zapojení filtru s obvody Sallen Key. Rovněž byla experimentálně prokázána možnost využití výstupu OZ (V_{OUT2}) jako výstupu filtru namísto standardního výstupu filtru (V_{OUT1}) u druhého rezonančního obvodu. Jak se ukázalo, tato úprava zapojení s výhodou umožňuje i v případě cíleně ztrátových syntetických prvků SI a FDNR dosáhnout téměř shodných výsledků napětových úrovní výstupu jako při syntéze s bezztrátovými syntetickými prvky.

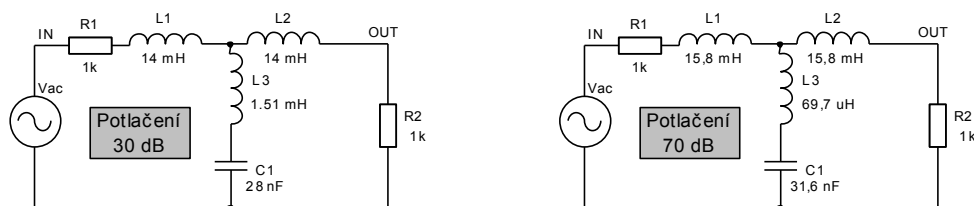
3.4 Kmitočtové filtry s nulami přenosu

Realizace filtrů s nulami přenosu vyžaduje jen nepatrné zvýšení složitosti oproti běžným příčkovým filtrům (obr. 1.5a, 1.5c). Nulu přenosu v přenosové funkci filtru získáme dodatečným vytvořením rezonančního obvodu v klasické struktuře příčkového filtru. Tím se dosáhne zvýšení strmosti boků modulové přenosové charakteristiky a výrazně se potlačí určitá její oblast (nula přenosu). V této oblasti je přenos teoreticky nulový. Tyto filtry s aproximačními funkcemi typu inverzní Čebyšev, Cauer nebo Feistel-Ünbehauen mají nejstrmější modulové kmitočtové charakteristiky v přechodném pásmu [2].

Cílem této kapitoly je analýza kmitočtových filtrů s nulami přenosu z důvodu optimalizace jejich syntézy v ARC struktuře. Zkoumány byly podrobně výsledné parametry filtru po vložení cílených ztrát. Všechny simulace byly realizovány pro dolní propust při mezním kmitočtu $f_{mez} = 10$ kHz a pro aproximaci inverzní Čebyšev. Minimální potlačení filtrů bylo zvoleno 30, 40, 50, 60 a 70 dB. Znalost analýzy vlivu těchto ztrát je důležitá z hlediska možné syntézy ARC filtrů s využitím ztrátových syntetických prvků (viz. podkap. 2.1 a 2.4). Nejprve jsou analyzovány RLC filtry 3., 5., 7. a 9. řádu a poté jsou závěry využity v syntéze ARC filtrů se ztrátovými syntetickými prvky. V závěru kapitoly je nastíněna metodika syntézy, včetně optimalizace zapojení se ztrátovými prvky a výsledných porovnání modelovaných a změřených průběhů.

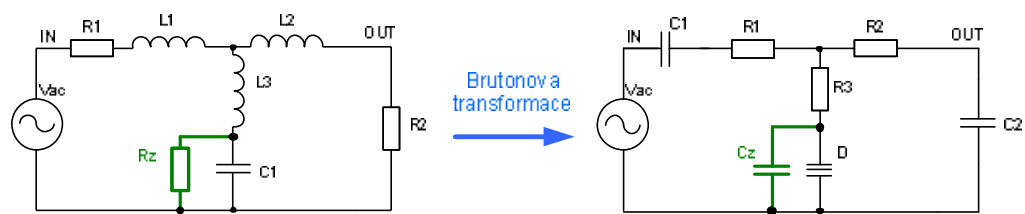
3.4.1 Simulace ztrát v RLC filtru 3. řádu

Nejprve byly podle [2] navrženy RLC filtry 3. řádu beze ztrát, příklady výsledných zapojení jsou na obr. 3.51 a v příloze na obr. P1 – P3.



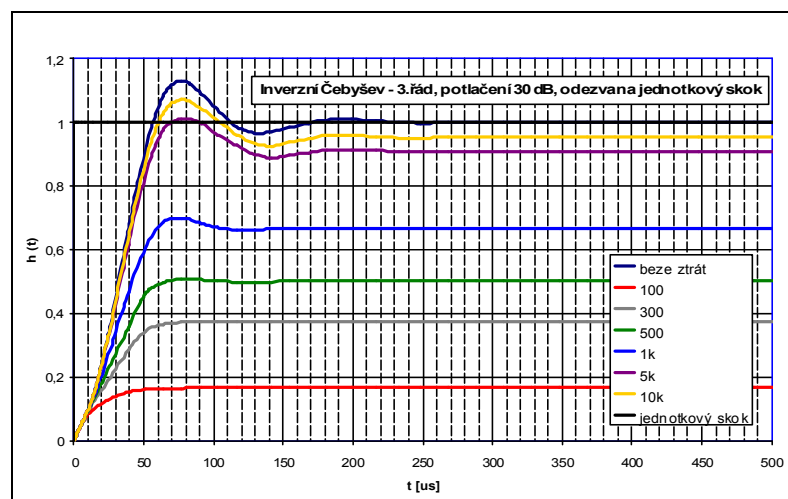
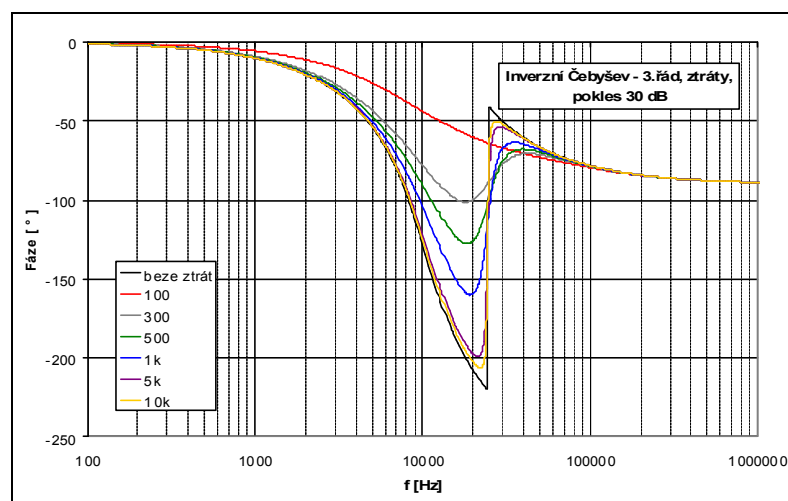
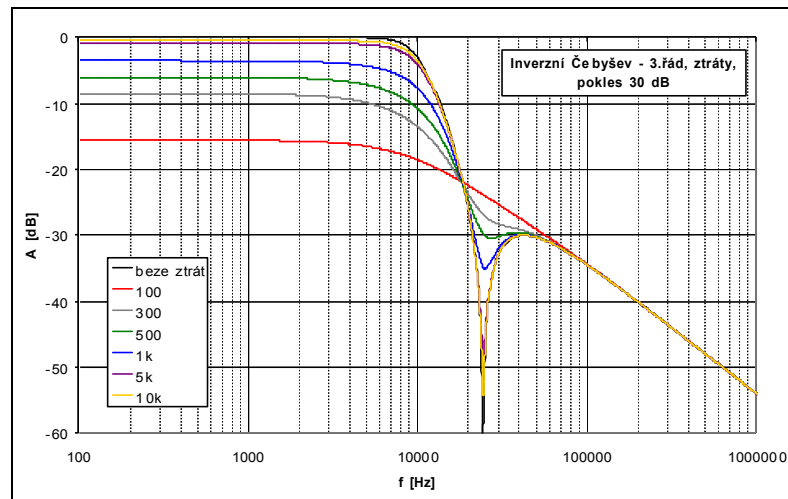
Obr. 3.51: RLC příčkové filtry 3. řádu, DP, aproximace Inv. Čebyšev, mezní kmitočet 10 kHz.

Ze zapojení na obr. 3.51 vychází modifikovaná zapojení se ztrátovým rezistorem R_z představující cílené ztráty v obvodu filtru (obr. 3.52), tyto ztráty představují ztráty kapacitoru. Paralelní zapojení kapacitoru C_1 a ztrátového rezistoru R_z představuje po provedení Bruntovy transformace dvojný kapacitor (viz. podkap. 2.1) se ztrátovým kapacitorem. Z tohoto důvodu bude v následující analýze zkoumán vliv ztrátového rezistoru R_z na výsledné parametry filtru.

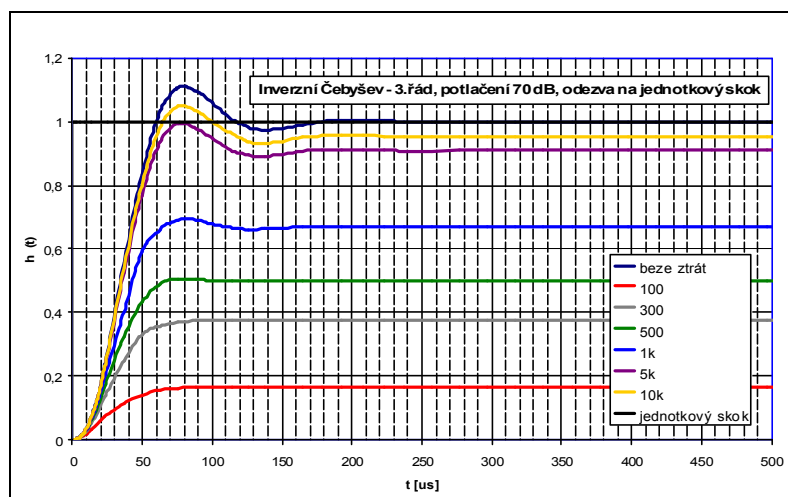
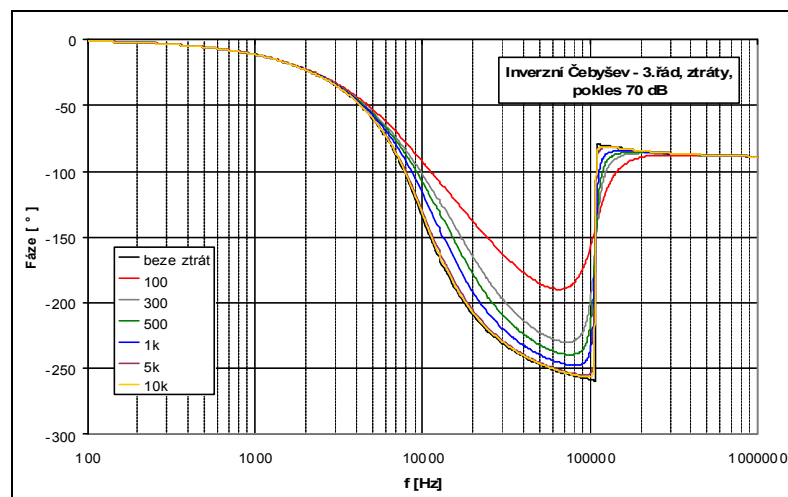
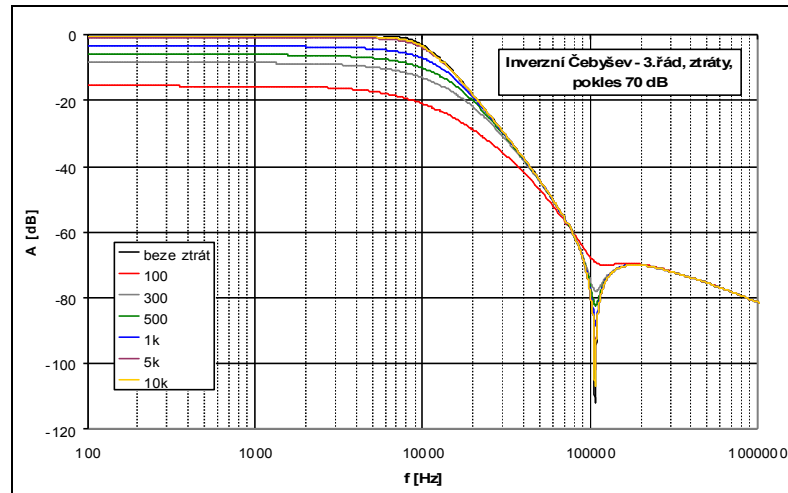


Obr. 3.52: Principiální zapojení pro analýzu vlivu cílených ztrát na výsledné parametry filtru 3. řádu a přepočítání filtru pomocí Brunonovy transformace.

Následující grafy (obr. 3.53 a obr. 3.54) charakteristik filtrů pro potlačení 30 a 70 dB ukazují modulovou, fázovou a přechodovou charakteristiku filtru 3. řádu (závislosti pro minimální potlačení filtru 40, 50 a 60 dB jsou uvedeny v příloze na obr. P1 – P3). V modulové a stejně tak v přechodové charakteristice bylo eliminováno posunutí charakteristik vlivem zakončovacích rezistorů R_1 a R_2 . Z modulových charakteristik je zřejmá deformace napětového přenosu se vzrůstajícími ztrátami, respektive se zmenšujícím se rezistorem R_z . Je zřejmé, že R_z menší než $5\text{ k}\Omega$ již zřetelně ovlivňuje napětový přenos, klesá strmost filtru a také je potlačována nula přenosu. Z modulových charakteristik lze také vysledovat vliv minimálního potlačení filtru na potlačení nuly přenosu. Čím je zvoleno menší minimální potlačení filtru, tím při stejném R_z dochází k většímu potlačení nuly přenosu, v oblasti přenosu nemá minimální potlačení filtru velký vliv. Fázové charakteristiky jasně ukazují vliv ztrát na skokovou změnu fáze rezonančního obvodu. Se vzrůstajícími ztrátami nedochází ke skokové změně fáze, ale změna je pozvolnější. Čím je zvoleno menší minimální potlačení filtru, tím dochází k pozvolnější změně fáze při stejném R_z . Poslední - přechodová charakteristika zobrazuje vliv ztrát na skokovou změnu budícího signálu na vstupu. Se vzrůstajícími ztrátami klesá napětový přenos filtru, ale také jeho citlivost. Vliv hodnoty minimálního potlačení filtru se zde projevuje jen velmi nepatrně.

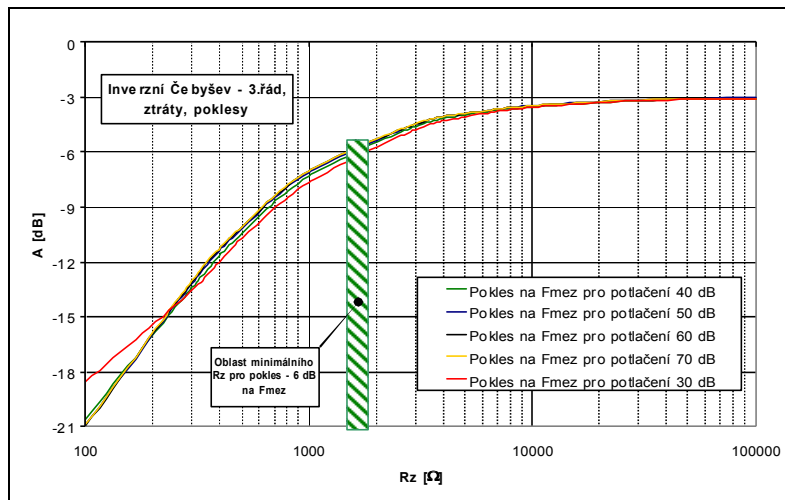


Obr. 3.53: Modulová, fázová a přechodová charakteristika - analýza vlivu ztrát, minimální potlačení filtru 30 dB.



Obr. 3.54: Modulová, fázová a přechodová charakteristika - analýza vlivu ztrát, minimální potlačení filtru 70 dB.

Na následujícím obr. 3.55 je vykreslena závislost poklesu napětového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním kmitočtu f_{mez} , kde dochází pro minimální potlačení filtru 40 dB k malým odchylkám. Pro minimální potlačení 30 dB je deformace křivky již zřetelnější. Tuto odchylku způsobuje skutečnost, že oblast minimálního přenosu 30 dB se nejvíce blíží k hranici poklesu v oblasti přenosu a tak deformuje tuto závislost oproti křivkám s větším minimálním potlačením.



Obr. 3.55: Závislost poklesu napětového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním kmitočtu f_{mez} .

Další pohled je zaměřen na modulovou charakteristiku filtru z hlediska činitele jakosti Q rezonančního obvodu zapojeného v příčné větvi.

Na obr. 3.52 je zakresleno obecné zapojení filtru 3. řádu s nulami přenosu a modifikované zapojení filtru s využitím Brutonovy transformace. Kmitočet nulového přenosu filtru určuje rezonanční obvod v příčné větvi příčkového filtru. Pro tento rezonanční kmitočet platí známý Thomsonův vztah:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (3.16)$$

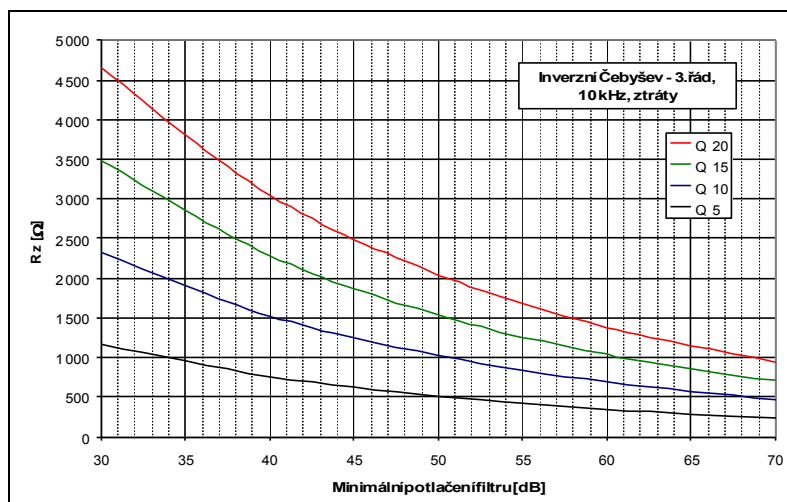
Ze vztahu je zřejmé, že rezonanční kmitočet není ovlivněn ztrátovým rezistorem R_z (obr. 3.52) zapojeným do obvodu. Ztráty způsobené rezistorem R_z na obr. 5.52, respektive kapacitorem C_z , přímo souvisejí s činitelem jakosti Q :

$$Q = \omega_r \cdot C \cdot R_z \quad (3.17)$$

Dále uvedený vypočtený graf na obr. 3.56 ukazuje závislost minimální hodnoty ztrátového rezistoru R_z pro jednotlivé minimální potlačení filtru 30 až 70 dB pro různé činitele jakosti Q .

Ze zobrazených průběhů je zřetelný vliv vložených ztrát na modulovou, fázovou a přechodovou charakteristiku filtru. Vyplývá z nich také, že v případě volby většího minimálního potlačení je deformace výsledných průběhů při stejné velikosti ztrát menší, než je tomu u menšího minimálního potlačení.

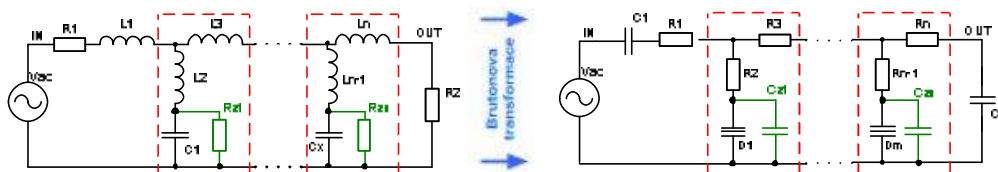
Zjištěné souvislosti vlivu ztrát na výsledné parametry filtru budou využity při syntéze filtru na konci této kapitoly. V následujících třech podkapitolách jsou shrnuty výsledky závislostí charakteristik na ztrátách také u filtrů vyšších řádů (5. - 9. řád).



Obr. 3.56: Závislost minimální hodnoty ztrátového rezistoru R_z pro zvolené minimální potlačení filtru.

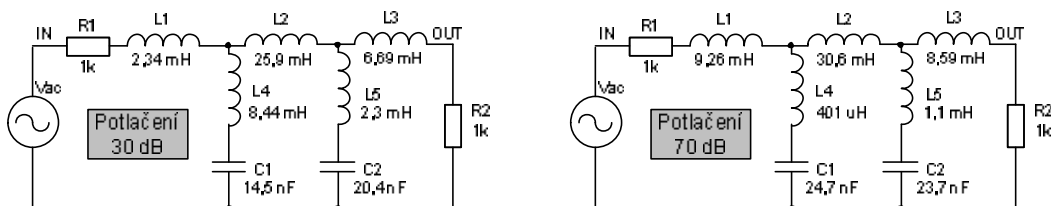
3.4.2 Simulace ztrát v RLC filtru 5. řádu

Obecné zapojení těchto filtrů s nulami přenosu včetně modifikací po Brutonově transformaci je na obr. 3.57. V následující podkapitole byl proveden rozbor vlivu ztrát u příčkových filtrů 5. řádů s minimálním požadovaným potlačením v nepropustném pásmu v rozsahu 30 – 70 dB.



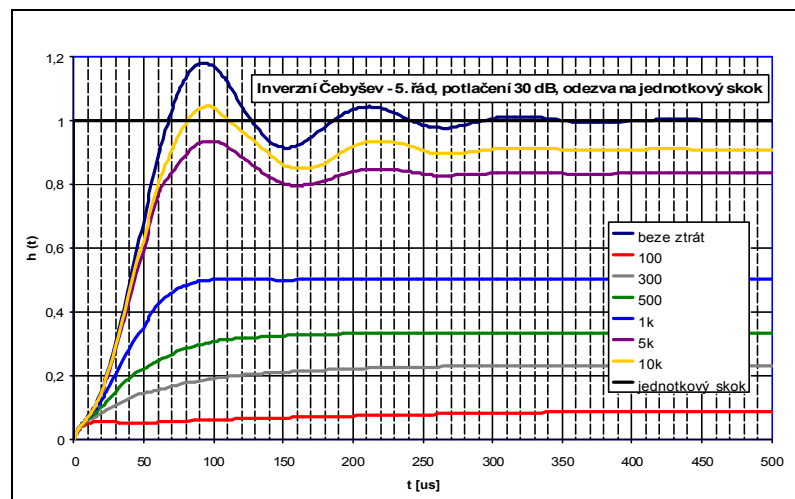
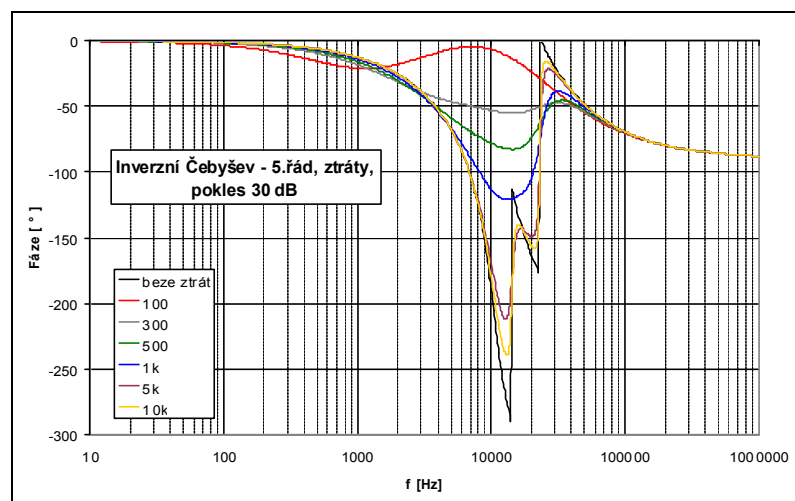
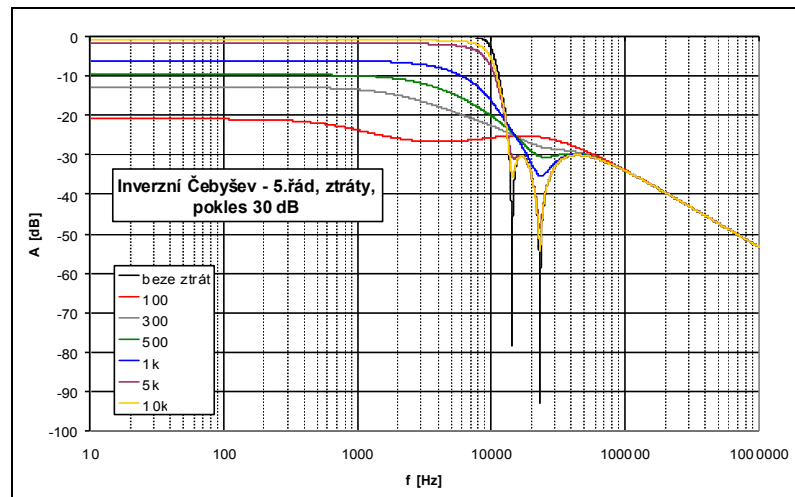
Obr. 3.57: Univerzální principiální zapojení pro analýzu vlivu cílených ztrát na výsledné parametry filtru 5. řádu a přepočítání filtru pomocí Brunovy transformace.

Zapojení ideálních zkoumaných RLC filtrů 5. řádu jsou na obr. 3.58.

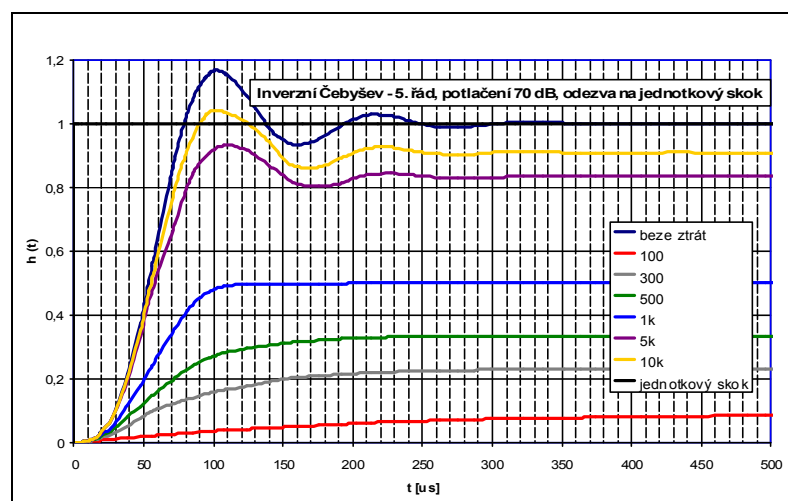
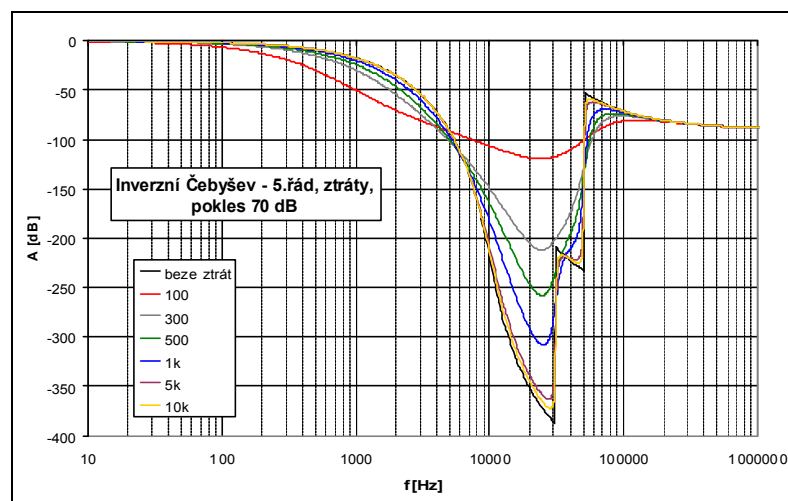
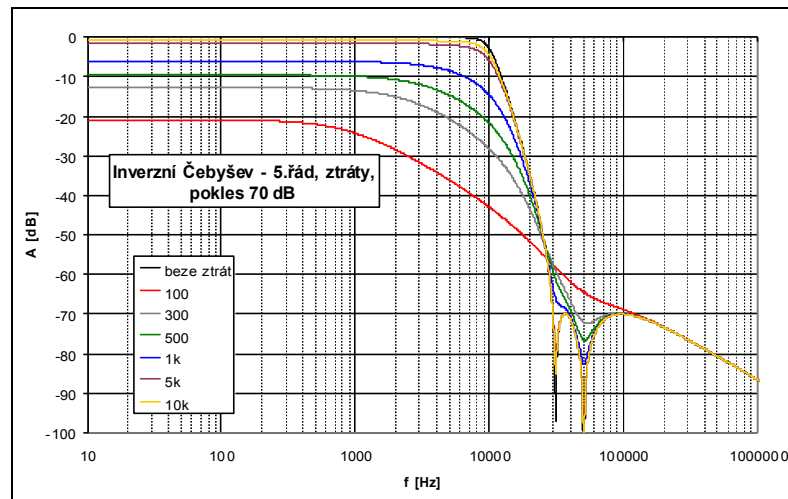


Obr. 3.58: RLC příčkové filtry 5. řádu, DP, aproximace Inv. Čebyšev, mezní kmitočet 10 kHz.

Výsledné charakteristiky zkoumaných filtrů na obr. 3.59 a obr. 3.60 ukazují vliv ztrát na výsledné parametry filtru pro minimální potlačení filtru 30 dB a 70 dB (závislosti pro minimální potlačení filtru 40, 50 a 60 dB jsou uvedeny v příloze na obr. P.4 – P.6). Oproti filtru 3. řádu, kde je ztrátový rezistor jen jeden, jsou pro stejnou hodnotu rezistoru ve filtru 5. řádu ztráty dvojnásobné, neboť jsou způsobeny ztrátovými rezistory R_{z1} a R_{z2} .

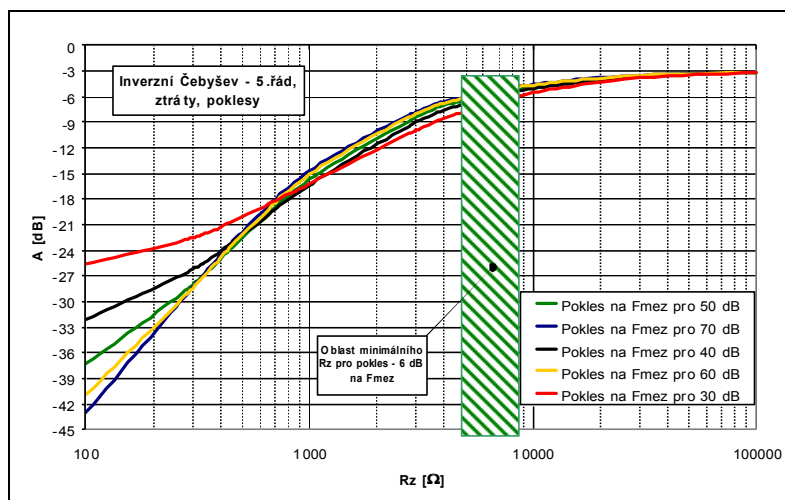


Obr. 3.59: Modulová, fázová a přechodová charakteristika - analýza vlivu ztrát, minimální potlačení filtru 30 dB.



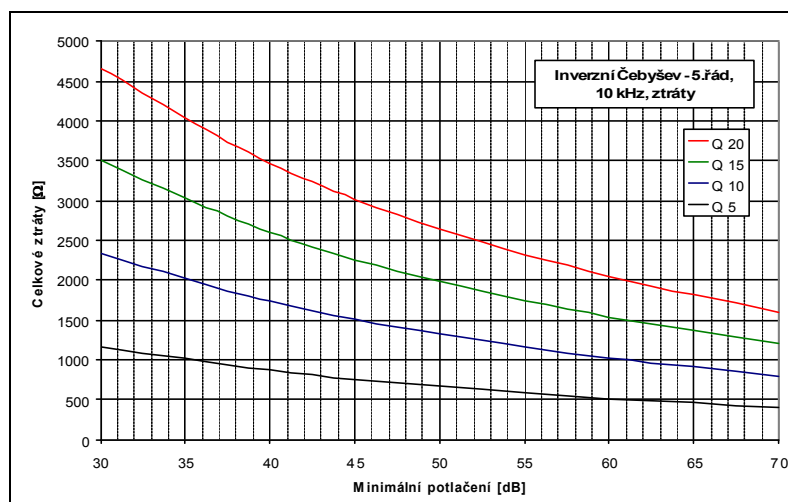
Obr. 3.60: Modulová, fázová a přechodová charakteristika - analýza vlivu ztrát, minimální potlačení filtru 70 dB.

Na obr. 3.61 je vykreslena závislost poklesu napětového přenosu v závislosti na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním kmitočtu f_{mez} . V porovnání s filtrem 3. řádu z obr. 3.55 zde pro menší minimální potlačení dochází k výraznějším odchylkám přenosu než při větším zvoleném minimálním potlačení filtru.



Obr. 3.61: Závislost poklesu napětového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním kmitočtu f_{mez} .

Následující závislost na obr. 3.62 udává minimální hodnotu celkového ztrátového odporu R_z filtru na činiteli jakosti Q při zvolené minimální hodnotě potlačení filtru. (Celkový ztrátový odpor představuje výsledný paralelní součet hodnot rezistorů R_{z1} a R_{z2} odpovídajících vypočteným Q rez. obvodů.)

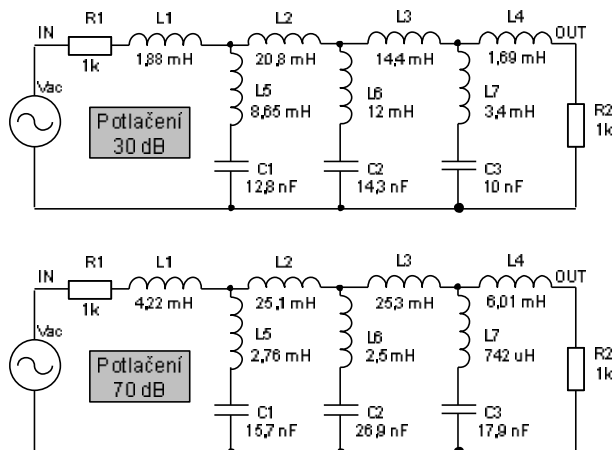


Obr. 3.62: Závislost celkových ztrát pro zvolené minimální potlačení filtru.

Porovnání výsledných závislostí 3. a 5. řádu filtru bude uvedeno společně s výsledky simulací 7. a 9. řádu filtru na konci této kapitoly.

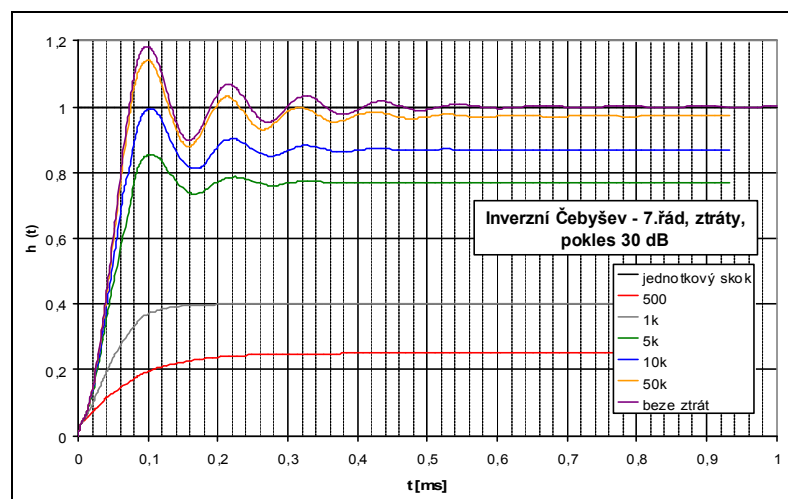
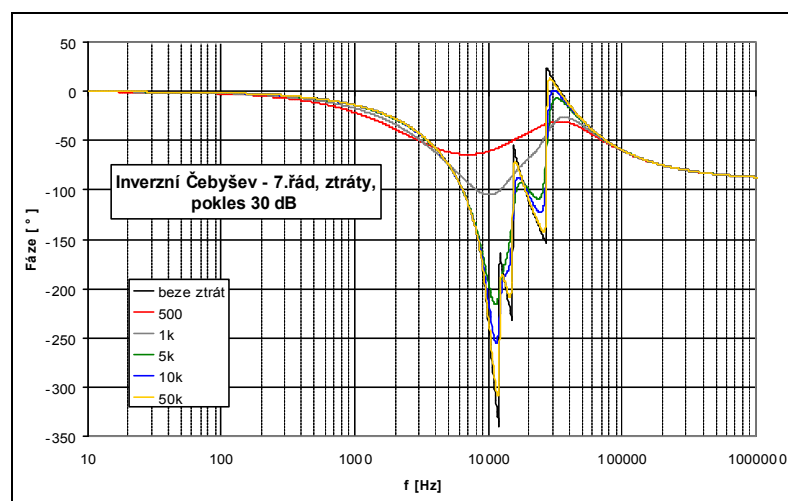
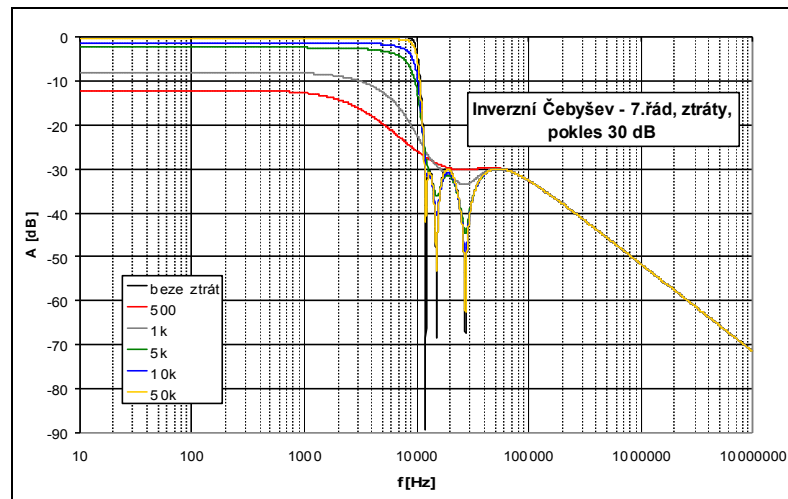
3.4.3 Simulace ztrát v RLC filtru 7. řádu

V následující podkapitole jsou vykresleny závislosti RLC filtru 7. řádu stejně jako v případě RLC filtrů 3. a 5. řádu. Principiální zapojení kmitočtového filtru 7. řádu pro analýzu vlivu cílených ztrát na výsledné parametry filtru je možné odvodit z obr. 3.57. Zapojení ideálních navržených zkoumaných filtrů 7. řádu je pak uvedeno na následujícím obrázku 3.63.

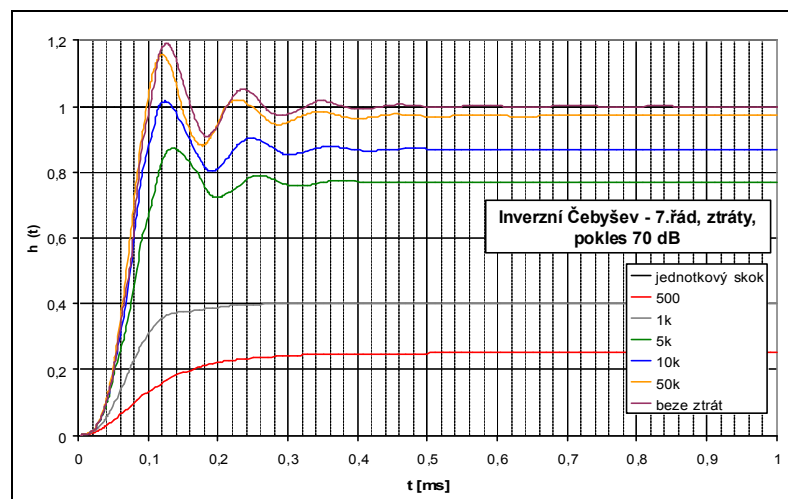
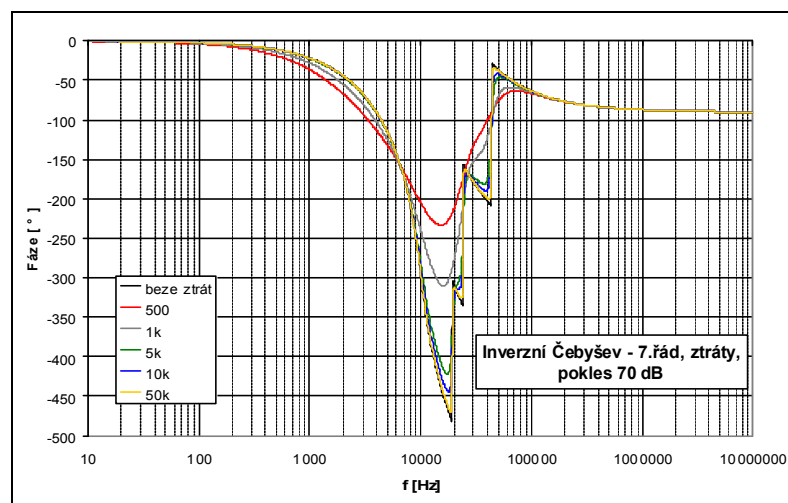
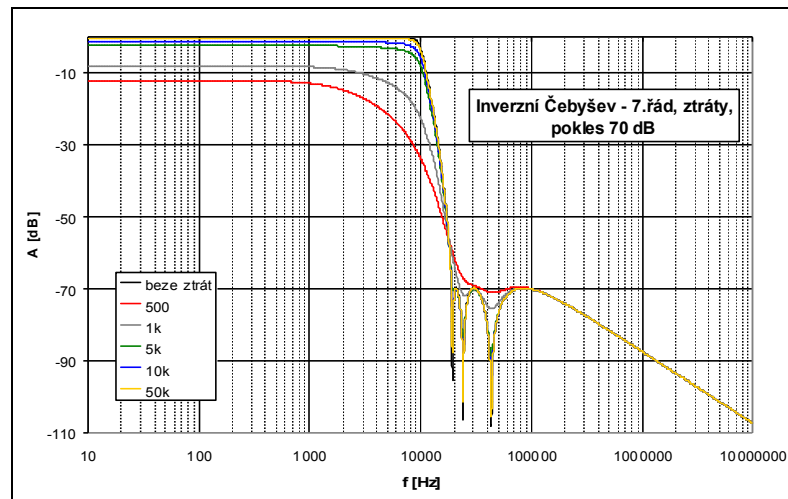


Obr. 3.63: RLC přičkové filtry 7. řádu, DP, aproximace Inv. Čebyšev, mezní kmitočet 10 kHz.

Závislosti na obr. 3.64 a obr. 3.65 ukazují vliv ztrát na výsledné parametry filtru pro minimální potlačení filtru 30 dB a 70 dB (závislosti pro minimální potlačení filtru 40, 50 a 60 dB jsou uvedeny v příloze na obr. P.7 – P.9). Stejně jako u filtru 5. řádu byly v grafech na obr. 3.67, obr. 3.73 a obr. 3.74 přepočítány jednotlivé ztrátové rezistory R_{z1} , R_{z2} a R_{z3} na celkové ztráty.

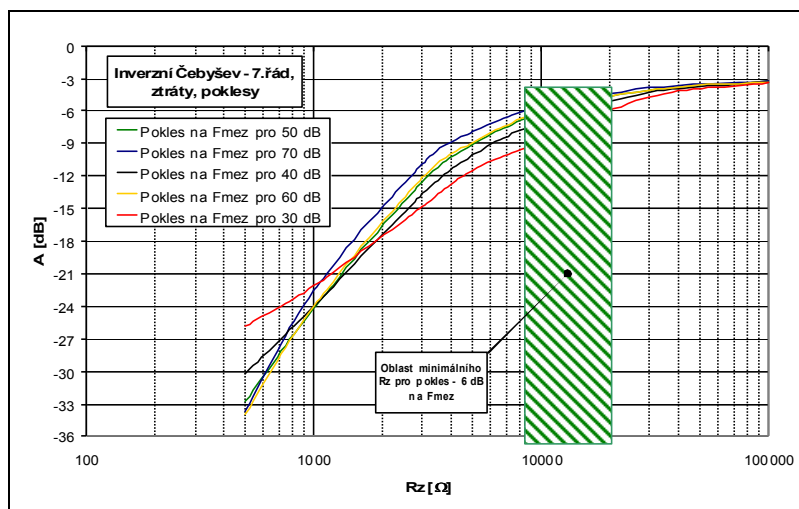


Obr. 3.64: Modulová, fázová a přechodová charakteristika - analýza vlivu ztrát, minimální potlačení filtru 30 dB.



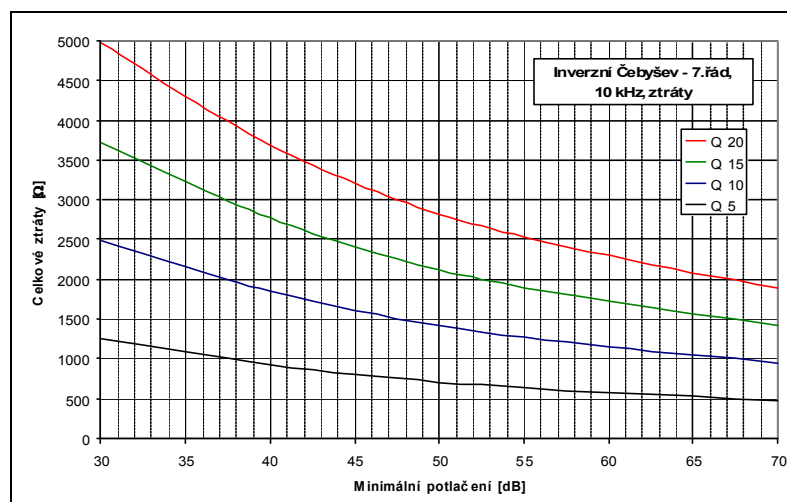
Obr. 3.65: Modulová, fázová a přechodová charakteristika - analýza vlivu ztrát, minimální potlačení filtru 70 dB.

Na obr. 3.66 je vykreslena závislost poklesu napěťového přenosu v závislosti na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním kmitočtu f_{mez} . Při porovnání s filtrem 3. a 5. řádu z obr. 3.55 a obr. 3.61 zde dochází opět k výraznějším odchylkám pro jednotlivá minimální potlačení, neboť s rostoucím řádem filtru rostou přirozeně i celkové ztráty vlivem dalšího ztrátového rezistoru.



Obr. 3.66: Závislost poklesu napěťového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním kmitočtu f_{mez} .

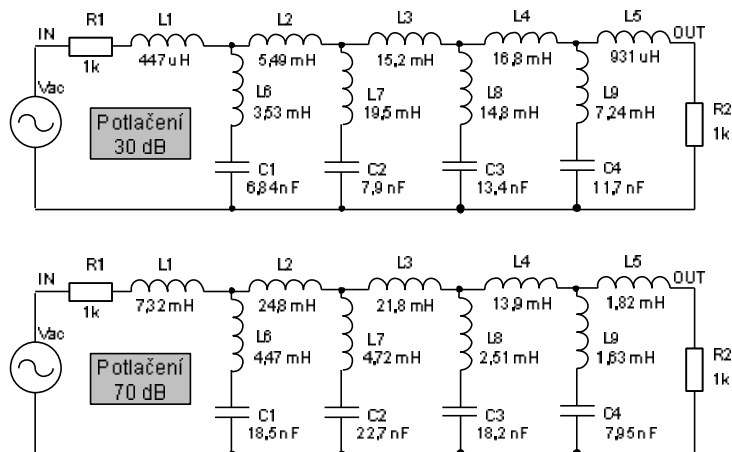
Následující závislost na obr. 3.67 udává závislost celkového minimálního ztrátového odporu filtru na zvoleném minimálním potlačení filtru při jednotlivých činitelích jakosti Q . (Stejně jako v případě filtru 5. řádu byly pro zadaný činitel jakosti Q vypočteny jednotlivé průběhy na základě každého rezonančního obvodu, ze kterých byly získány rozdílné hodnoty rezistorů R_{z1} , R_{z2} a R_{z2} . Celkové ztráty v zapojení filtru představují výslednou hodnotu získanou paralelním součtem hodnot těchto rezistorů.)



Obr. 3.67: Závislost celkových ztrát pro zvolené minimální potlačení filtru.

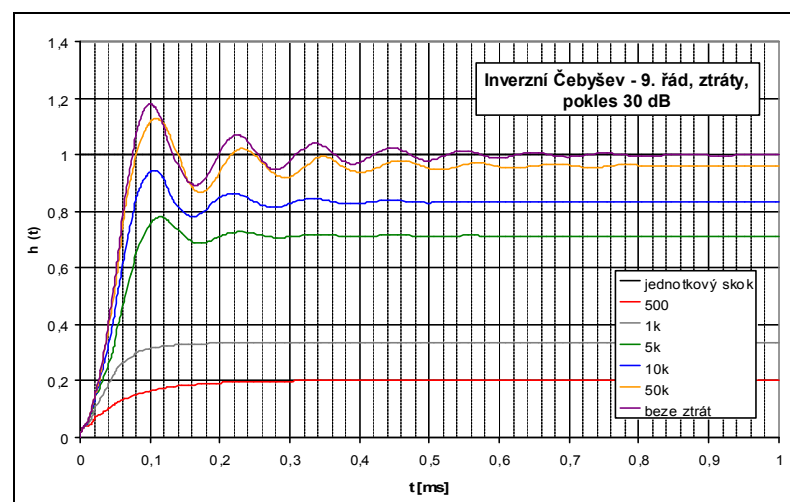
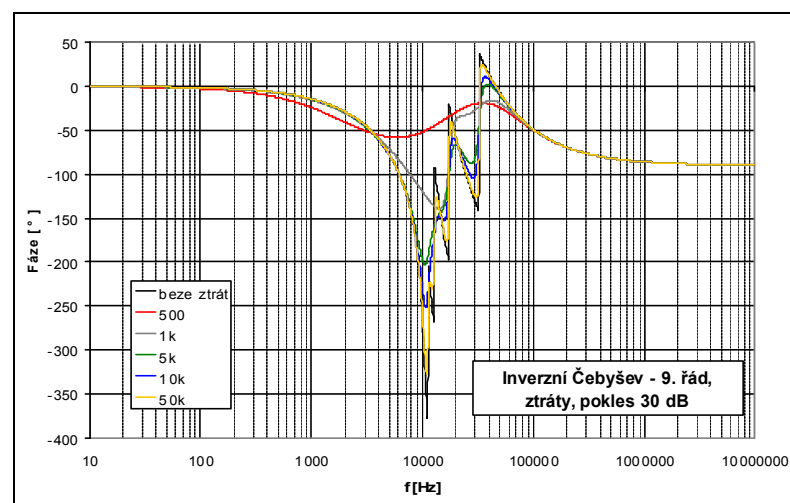
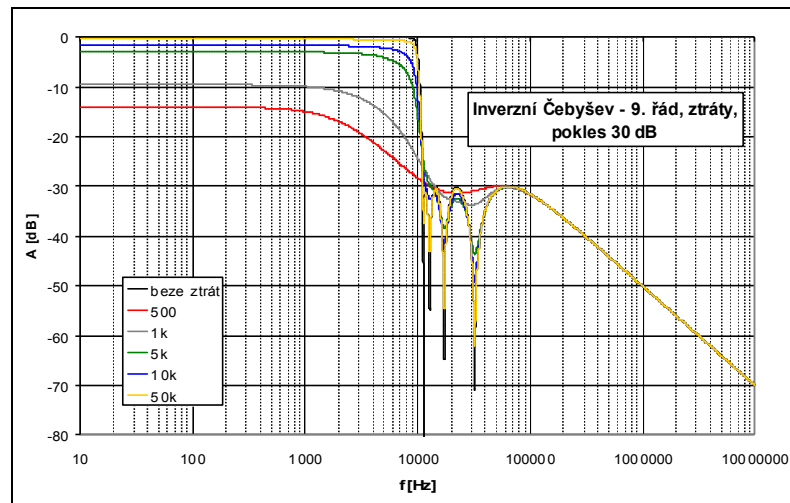
3.4.4 Simulace ztrát v RLC filtru 9. řádu

Jako poslední byly, po vložení cílených ztrát, zkoumány výsledné vlastnosti filtrů 9. řádu. Hodnoty ztrátových rezistorů R_z byly pro tento řád filtru zvoleny stejné jako v předchozích případech. Zapojení kmitočtového filtru 9. řádu pro analýzu cílených ztrát na výsledné parametry filtru současně se zapojením po provedení Brutonovy transformace vychází z principiálního zapojení na obr. 3.57. Zapojení ideálních navržených zkoumaných filtrů 9. řádu jsou uvedena na následujícím obr. 3.68.

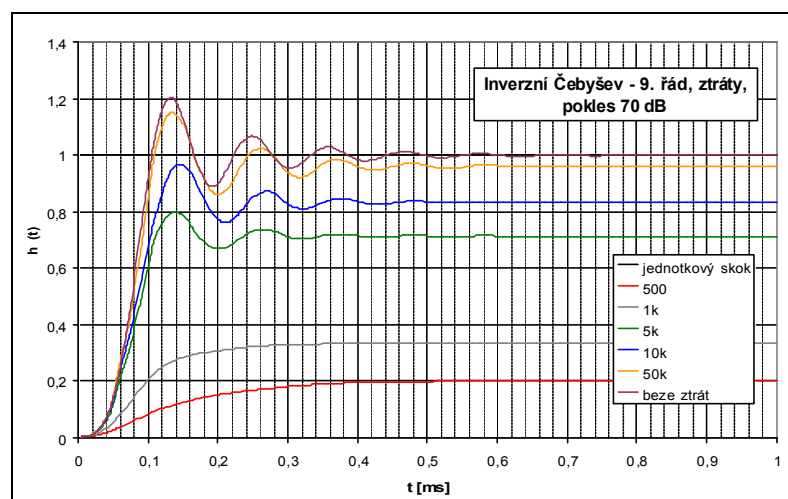
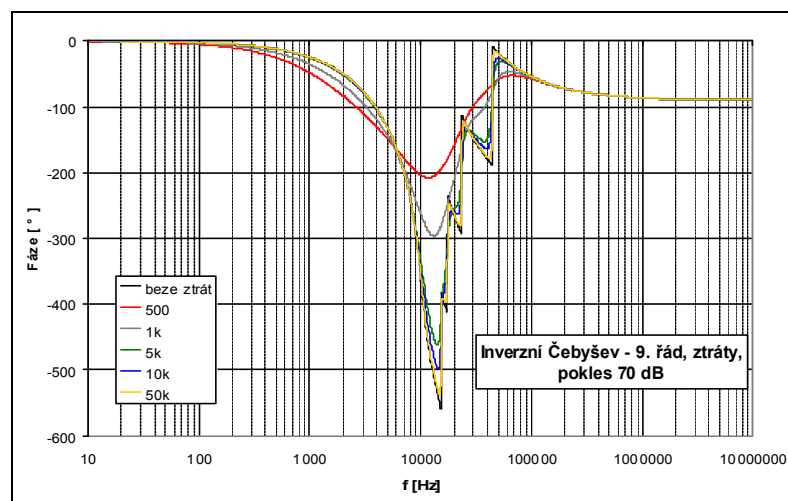
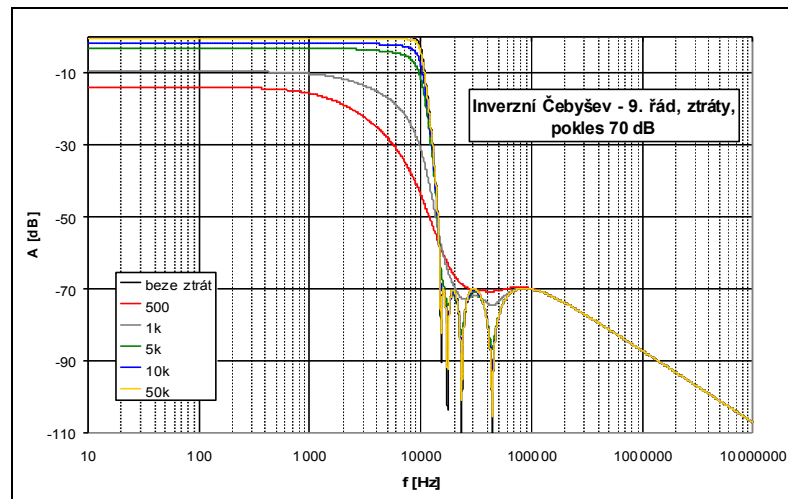


Obr. 3.68: RLC přičkové filtry 9. řádu, DP, aproximace Inv. Čebyšev, mezní kmitočet 10 kHz.

Následující závislosti na obr. 3.69 a obr. 3.70 ukazují vliv ztrát na výsledné parametry filtru vzhledem k minimálnímu potlačení filtru 30 dB a 70 dB (závislosti pro minimální potlačení filtru 40, 50 a 60 dB jsou uvedeny v příloze na obr. P.10 – P.12). Stejně jako u filtrů 5. a 7. řádu byly v grafech na obr. 3.72, obr. 3.73 a obr. 3.74 určeny celkové ztráty obvodu R_z z dílčích ztrátových rezistorů R_{z1} až R_{z4} .

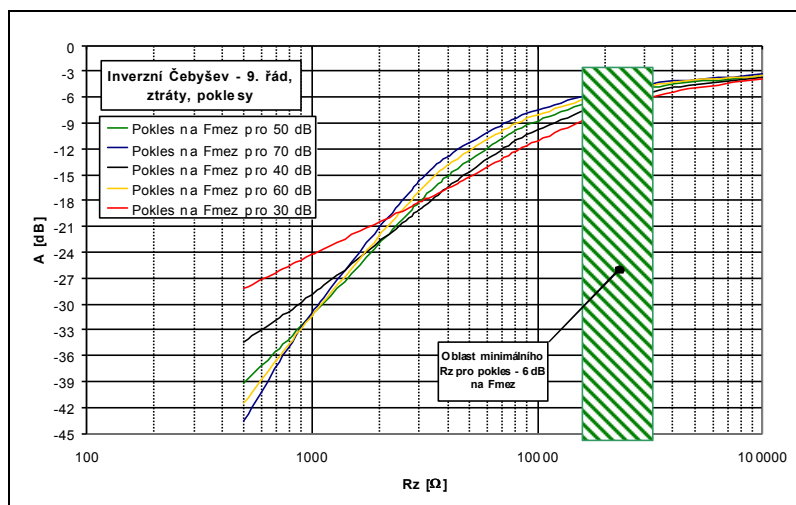


Obr. 3.69: Modulová, fázová a přechodová charakteristika - analýza vlivu ztrát, minimální potlačení filtru 30 dB.



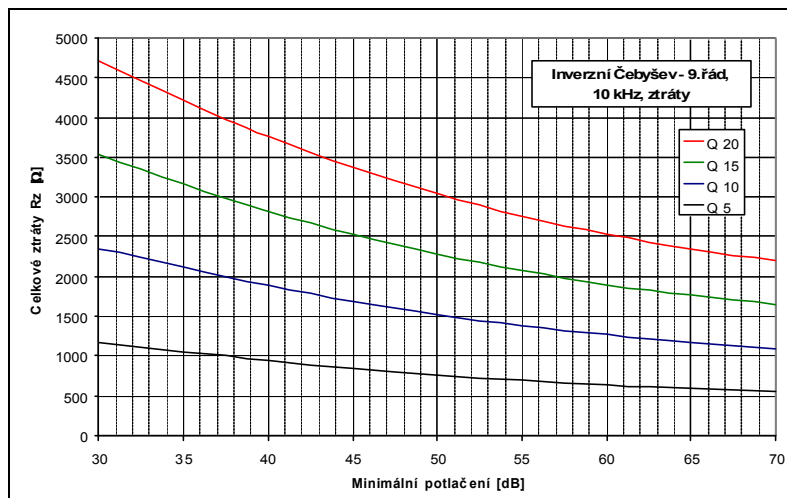
Obr. 3.70: Modulová, fázová a přechodová charakteristika - analýza vlivu ztrát, minimální potlačení filtru 70 dB.

Na obr. 3.71 je, stejně jako v předchozích řádech filtru, vykreslena závislost poklesu napětového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním kmitočtu f_{mez} . V porovnání s filtrem 3., 5. a 7. řádu z obr. 3.55, obr. 3.61 a z obr. 3.66 zde dochází k největším odchýlkám pro jednotlivá minimální potlačení, neboť s rostoucím řádem filtru rostou přirozeně i celkové ztráty.



Obr. 3.71: Závislost poklesu napětového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním kmitočtu f_{mez} .

Následující závislost na obr. 3.72 udává celkový minimální ztrátový odpor v závislosti na zvoleném minimálním potlačení filtru pro jednotlivé činitele jakosti Q .

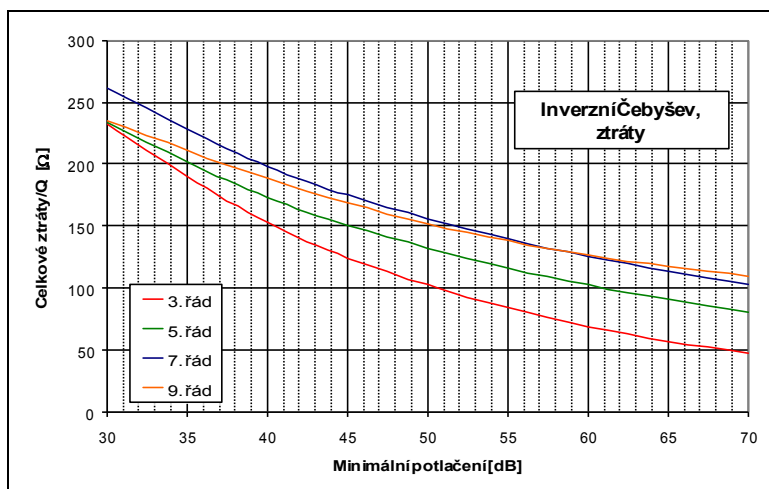


Obr. 3.72: Závislost celkových ztrát pro zvolené minimální potlačení filtru.

3.4.5 Shrnutí analýzy ARC filtru s nulami přenosu a se ztrátovými bloky FDNR

Možnosti využití ztrátových bloků FDNR v příčkových filtrech ARC s nulami přenosu předchází analýza původních ideálních bezztrátových RLC prototypů filtrů. Za účelem sledování vlivu těchto ztrát na parametry výsledného filtru byly tyto filtry analyzovány s cíleně vloženými ztrátami. Obecně není možné určit jasnou hranici, kdy z hlediska ztrát lze v aktivních modifikacích těchto filtrů ztrátové aktivní prvky FDNR použít a kdy už nikoli, neboť dovolené

odchyly (od referenčních křivek bezztrátových ideálních filtrů) vlivem ztrát musí volit návrhář podle základních požadavků přenosových vlastností filtru. Získané modelované závislosti pro jednotlivé řády filtru byly použity pro komplexní porovnání jednotlivých filtrů z různých hledisek. Hlavní důraz byl kladen především na modulové charakteristiky analyzovaných filtrů. Výše uvedené kmitočtové závislosti, včetně odezev na jednotkový skok včetně grafů na obr. 3.74 a 3.75 jsou uvedeny pro hodnotu jednoho rezistoru R_z vloženého do příčné větve příčkového filtru pro možnost názorného porovnání mezi jednotlivými řády filtrů. Závislosti na obr. 3.73 a obr. 3.74 jsou naopak z důvodu znormování uvedeny pro ztráty celkové. V jednotlivých podkapitolách byly provedeny analýzy jednotlivých řádů samostatně, dále jsou mezi sebou porovnány ve společných grafech. V provedených analýzách (obr. 3.56, obr. 3.62, obr. 3.67 a obr. 3.72) byl jako základní porovnávací parametr zvolen činitel jakosti Q , který při vlastní syntéze přímo souvisí s cíleně vloženými ztrátami aktivních bloků. Následující normovaný graf na obr. 3.73 ukazuje výsledné závislosti celkových ztrát filtru a činitele jakosti Q na minimálním potlačení pro jednotlivé řády filtru.



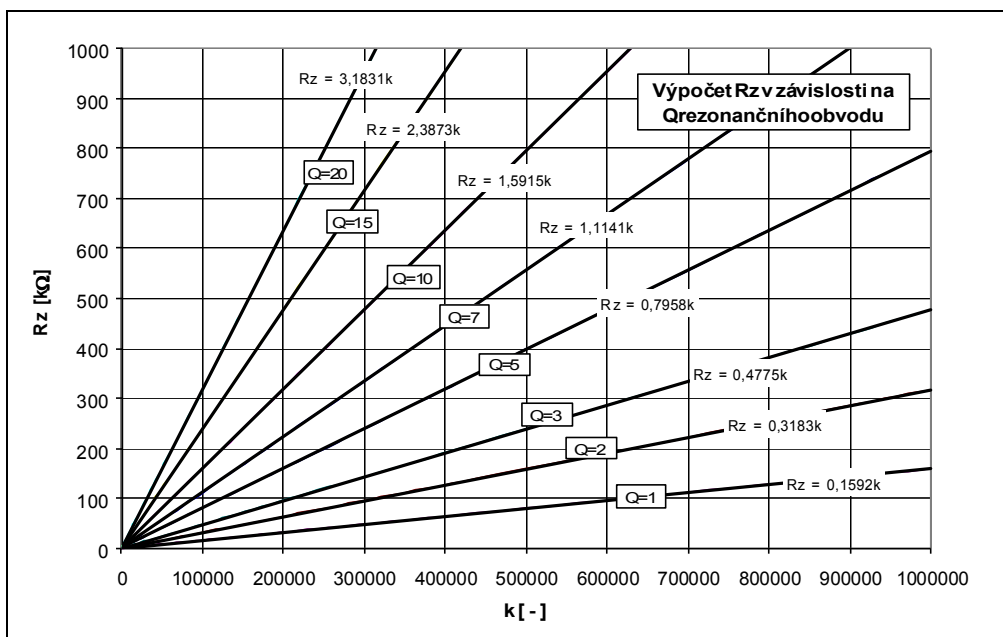
Obr. 3.73: Závislost podílu celkových ztrát filtru a činitele jakosti Q na minimálním potlačení pro jednotlivé řády filtru (Inv. Čebyšev, DP).

Při srovnání uvedených charakteristik pro jednotlivé řády filtru můžeme jasně charakterizovat vliv minimálního potlačení filtru. S rostoucím potlačením pro všechny řády filtru rostou i celkové cíleně vložené ztráty, které můžeme vložit do zapojení při určitém činiteli jakosti Q . Tento trend je přirozeně ještě závislý na řádu filtru - čím vyšší řád filtru, tím menší ztráty lze pro stejný činitel jakosti Q vložit.

Uvedené grafy na obr. 3.73 platí pouze pro jeden poměr prvků L a C v rezonančním obvodu (též platí samozřejmě i pro rovnocenné průběhy ostatních řádů filtru uvedených v předešlých podkapitolách). V případě změny kmitočtu a dodržení stejného poměru prvků L a C , budou se jevit grafy jako kmitočtově nezávislé. Avšak pro různé poměry prvků L a C se závislost na kmitočtu projeví. Proto byl vykreslen graf na obr. 3.74. V tomto grafu je kmitočtová závislost vyjádřena pomocí koeficientu k :

$$k = \frac{1}{C \cdot f} \quad , \quad (3.18)$$

kde C je kapacita rezonančního obvodu a f je rezonanční kmitočet. Tímto bylo dosaženo linearizace charakteristik – vztah (3.19) a normování grafu pro všechny kmitočty. Uvedený graf platí i pro všechny řády filtru, je však nutné vzít v potaz, že na ose y jsou vyneseny celkové ztráty filtru.



Obr. 3.74: Závislost ztrátového rezistoru R_z na koeficientu k pro jednotlivé činitele jakosti Q rezonančního obvodu.

Výsledný graf na obr. 3.74 ukazuje závislosti pro činitele jakosti 1 až 20, snadno lze vypočítat směrnice přímků pro jiné činitele jakosti Q . Následující tabulka je přehledně uvádí pod označením proměnné z .

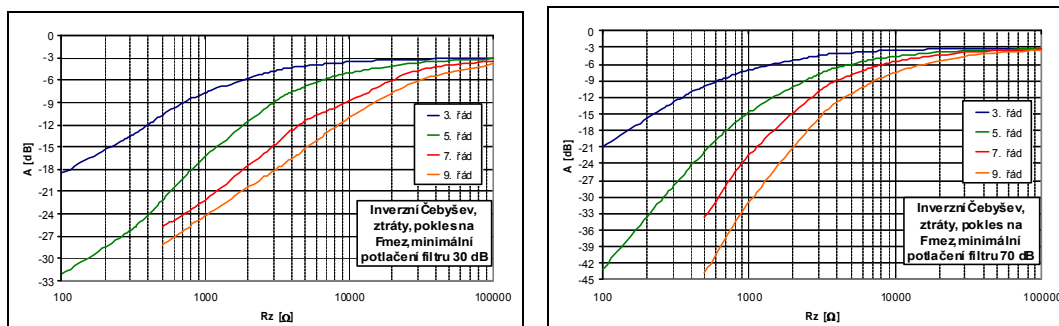
Tab. 3.2: Parametr z pro jednotlivé činitele jakosti.

Q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
z	0,1592	0,3183	0,4775	0,6366	0,7958	0,9549	1,1141	1,2732	1,4324	1,5915
Q	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
z	1,7507	1,9099	2,0690	2,2282	2,3873	2,5465	2,7056	2,8648	3,0239	3,1831

Pomocí parametru z lze již snadno určit ztrátový rezistor R_z podle vztahu:

$$R_z = z \cdot k, \quad (3.19)$$

kde z je směrnice přímků pro jednotlivé činitele jakosti a k je koeficient podle vztahu (3.18).



Obr. 3.75: Závislosti poklesu napětového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z při mezním kmitočtu f_{mez} pro minimální potlačení filtru 30 a 70 dB.

Důležitým kritériem, které může sloužit návrhářovi při posuzování vlivu ztrát na výsledné parametry filtru, je pokles přenosu u jednotlivých řádů filtru (obr. 3.75). Bylo zjištěno, že napěťový pokles přenosu u modulové charakteristiky v přenosové oblasti není závislý na minimálním potlačení filtru, proto lze výsledné průběhy této závislosti pro všechny řády filtru zobrazit v jednom grafu (viz. obr. P.13 v příloze - vlevo nahoře). Napěťový pokles přenosu u modulové charakteristiky při mezním kmitočtu f_{mez} však již na minimálním potlačení filtru závislý je, proto jsou tyto závislosti vykresleny v grafech (obr. 3.75 a v příloze na obr. P.13) pro jednotlivá minimální potlačení filtru.

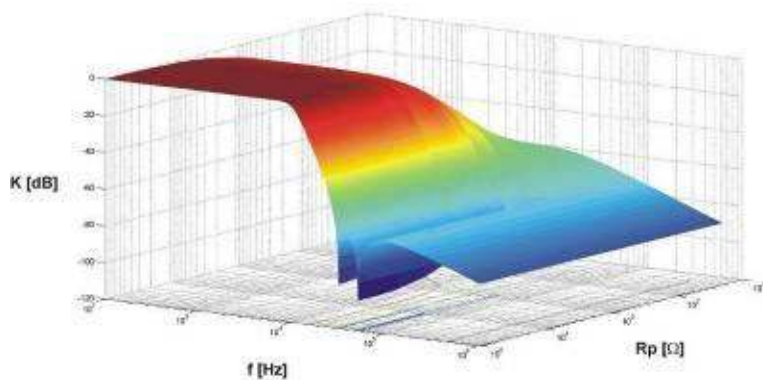
Porovnáním výše uvedených grafů lze dojít k následujícím závěrům:

Napěťový pokles přenosu u modulové charakteristiky v přenosové oblasti s rostoucím řádem filtru přirozeně také roste, neboť zatímco u 3. řádu filtru je ztrátový rezistor R_z jeden, u 5. řádu filtru jsou to již rezistory dva, u 7. řádu filtru tři a u 9. řádu filtru čtyři. Paralelní součet hodnot ztrátových rezistorů s sebou nese přirozeně větší vložené ztráty a tato skutečnost se samozřejmě promítá v porovnávaných závislostech. Pokles napěťového přenosu pro různá minimální potlačení filtru nelze jednostranně vyhodnotit, neboť z výsledků vyplývá, že s rostoucím minimálním potlačením filtru se ztráty pro stejný pokles přenosu na mezním kmitočtu f_{mez} snižují, avšak to platí pouze v oblasti nižších ztrát. Při vyšších ztrátách dochází naopak k opačnému jevu. Tedy, že s rostoucím minimálním potlačením filtru se ztráty pro stejný pokles přenosu na mezním kmitočtu f_{mez} zvyšují. Oblast, kdy k tomuto jevu dochází je navíc u každého řádu filtru jiná. Lze však konstatovat, že s rostoucím řádem filtru se tato oblast posouvá k menším ztrátám. Celý tento jev je způsoben tím, že míra zkreslení při vysokých ztrátách je velmi značná a tak dochází k velké deformaci modulové charakteristiky jak je tomu např. u filtru: 7. řádu, minimální pokles 30 dB a ztrátové rezistory $R_z = 500 \Omega$ (modulová charakteristika, červená křivka na obr. 3.63). Závislosti vlivu ztrát na výsledné parametry filtru byly ještě doplněny o následující tab. 3.3, která udává hodnoty celkových vložených ztrát v závislosti na potlačení v propustném pásmu filtru. Výše uvedené skutečnosti byly částečně publikovány v [31].

Tab. 3.3: Celkové vložené ztráty v závislosti na poklesu přenosu v propustném pásmu filtru.

Pokles [dB]	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	2	3
3. řád	∞	54445	24073	15271	11199	8806	7236	6141	5324	4692	4168	1949	1219
5. řád	∞	108890	48146	30542	22398	17612	14472	12282	10648	9384	8336	3898	2438
7. řád	∞	163335	72219	45813	33597	26418	21708	18423	15972	14076	12504	5847	3657
9. řád	∞	217780	96292	61084	44796	35224	28944	24564	21296	18768	16672	7796	4876

Všechny uvedené závislosti v této kapitole umožňují návrhářovi získat základní představu o vlivu ztrát na výsledné parametry filtru (3. - 9. řád, inverzní Čebyšev, DP). V následující podkapitole bude krok za krokem provedena názorná syntéza filtru na základě výše uvedených poznatků.

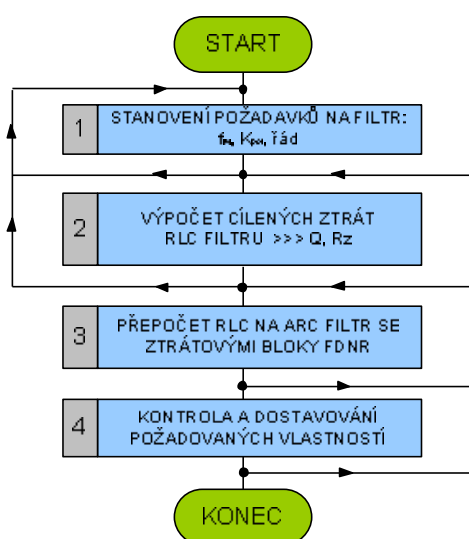


Obr. 3.76: 3D modulová charakteristika DP 5. řádu (inv. Čebyšev).

Na obr. 3.76 je pro ilustraci uvedena názorná ukázka 3D přenosové moduluové charakteristiky filtru typu DP 5. řádu (Inv. Čebyšev, 10 kHz). Tento graf spojitě zobrazuje vliv ztrátových rezistorů v příčných větvích filtru na moduluovou kmitočtovou charakteristiku filtru. Názorně je zde zobrazen se vzrůstajícími ztrátami pokles přenosu v propustném pásmu filtru a potlačení nul přenosu filtru.

3.4.6 Metodika syntézy ARC filtrů se ztrátovými bloky FDNR

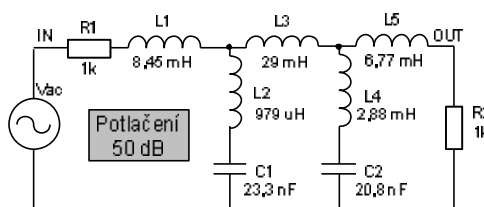
Ze závěrů předchozí kapitoly vyplynuly zásady pro návrh metodiky syntézy ARC filtrů se ztrátovými bloky FDNR, kterou popisuje tato podkapitola. Je zde naznačen postup syntézy kmitočtového filtru, který je v závěru realizován, změřen a jsou porovnány výsledné teoretické parametry filtru s naměřenými. Postup syntézy ARC filtrů se ztrátovými bloky FDNR lze popsat následujícím diagramem.



Obr. 3.77: Vývojový diagram návrhu ARC kmitočtových filtrů se ztrátovými bloky FDNR.

a) Stanovení požadavků na filtr

V prvním kroku jsou stanoveny základní požadavky na moduluovou kmitočtovou charakteristiku filtru. Jedná se o mezní kmitočet f_{mez} , minimální potlačení K_{pot} v nepropustném pásmu a také řád filtru, který určuje strmost přenosové charakteristiky v přechodném pásmu. Návrh filtru je demonstrován pro filtr 5. řádu se zvoleným mezním kmitočtem $f_{mez} = 10$ kHz, minimálním potlačením $K_{pot} = 50$ dB. Stanovené požadavky na filtr vedou na zapojení RLC filtru (výpočet proveden pomocí programu NAF [32]) uvedené na následujícím obr. 3.78.



Obr. 3.78: Navržený RLC filtr 5. řádu (Inv. Čebyšev, DP).

b) Výpočet cílených ztrát RLC filtru

V tomto kroku je nutné získat zapojení RLC filtru s cíleně vloženými ztrátami. K tomu poslouží grafy (obr. 3.73 a obr. 3.74) uvedené v této kapitole a vzorce (3.16) - (3.19) uvedené v podkapitole 3.41 a 3.46. Díky zmíněným grafům a vypočítané hodnotě cílených ztrát získáme představu o výsledné modulové, fázové a přechodové charakteristice navrženého filtru. Konkrétní hodnoty poklesů modulové kmitočtové charakteristiky v přenosové oblasti a při mezním kmitočtu f_{mez} jsou pak společně pro všechny analyzované řády filtru přehledně zobrazeny v závislostech na obr. 3.75 a v příloze na obr. P.13. Při návrhu filtru jsou dvě možnosti řešení. Buď na základě výše uvedených grafů budou stanoveny maximální odchylky filtru (s cíleně vloženými ztrátami) od ideálního průběhu modulové kmitočtové charakteristiky RLC filtru - z čehož vyplyne minimální hodnota ztrátového rezistoru R_z , nebo bude zvolen činitel jakosti Q jednotlivých rezonančních obvodů v příčných větvích RLC filtru a následně pomocí tab. 3.2 a vzorců (3.16), (3.18) a (3.19) bude určen ztrátový rezistor R_z . Pro námi navrhovaný filtr byla zvolena druhá možnost. Nejprve byl zvolen činitel jakosti $Q = 10$ pro každý rezonanční obvod, pro který z tab. 3.2 vyplývá koeficient $z = 1,5915$ pro oba rezonanční obvody. Dále byly dosazeny hodnoty akumulárních prvků jednotlivých rezonančních obvodů do vzorce (3.16) a získány jednotlivé rezonanční kmitočty nulových přenosů:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_1}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{979 \times 10^{-6} \cdot 23,3 \cdot 10^{-9}}} = 33,323 \text{ kHz} \quad (3.20)$$

a analogicky f_2 :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_4 \cdot C_2}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2,88 \cdot 10^{-3} \cdot 20,8 \cdot 10^{-9}}} = 20,563 \text{ kHz} \quad (3.21)$$

Poté byly dosazením do vzorce (3.18) získány koeficienty k :

$$k_1 = \frac{1}{C_1 \cdot f_1} = \frac{1}{23,3 \times 10^{-9} \times 33,323 \times 10^3} = 1287,95 \quad (3.22)$$

a stejně tak k_2 :

$$k_2 = \frac{1}{C_2 \cdot f_2} = \frac{1}{20,8 \cdot 10^{-9} \cdot 20,563 \cdot 10^3} = 2337,99 \quad (3.23)$$

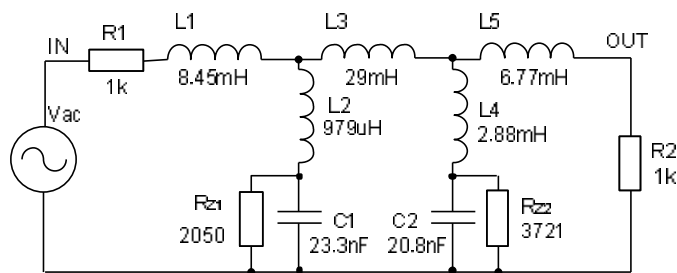
Následný výpočet pomocí vzorce (3.19) již udává výsledné hodnoty ztrátových rezistorů:

$$R_{z1} = z \cdot k_1 = 1,5915 \cdot 1287,9529 = 2049,8 \Omega \quad (3.24)$$

a také R_{z2} :

$$R_{z2} = z \cdot k_2 = 1,5915 \cdot 2337,9997 = 3720,9 \Omega \quad (3.25)$$

Tím bylo získáno zapojení RLC filtru s cíleně vloženými ztrátami (viz. obr. 3.79).



Obr. 3.79: RLC filtr s cíleně vloženými ztrátami (Inv. Čebyšev, DP, 5. řád, $Q = 10$ pro každý rezonanční obvod).

Pro odečet z grafů na obr. P.5 v příloze, obr. 3.61 a obr. 3.62 je nutné jednotlivé ztrátové rezistory R_{z1} a R_{z2} přepočíst na celkové ztráty (paralelní součet hodnot rezistorů):

$$R_z = \frac{R_{z1} \cdot R_{z2}}{R_{z1} + R_{z2}} = \frac{2050 \cdot 3721}{2050 + 3721} = 1321,8 \Omega \quad (3.26)$$

Potřebné informace o modulové, fázové a kmitočtové charakteristice našeho navrhovaného filtru můžeme získat v grafech na obr. P.5 (viz. příloha). Lze konstatovat, že hodnotě celkových ztrát $R_z = 1321,8 \Omega$ odpovídá v závislostech modulových charakteristik oblast mezi fialovým a modrým průběhem, totéž platí i pro fázovou a přechodovou charakteristiku. Konkrétní poklesy v přenosové oblasti při mezním kmitočtu f_{mez} lze jednoduše vyčíst z grafu na obr. P.13 (v příloze - vlevo nahoře). Je však nutné mít na paměti, že v uvedeném grafu osa x odpovídá hodnotám rezistorů R_1 a R_2 , celkové ztráty jsou tedy dvojnásobné. V našem případě tzn., že je nutné hodnotu R_z rozpočítat na R_1 a R_2 . Ze vzorce pro paralelní součet pak dostáváme $R_1 = R_2 = 2643,6 \Omega$. Pro tuto hodnotu pak získáváme hodnoty pro pokles modulové charakteristiky v oblasti přenosu kolem 3 dB a pro pokles na mezním kmitočtu f_m je to již kolem 9 dB. Pokud by byly odchylky průběhů navrženého filtru od ideálního průběhu RLC filtru pro návrháře nepřijatelné, je nutné návrh opakovat, což v praxi znamená zvýšit činitel jakosti Q . Není však možné činitel jakosti Q neúměrně zvyšovat, neboť by to v následujícím kroku návrhu filtru mohlo vést k nerealizovatelnému zapojení. Většinou tedy nezůstává nic jiného než v této situaci zvolit vhodný kompromis. Při volbě činitele jakosti je možné podle dalších požadavků (citlivosti, teplotnímu rozsahu práce filtru, tolerancím) volit také podle realizace aktivního bloku, kde můžeme volit mezi ztrátovým FDNR, ztrátovým blokem s kompenzací (viz. podkap. 3.1 a 3.2), nebo bezetrátovým rezonančním obvodem (viz. podkap. 2.10).

c) Výpočet cílených ztrát ARC filtru

Návrh výsledného zapojení filtru pokračuje přepočtem RLC filtru s cíleně vloženými ztrátami na ARC filtr se ztrátovými bloky FDNR. Principální postup přepočtu je uveden pro všechny modelované řády na obr. 3.57. Princip Brutonovy transformace (tab. 2.1) a vzorce (tab. 2.2) pro vlastní přepočet struktury RLC na strukturu ARC s cíleně ztrátovým obvodem FDNR jsou pak uvedeny v podkapitole 2.1. V našem případě filtru 5. řádu (obr. 3.79) nejdříve vycházíme z obr. 3.57 a z Brutonovy transformace. Po zvolení vhodného transformačního koeficientu ($k_T = 1.10^6$) a dosazením vstupních hodnot do transformačních vzorců získáváme výsledné hodnoty:

$$C_{1,2} = \frac{1}{k_T \cdot R_1} = \frac{1}{1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^3} = 1 \text{ nF} \quad , \quad (3.27)$$

$$R_{L1} = k_T \cdot L_1 = 1 \cdot 10^6 \cdot 8,45 \cdot 10^{-3} = 8,45 \text{ k}\Omega \quad , \quad (3.28)$$

$$R_{L2} = k_T \cdot L_2 = 1 \cdot 10^6 \cdot 979 \cdot 10^{-6} = 979 \text{ }\Omega \quad , \quad (3.29)$$

$$R_{L3} = k_T \cdot L_3 = 1 \cdot 10^6 \cdot 29 \cdot 10^{-3} = 29 \text{ k}\Omega \quad , \quad (3.30)$$

$$R_{L4} = k_T \cdot L_4 = 1 \cdot 10^6 \cdot 2,8 \cdot 10^{-3} = 2,8 \text{ k}\Omega \quad , \quad (3.31)$$

$$R_{L5} = k_T \cdot L_5 = 1 \cdot 10^6 \cdot 6,77 \cdot 10^{-3} = 6,77 \text{ k}\Omega \quad , \quad (3.32)$$

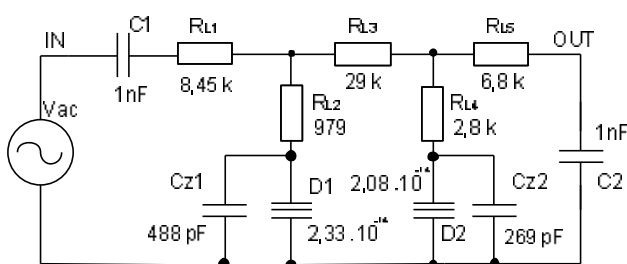
$$C_{z1} = \frac{1}{k_T \cdot R_{z1}} = \frac{1}{1 \cdot 10^6 \cdot 2050} = 487,8 \text{ pF} \quad , \quad (3.33)$$

$$C_{z2} = \frac{1}{k_T \cdot R_{z2}} = \frac{1}{1 \cdot 10^6 \cdot 3721} = 268,7 \text{ pF} \quad , \quad (3.34)$$

$$D_1 = \frac{C_1}{k_T} = \frac{23,3 \cdot 10^{-9}}{1 \cdot 10^6} = 2,33 \cdot 10^{-14} \quad (3.35)$$

$$a \quad D_2 = \frac{C_2}{k_T} = \frac{20,8 \cdot 10^{-9}}{1 \cdot 10^6} = 2,08 \cdot 10^{-14} \quad (3.36)$$

Schéma filtru se strukturou CRD s vypočtenými hodnotami parametrů obvodu je uvedeno na následujícím obr. 3.80.



Obr. 3.80: CRD filtr s cíleně vloženými ztrátami (Inv. Čebyšev, DP, 5. řád, $Q = 10$ pro každý rezonanční obvod).

Pro výsledné zapojení filtru se ztrátovými FDNR prvky bylo nutné ještě dopočítat podle tab. 2.2 (zvoleno zapojení V.) kapacity a rezistory ve vlastním zapojení FDNR prvků:

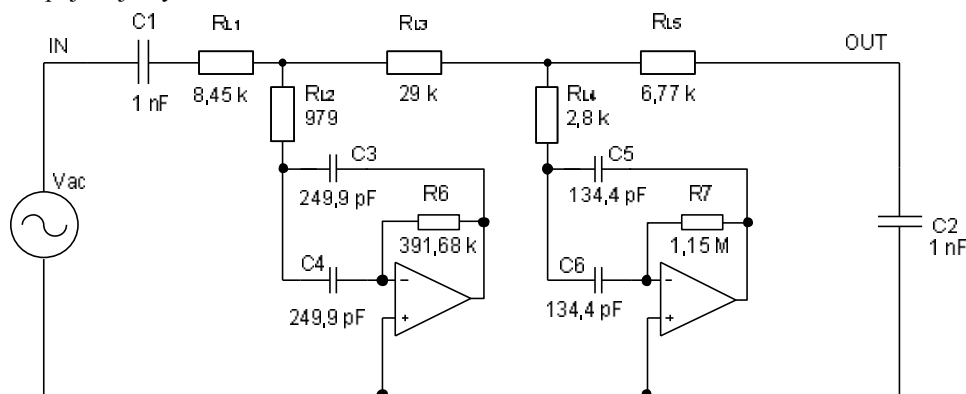
$$C_{3,4} = \frac{C_{z1}}{2} = \frac{487,8 \cdot 10^{-12}}{2} = 243,9 \text{ pF} \quad , \quad (3.37)$$

$$C_{5,6} = \frac{C_{z2}}{2} = \frac{268,7 \cdot 10^{-12}}{2} = 134,4 \text{ pF} \quad , \quad (3.38)$$

$$R_6 = \frac{D_1}{C_{3,4}^2} = \frac{2,33 \cdot 10^{-14}}{(243,9 \cdot 10^{-12})^2} = 391,68 \text{ k}\Omega \quad (3.39)$$

$$a \quad R_7 = \frac{D_2}{C_{5,6}^2} = \frac{2,08 \cdot 10^{-14}}{(134,4 \cdot 10^{-12})^2} = 1,15 \text{ M}\Omega \quad (3.40)$$

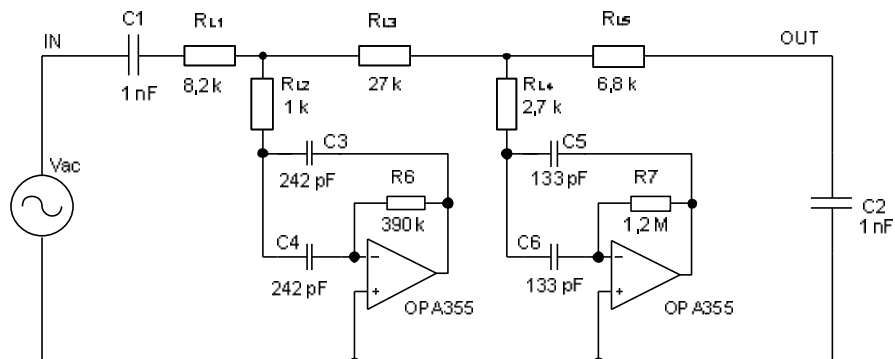
Následně již můžeme vykreslit výsledné navržené zapojení ARC filtru se ztrátovými FDNR prvky. Zapojení je vykresleno na níže uvedeném obr. 3.81.



Obr. 3.81: Navržené zapojení ARC filtru s cíleně vloženými ztrátami (Inv. Čebyšev, DP, 5. řád, $Q = 10$ pro každý rezonanční obvod).

d) Kontrola a dostavování požadovaných vlastností filtru

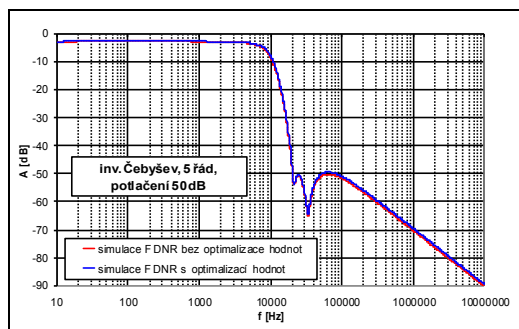
Posledním bodem návrhu filtru je kontrola jednotlivých parametrů filtru. Nabízí se zde možnost využití obvodového simulátoru pro kontrolu výsledných průběhů. Je-li návrhář po kontrole s výsledky spokojen, je možné již přistoupit k vlastní realizaci navrženého filtru. Pokud jsou výsledky nevyhovující, je nutné se v návrhu vrátit a upravit některý ze vstupních parametrů filtru, případně změnit transformační koeficient k_T pro výpočet Brutonovy transformace. V našem případě byly z důvodu jednodušší možnosti realizace upraveny hodnoty prvků podle tolerančních řad vyráběných součástek. Konkrétně byla pro rezistory vybrána řada E12 a pro kondensátory řada E6 (skládání hodnot). Finální zapojení filtru s upravenými hodnotami prvků je na obr. 3.82.



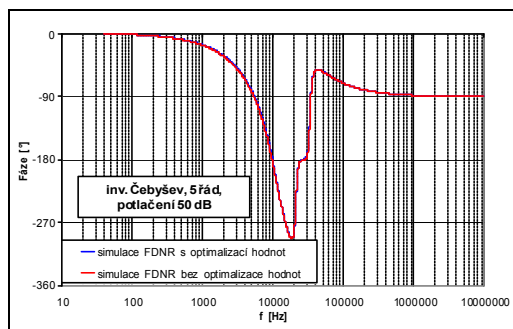
Obr. 3.82: Zapojení ARC filtru s cíleně vloženými ztrátami (Inv. Čebyšev, DP, 5. řád, $Q = 10$ pro každý rezonanční obvod).

Hodnoty kondenzátorů C_3 , C_4 , C_5 a C_6 nejsou v řadě E6, ale jelikož byla použita technologie SMT (Surface Mount Technology), bylo možné výslednou hodnotu kapacity jednoduše složit pomocí paralelního zapojení kondenzátorů. Změna hodnot součástek má samozřejmě vliv na výsledné parametry filtru. Z tohoto důvodu byly pro představu a názornost tyto změny simulovány pomocí počítačové analýzy. Jak ukazují grafy na obr. 3.83 a obr. 3.84, změny v průbězích modulové i fázové kmitočtové charakteristiky jsou nepatrné, lze tedy úpravu hodnot součástek do hodnot tolerančních řad akceptovat. V případě, že by návrhář ve své syntéze s odchylkami v jeho návrhu nesouhlasil, může použít vyšších tolerančních řad. Při konečném dostavování reálného filtru může být např. využívána skutečnost, že napětový přenos v jednotlivých uzlech filtru (rozdělovující filtr do jednotlivých bloků) je stejný v obvodu filtru před i po Brutonově transformaci. Vlastní dostavování filtru lze provádět měřením kmitočtových charakteristik v jednotlivých uzlech filtru a jejich porovnáváním s modelovanými

charakteristikami. V případě odchylek, pak lze dostavovat jednotlivé prvky v daném bloku filtru, dokud nebude dosaženo shody.

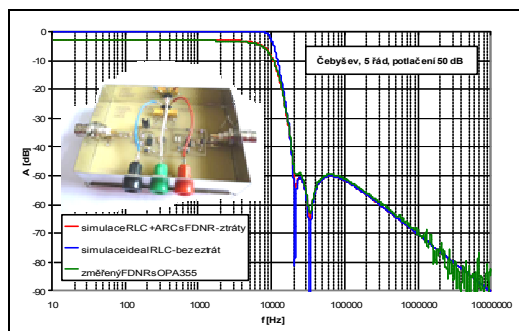


Obr. 3.83: Simulace modulové charakteristiky navrženého ARC filtru se ztrátovými prvky FDNR (Inv. Čebyšev, DP, 5. řád, $Q = 10$ pro každý RO).

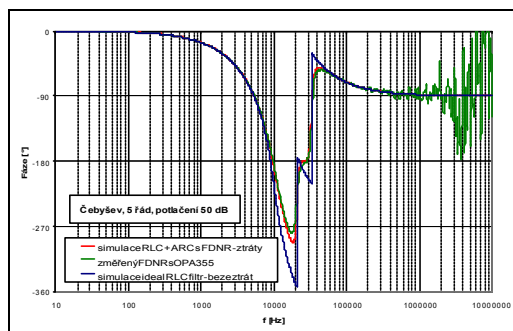


Obr. 3.84: Simulace fázové charakteristiky navrženého ARC filtru se ztrátovými prvky FDNR (Inv. Čebyšev, DP, 5. řád, $Q = 10$ pro každý RO).

Na následujících obr. 3.85 a obr. 3.86 jsou uvedeny modulová (vliv napěťového děliče C_1 a C_2 potlačen) a fázová kmitočtová charakteristika simulovaného a změřeného reálného filtru. Z grafů vyplývá, že naměřené (zelená) a vypočtené (červená) průběhy se takřka shodují. Tím bylo potvrzeno, že je uvedený postup návrhu ARC filtru s cíleně ztrátovými bloky FDNR správný.



Obr. 3.85: Modulové charakteristiky filtru s nulami přenosu – simulace a měření.



Obr. 3.86: Fázové charakteristiky filtru s nulami přenosu – simulace a měření.

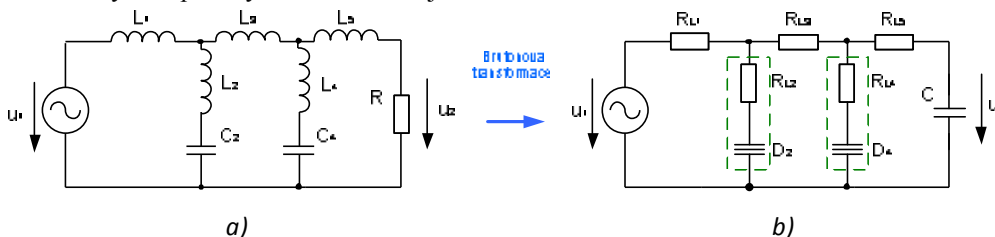
Jako aktivní bloky v realizaci ARC filtrů zde byly záměrně použity ztrátové bloky. Důvodem je snaha navrhovat filtry s menším činitelem jakosti Q , neboť v aktivní verzi výsledného zapojení filtru mohou být použity obvodově jednodušší ztrátové dvojné kapacitory. Výsledný filtr navíc může vykazovat i menší citlivosti. Činitel jakosti Q lze s těmito ztrátovými bloky úspěšně realizovat až do hodnoty kolem 20. Pro větší činitel jakosti Q je možné podle dalších požadavků (citlivosti, teplotnímu rozsahu práce filtru, tolerancím) volit také podle realizace aktivního bloku, kde můžeme volit mezi ztrátovým FDNR a ztrátovým blokem s kompenzací (viz. podkap. 3.1). V případě požadavku na výrazné potlačení některého z kmitočtů v blízkosti nuly přenosu je možné zvolit ARC obvod s bezeztrátovým rezonančním obvodem (viz. podkap. 2.10) nebo využít zapojení s bezeztrátovými bloky (obr. 2.2 a 2.3), což však představuje nutnost použít dvojnásobný počet OZ. Faktem je, že s reálnými OZ ani v zapojení bezeztrátových bloků není možné dosáhnout příliš velkého činitele jakosti Q . V případě využití ztrátových bloků způsobí ztráty změnu parametrů výsledného filtru v porovnání s ideálním filtrem. Tyto odchylky přímo souvisí s navrženým činitelem jakosti Q . V případě potřeby úpravy výsledné charakteristiky navrženého filtru, je tedy nutné zmenšit či zvětšit činitel jakosti Q a návrh filtru opakovat. K tomu dobře poslouží návrháři výše uvedené závislosti a tabulky.

Shrnutí výsledků podkapitoly:

V této kapitole byla provedena analýza kmitočtových filtrů s nulami přenosu z důvodu jejich následné syntézy s cíleně ztrátovými syntetickými prvky FDNR. Analyzovány byly prototypy RLC filtrů 3., 5., 7. a 9. řádu pro minimální potlačení přenosu 30, 40, 50, 60 a 70 dB. V uvedených analýzách byl zvolen mezní kmitočet $f_{mez} = 10$ kHz, avšak z výsledků vyplývá, že analyzované závislosti platí po znormování obecně nezávisle na kmitočtu. Výsledky všech analýz byly zpracovány a vyhodnoceny. Získané poznatky pak byly zapracovány do vlastní metodiky syntézy. V závěru kapitoly byl podle nově navrženého postupu navržen a realizován výsledný kmitočtový filtr s nulami přenosu za použití FDNR. Výsledné měření vlastností realizovaného filtru ukázalo, že naměřené výsledky velmi dobře korespondují s počítačovými simulacemi, což potvrdilo správnost postupu návrhu při syntéze filtru. Jeho použití je blíže popsáno v praktické aplikaci v podkap. 4.2.

3.5 Filtry DP vyšších řádů s bezeztrátovým sériovým rezonančním RD obvodem

Bezeztrátový rezonanční obvod druhého řádu, který byl podrobně popsán v předchozí kap. 2.10, je možné s výhodou využít jako základní stavební prvek ARC filtrů dolních propustí s nulovými body přenosu v případě požadavků na vyšší hodnoty činitele jakosti Q aktivních stavebních bloků. Typické zapojení RLC prototypu filtru DP 5. řádu s nulovými body přenosu s jednostranným odporovým zakončením je na obr. 3.87.

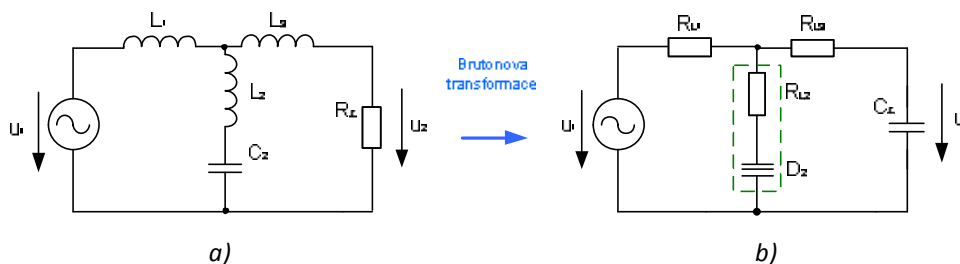


Obr. 3.87: DP 5. řádu s nulami přenosu a) RLC prototyp b) CRD struktura.

Po aplikaci Brutonovy transformace přejde zapojení RLC filtru na CRD strukturu, kde subobvody $R_{L2} - D_2$ a $R_{L4} - D_4$ jako aktivní obvody s dvojnými kapacitami mohou být realizované výše popsaným bezeztrátovým aktivním RD rezonančním obvodem (viz. obr. 2.22).

a) Návrh filtru DP 3. řádu

Abychom ověřili správnost teoretických závěrů z podkap. 2.10 a prozkoumali vlastnosti realizace filtru s tímto aktivním prvkem, byl s uvedeným rezonančním RD obvodem navržen filtr DP 3. řádu s aproximační funkcí Inverzního Čebyševa s těmito zvolenými parametry: Mezní kmitočet $f_m = 1$ kHz, minimální potlačení v nepropustném pásmu $K_{pot} = -20$ dB, zatěžovací odpor $R_z = 1$ k Ω , jednostranné zakončení ($R_g = 0$ Ω).



Obr. 3.88: a) RLC prototyp DP filtru, b) transformované zapojení CRD filtru.

Pomocí programu NAF [32] byly vypočteny hodnoty parametrů RLC prototypu (viz. obr. 3.88a): $L_1=214 \text{ mH}$, $L_2=58,6 \text{ mH}$, $L_3=27,4 \text{ mH}$, $C_2=136 \text{ nF}$. Aplikací Brutonovy transformace obdržíme zapojení CRD filtru na obr. 3.88b. Transformační koeficient k_T byl zvolen v souladu s [14] jako $k_T = 10^3 \sqrt{f_m} = 10^3 \sqrt{10^3} = 3,162 \cdot 10^4$. Rezistory R_{L1} až R_{L3} potom vycházejí:

$$R_{L1} = 214 \cdot 10^{-3} k_T = 214 \cdot 10^{-3} \cdot 3,162 \cdot 10^4 = 6767 \ \Omega \quad , \quad (3.41)$$

$$R_{L2} = 58,6 \cdot 10^{-3} k_T = 58,6 \cdot 10^{-3} \cdot 3,162 \cdot 10^4 = 1853 \ \Omega \quad , \quad (3.42)$$

$$R_{L3} = 27,4 \cdot 10^{-3} k_T = 27,4 \cdot 10^{-3} \cdot 3,162 \cdot 10^4 = 866 \ \Omega \quad . \quad (3.43)$$

Hodnota kapacity kondenzátoru C_z podle tab. 2.1:

$$C_z = \frac{1}{k_T R_z} = \frac{1}{3,162 \cdot 10^4 \cdot 10^3} = 31,6 \cdot 10^{-9} = 31,6 \text{ nF} . \quad (3.44)$$

Z tab. 2.1 také vyplývá pro parametr D_2 :

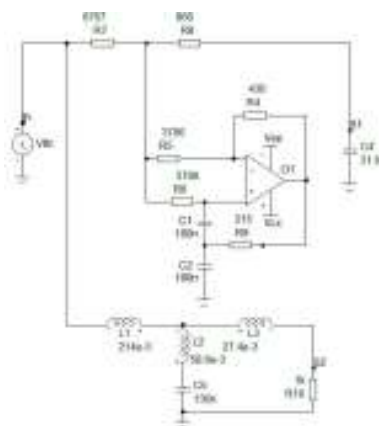
$$D_2 = \frac{C}{k_T} = \frac{136 \cdot 10^{-9}}{3,162 \cdot 10^4} = 4,3 \cdot 10^{-12} \quad . \quad (3.45)$$

Na základě vypočtených parametrů je možno potom navrhnout hodnoty prvků vlastního aktivního obvodu dvojného kapacitoru (viz. obr. 3.89). Hodnota kapacit kondenzátorů $C_1 = C_2 = C$ byla zvolena $C = 100 \text{ nF}$. Ze vztahů (2.26), (2.27) pro R_D a D_2 uvedeného obvodu (obr. 3.89) potom vyplývá:

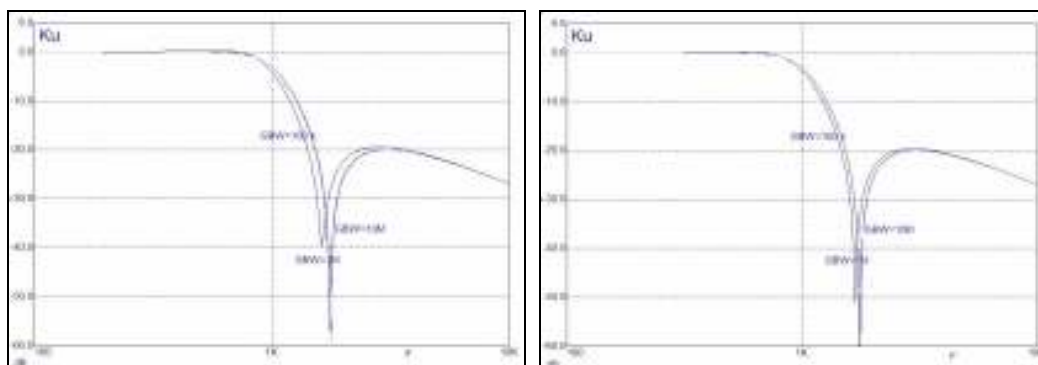
$$R_2 = \frac{D}{2C^2} = \frac{4,3 \cdot 10^{-12}}{2(100 \cdot 10^{-9})^2} = 215 \ \Omega \quad , \quad (3.46)$$

$$R_1 = 2R_D = 2R_{L2} = 2 \cdot 1853 = 3706 \ \Omega \quad . \quad (3.47)$$

Výsledné schéma celkového zapojení filtru je na obr. 3.89.



Obr. 3.89: Schéma RLC prototypu a ARC filtru DP 3. řádu, $f_m = 1 \text{ kHz}$.



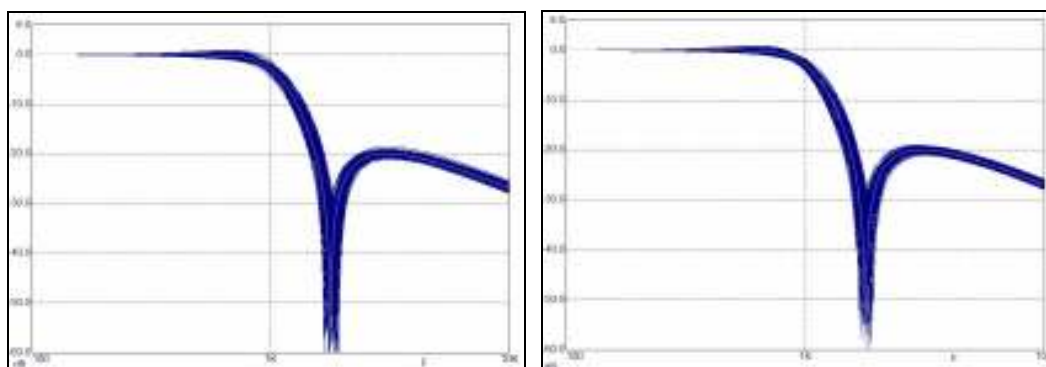
a)

b)

Obr. 3.90: Simulace přenosových vlastností DP 3. řádu – a) poměr $R_1/R_2 = 80$,

b) poměr $R_1/R_2 = 17$.

Počítačovou simulací byla ověřena správnost teoretického návrhu filtru. Graf moduluvé kmitočtové charakteristiky ARC filtru DP z obr. 3.89 na obr. 3.90a,b potvrzuje závěry získané modelováním obvodu 2. řádu (menší poměr R_1/R_2 je výhodnější z hlediska citlivosti OZ) a dává též představu o nutné volbě vlastností OZ (GBW o tři řády vyšší než mezní kmitočet f_m zaručuje již minimální posun kmitočtu nuly přenosu oproti teoretické hodnotě).

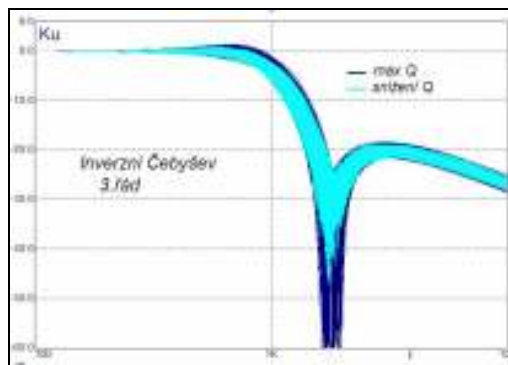


a)

b)

Obr. 3.91: Citlivostní analýza DP 3. řádu – a) poměr $R_1/R_2 = 80$, b) poměr $R_1/R_2 = 17$.

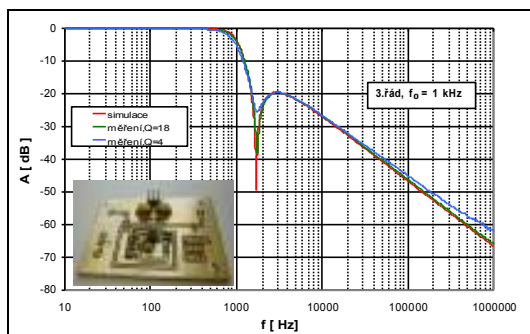
Pro získání celkové představy o citlivosti obvodů na pasivní prvky byla provedena citlivostní analýza pomocí metody Monte Carlo (tolerance všech prvků $\pm 10\%$), výsledky zobrazují grafy na obr. 3.91. Obr. 3.92 ukazuje možnost optimalizace citlivosti filtru pomocí změny parametru rezistoru R_4 . Je vidět, že snížením činitele jakosti Q je možno zmenšit rozptyl charakteristik jak v oblasti mezního kmitočtu f_m , tak v oblasti nuly přenosové funkce.



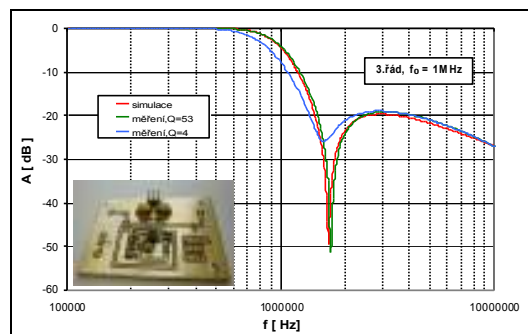
Obr. 3.92: Citlivostní analýza DP 3. řádu se změnou parametru R_4 .

Výsledky počítačového modelování navrženého filtru ukázaly, že s uvedeným obvodem RD je možné navrhnout filtr s velmi dobrými vlastnostmi. Ukázalo se, že je možné u tohoto filtru dosáhnout značného potlačení přenosu v okolí „nulového přenosu“ filtru při přijatelné citlivosti filtru na změnu tolerancí prvků. Navíc se prokázalo, že změnou jednoho z parametrů (např. rezistor R_4) je možné v určitém rozmezí ovládat činitel jakosti Q sériového obvodu RD bez výrazné změny ostatních parametrů filtru.

Pro ověření skutečných vlastností navrženého obvodu aktivní DP 3. řádu (schéma na obr. 3.89) byl realizován vzorek filtru s OZ typu OPA355 [10]. Výsledné charakteristiky realizovaného filtru zobrazuje graf na obr. 3.93.



Obr. 3.93: Přenosová charakteristika realizované aktivní DP 3. řádu, $f_m = 1$ kHz.



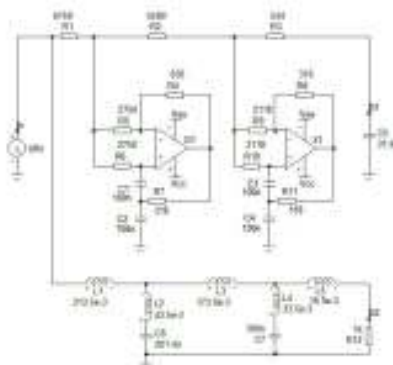
Obr. 3.94: Přenosová charakteristika realizované aktivní DP 3. řádu, $f_m = 1$ MHz.

Z grafu je patrné, že naměřené charakteristiky velmi přesně odpovídají teoretickým průběhům získaným počítačovou simulací. V grafu je zachycena i optimalizovaná charakteristika filtru (snížení činitele jakosti Q změnou parametru R_4).

Výše popsaným způsobem byl navržen i filtr shodných vlastností (aproximace Inverzní Čebyšev, $K_{pot} = -20$ dB, $R_z = 1$ k Ω , $R_g = 0$) pro mezní kmitočet $f_m = 1$ MHz. Realizovaný vzorek filtru s OZ typu OPA656 [33] byl proměřen a jeho charakteristika je zobrazena v obr. 3.94. Téměř dokonale se shoduje s charakteristikou získanou počítačovou simulací. Prokazuje správnost návrhu i schopnost práce obvodu na vyšších kmitočtech (řádů MHz). Zmenšení činitele jakosti Q obvodu změnou parametru R_4 vede v tomto případě však i k výraznému snížení mezního kmitočtu filtru, jak je vidět z naměřené charakteristiky (obr. 3.94). Skutečné zapojení filtru 3. řádu včetně desky plošného spoje je uvedeno v příloze na obr. P.21.

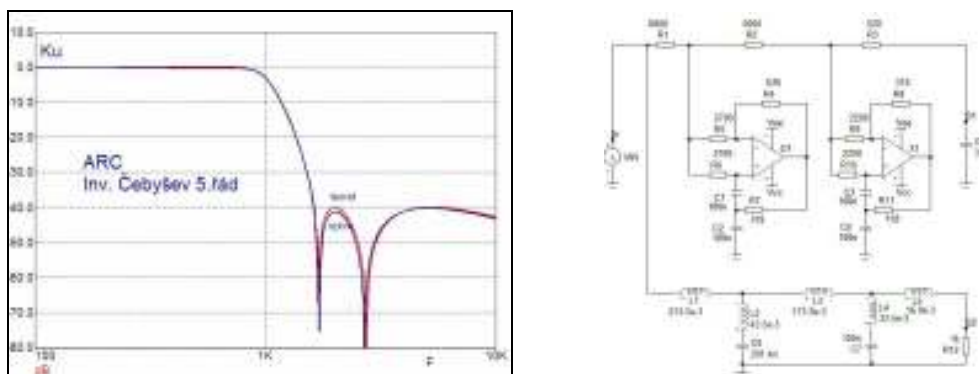
b) Návrh filtru DP 5. řádu

Výše popsaným postupem byl v další etapě navržen aktivní filtr DP s aproximací Inverzního Čebyševa 5. řádu s těmito parametry $K_{pot} = -40$ dB, $R_z = 1$ k Ω , $R_g = 0$ pro mezní kmitočet $f_m = 1$ kHz (výsledné schéma RLC prototypu i ARC obvodu je na obr. 3.95).



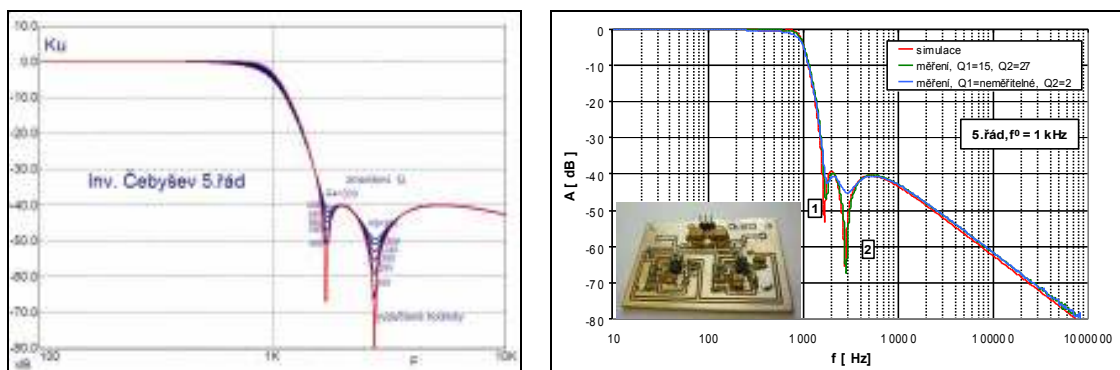
Obr. 3.95: Schéma RLC prototypu a ARC filtru DP 5. řádu, $f_m = 1$ kHz.

Správnost návrhu byla ověřena počítačovou simulací. Pomocí ní byla též ověřena možnost optimalizace filtru z konstrukčního hlediska (hodnoty vypočtených rezistorů byly zaokrouhleny na hodnoty z běžně dostupné toleranční řady bez znatelného vlivu na výslednou přenosovou modulovou kmitočtovou charakteristiku (viz. obr. 3.96).



Obr. 3.96: Zapojení optimalizované DP 5. řádu a její přenosová charakteristika.

Počítačovou simulací byla též ověřena široká možnost optimalizace modulové kmitočtové charakteristiky v oblasti nuly přenosu změnou nastavení parametru rezistoru R_4 a R_8 aktivního „rezonančního“ obvodu, jak je patrné z obr. 3.97.

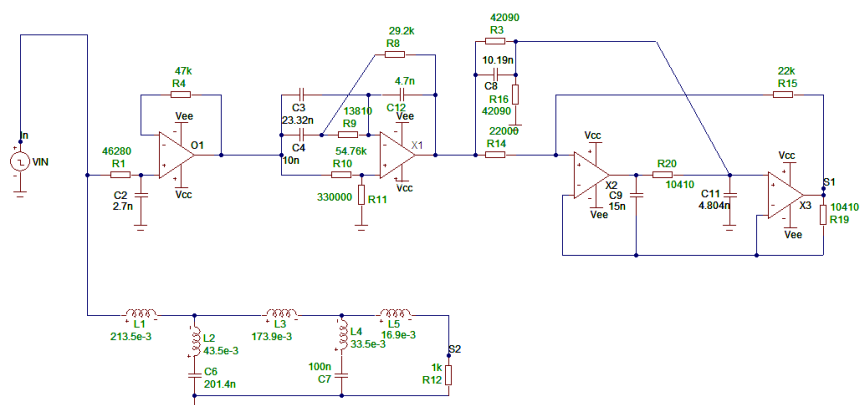


Obr. 3.97: Možnost modifikace přenosové funkce DP 5. řádu.

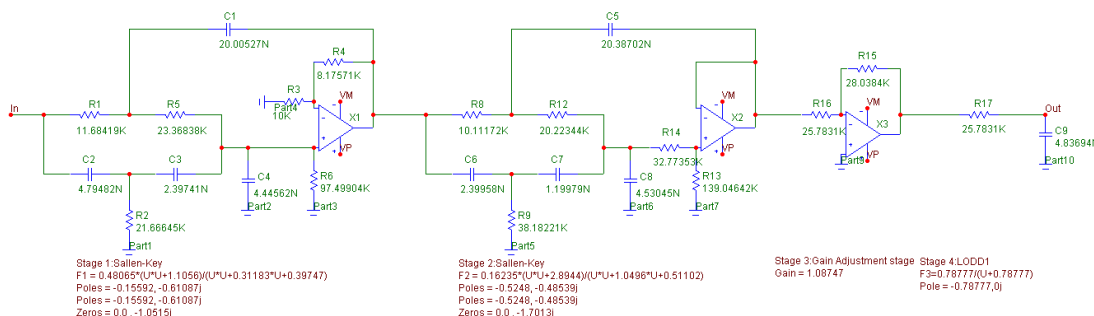
Obr. 3.98: Přenosová charakteristika realizované aktivní DP 5. řádu, $f_m = 1$ kHz.

Navržený filtr DP 5. řádu byl realizován s OZ typu OPA355 [10] a naměřená charakteristika včetně její modifikace pro snížený činitel jakosti Q aktivních obvodů je zobrazena v obr. 3.98. Z něho je patrné, že výsledná naměřená charakteristika je téměř totožná s charakteristikou získanou počítačovou simulací. Skutečné zapojení filtru 5. řádu včetně desky plošného spoje je uvedeno v příloze na obr. P.22.

Pomocí metody Monte Carlo bylo provedeno počítačové porovnání citlivostí navrženého obvodu aktivní DP 5. řádu realizované jako přičkový článek (obr. 3.95) s kaskádní variantou aktivní DP stejných vlastností navrženou pomocí programu [32] (viz. obr. 3.99) a pomocí softwaru [30] (obr. 3.100).

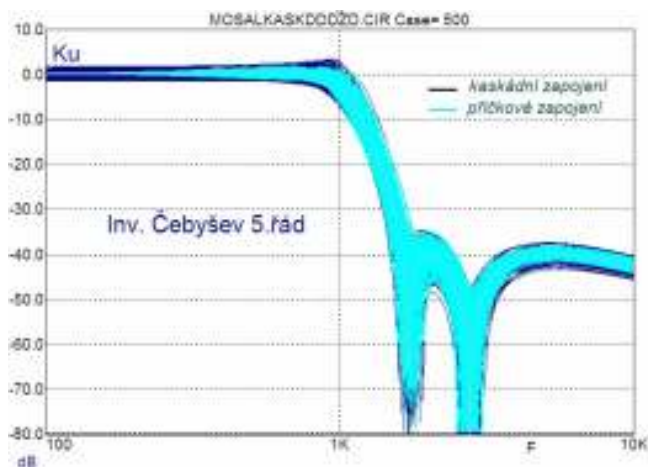


Obr. 3.99: Aktivní filtr DP 5. řádu navržený programem NAF [32].



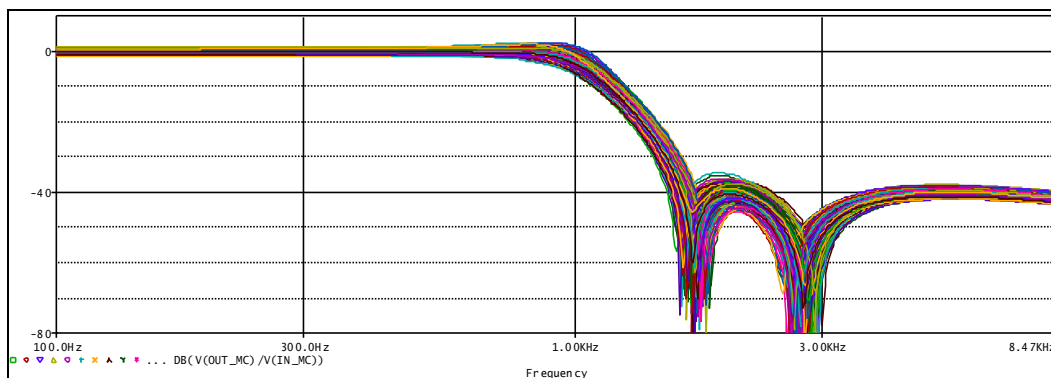
Obr. 3.100: Aktivní filtr DP 5. řádu navržený pomocí softwaru [30].

Porovnání výsledků toleranční analýzy navrženého filtru DP s kaskádním typem filtru z obr. 3.99 na obr. 3.101. Ukazuje, že navržený filtr má oproti kaskádnímu nejen jednodušší zapojení, ale i podstatně menší rozptyl přenosové funkce v propustné oblasti, v oblasti mezního kmitočtu i na vysokých kmitočtech v pásmu potlačení.

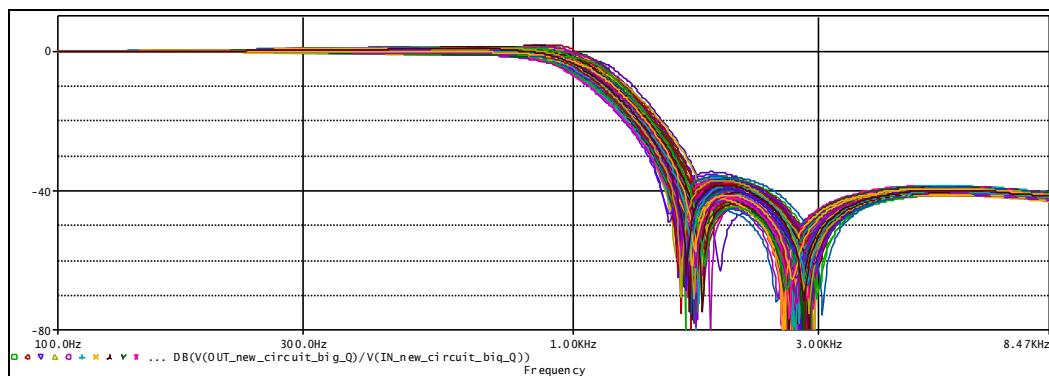


Obr. 3.101: Toleranční analýza navrženého filtru DP a kaskádního typu filtru z obr. 3.99.

Obdobné závěry přineslo i srovnání přenosů navrženého filtru s přenosem kaskádního typu filtru navrženého pomocí softwaru [30] jak je patrné v obr. 3.102 a 3.103.



Obr. 3.102: Toleranční analýza navrženého filtru DP pomocí softwaru [32].



Obr. 3.103: Toleranční analýza navrženého filtru DP.

Závěrem podkapitoly lze konstatovat:

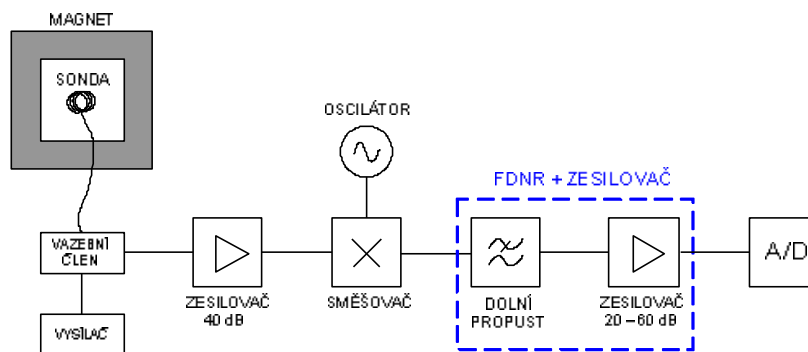
Výsledné parametry filtrů DP vyšších řádů navržené pomocí bezeztrátového rezonančního RD obvodu prokázaly výbornou možnost uplatnění tohoto obvodu při návrhu filtrů vyšších řádů DP s nulovými body přenosu. Dosažené parametry velmi dobře korespondují s teoreticky navrženými a realizované filtry vykazují díky vysokému činiteli jakosti Q obvodu i vysoké hodnoty potlačení přenosu v okolí nulových přenosů funkce při velmi dobré stabilitě celého obvodu i přijatelném rozptylu charakteristik z hlediska tolerancí stavebních prvků. Navíc zde lze jednoduchým způsobem nastavovat činitele jakosti těchto sériových rezonančních obvodů a tím případně optimalizovat přenosové funkce v okolí nul přenosu bez podstatných změn celkové přenosové charakteristiky. Jak ukázaly praktické realizace, tyto obvody umožňují s výhodou realizovat filtry DP vyšších řádů až do kmitočtů jednotek MHz.

4. Návrh kmitočtových filtrů pro konkrétní aplikace

V této kapitole jsou uvedeny návrhy a výsledky měření konkrétních filtrů pro různé aplikace. První filtr spadá do oblasti vázaných filtrů. Tento filtr byl využit pro zpracování signálu v laboratorním přípravku pro měření v systému nukleární magnetické rezonance (NMR) a je součástí projektu GA102/09/0314 - Studium vlastností metamateriálů a mikrovlnných struktur s využitím šumové spektroskopie a magnetické rezonance. Zmíněný filtr byl publikován v [34]. Druhý filtr vychází z prototypu RLC filtru s nulami přenosu (podkap. 3.4) a byl využit pro úpravu signálu z indukčnostního snímače pro měření rychlosti pohybujícího se objektu (publikováno v [35]). Celá tato problematika byla řešena v rámci projektu FR-TI1/368 - Diagnostika velmi rychlých objektů pro testy bezpečnosti. Základem aplikace dalších dvou filtrů jsou speciální integrované obvody od firmy Linear Technology [36]. První z těchto filtrů byl opět použit ve zpracování NMR signálu a druhý pro testování možnosti digitálního řízení filtru (v rámci projektu FEKT-S-11-5/1012, Podpora výzkumné a vědecké činnosti UTEE).

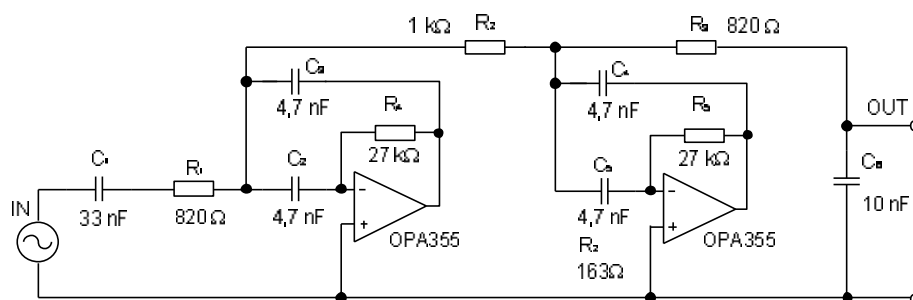
4.1 ARC filtr pro zpracování NMR signálu

Převážná část problematiky NMR se týká zpracování signálů. V této podkapitole je popsán návrh aktivního vázaného filtru 5. řádu ($f_m = 10$ kHz) se ztrátovými syntetickými prvky FDNR vycházejících z teoretických závěrů podkap. 3.3. Na základě podkap. 3.3.2 byla nejprve příčková struktura prototypu RLC přepočtena na filtr typu ARC, poté pomocí Brutonovy transformace převedena na filtr typu CRD a následně na strukturu se ztrátovými syntetickými FDNR prvky. Navržený a realizovaný filtr slouží jako dolní propust, která má za úkol odfiltrovat rušení vyšších složek v NMR signálu. Filtr je umístěn za směšovačem, který převádí užitečný NMR signál do základního pásma. Popsaná situace je zřejmá z obr. 4.1.



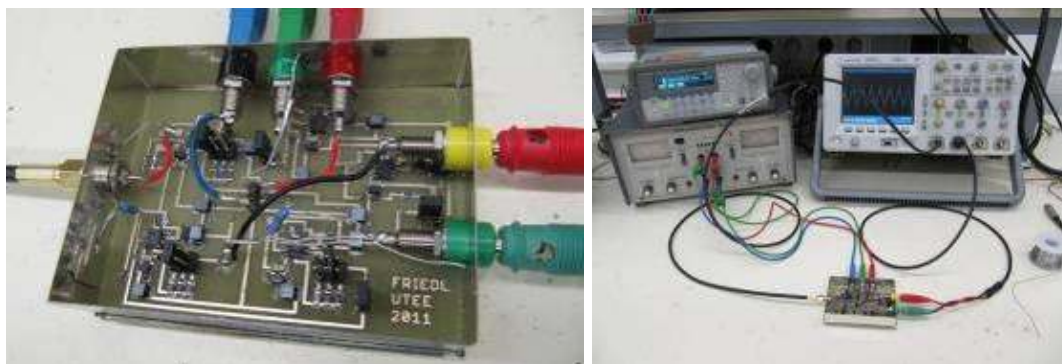
Obr. 4.1: Blokové schéma měření NMR signálu s antialiasingovým filtrem.

Navržený a realizovaný filtr plní úlohu antialiasingového filtru před A/D převodníkem. Součástí filtru je i zesilovač. Úroveň signálu získaného pomocí sondy se pohybuje v jednotkách μV , proto předzesilovač nejprve tuto nízkou úroveň užitečného signálu zvýší a směšovač jej pak převede do základního pásma. Vzniklé zrcadlové kmitočty je pak nutné odstranit zmíněným filtrem. Pro tuto aplikaci byla vybrána v souladu s požadovanou strmostí modulové charakteristiky, Butterworthova aproximace.



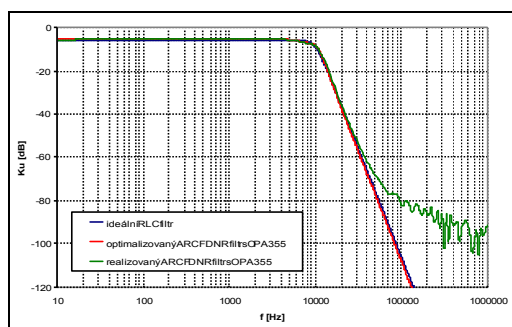
Obr. 4.2: Navržený optimalizovaný ARC filtr se ztrátovými prvky FDNR.

Na obr. 4.2 je zobrazen navržený a optimalizovaný ARC filtr se ztrátovými prvky FDNR.

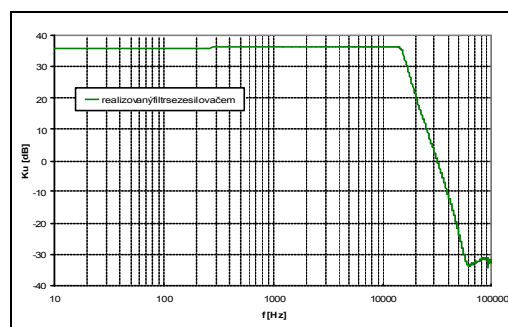


Obr. 4.3: Realizovaný ARC filtr se zesilovačem a měřící pracoviště.

Pro zapojení ztrátového FDNR prvku byl vybrán uzemněný obvod s paralelními ztrátami (tab. 2.2, zapojení FDNR V.). Výsledná modelovaná přenosová charakteristika ARC filtru po provedené optimalizaci (viz. kap. 3.3.2) se ztrátovými FDNR prvky a s reálnými OZ (OPA355) odpovídá červené křivce. Je zřejmé, že díky optimalizaci bylo dosaženo takřka shodného průběhu ARC filtru se ztrátovými FDNR prvky jako u filtru RLC filtru (modrá křivka). Charakteristika realizovaného a změřeného filtru je v grafu vykreslena zelenou barvou. Měření bylo provedeno vektorovým analyzátozem Bode 100. Celé zapojení včetně zesilovačů je pak uvedeno v příloze na obr. P.16. Výsledná realizace filtru je vidět z obr. 4.3.



Obr. 4.4: Modulové charakteristiky – simulace a realizace.



Obr. 4.5: Modulová charakteristika realizovaného řetězce – filtr + zesilovač.

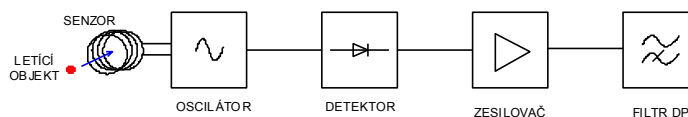
Při ověřování parametrů navržených obvodů byl podrobně zkoumán i vliv vlastností reálných aktivních prvků. Velmi zásadní je zejména dostatečná šířka pásma OZ, která je jedním z klíčových předpokladů nezkrácené funkce filtru v požadovaném kmitočtovém pásmu a je nutné ji volit s ohledem na mezní kmitočet filtru s dostatečnou rezervou (minimálně jeden až dva řády) [37]. Velmi dobré výsledky vykazovaly v tomto směru OZ firmy Texas Instrument OPA355 [10], které jsou určeny mimo jiné i pro aktivní filtry a disponují dostatečně velkou šířkou pásma (GBW 200 MHz). Navržený kmitočtový filtr byl doplněn o třístupňový zesilovač

pro zesílení NMR signálu. Výsledná modulová charakteristika celého řetězce (se ziskem okolo 36 dB) je zobrazena na obr. 4.5.

V této podkapitole byla popsána syntéza aktivní dolní propusti s využitím cíleně ztrátových aktivních bloků FDNR. Navržený filtr byl realizován a využit v řetězci zpracování NMR signálu. Jeho vlastnosti byly podrobně prověřeny praktickým měřením. Výsledky plně potvrdily správnost teoretických závěrů a ukázaly výhodné možnosti realizace kmitočtového filtru se ztrátovými strukturami FDNR díky nimž došlo k optimalizaci celého zapojení filtru. To přineslo zejména zjednodušení zapojení a snížení počtu OZ, neboť zapojení ztrátových FDNR prvků vystačí s polo vičným počtem OZ než bezztrátové zapojení.

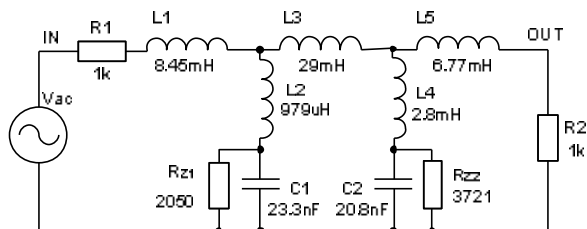
4.2 Filtr s nulami přenosu pro indukčnostní snímače

Indukčnostní snímače patří mezi pasivní snímače. Měřená neelektrická veličina je snímačem převáděna na změnu indukčnosti. Tuto změnu indukčnosti vyvolá u použitého typu senzoru vlivem vířivých proudů objekt, který proletí snímací cívku senzoru. Celé zapojení slouží pro detekci rychle letících kovových objektů. Pro úpravu signálu získaného ze snímače bylo nutné využít ARC filtr. Z důvodu požadavku velké strmosti modulové kmitočtové charakteristiky byla zvolena struktura filtru s nulami přenosu (viz. podkap. 3.4). Konkrétní parametry navrženého filtru jsou: 5. řád se ztrátovými prvky FDNR, aproximace filtru typu Inv. Čebyšev a mezní kmitočet $f_m = 10$ kHz.



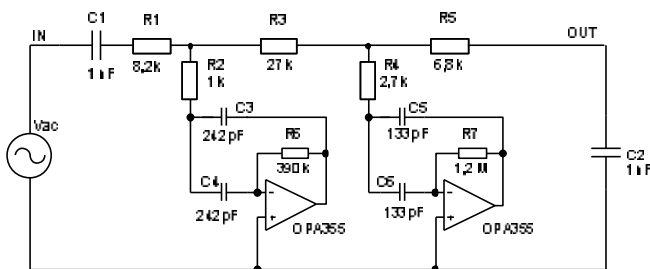
Obr. 4.6: Blokové schéma měřícího řetězce.

Blokové schéma měřícího řetězce včetně dalších vyhodnocovacích obvodů je zakresleno na obr. 4.6. Indukčnostní snímač (cívka) je zapojen do obvodu oscilátoru, který je rozladován již zmíněným rychle letícím objektem. Následuje detektor, zesilovač a ARC filtr s nulami přenosu.



Obr. 4.7: Zapojení RLC filtru s nulami přenosu.

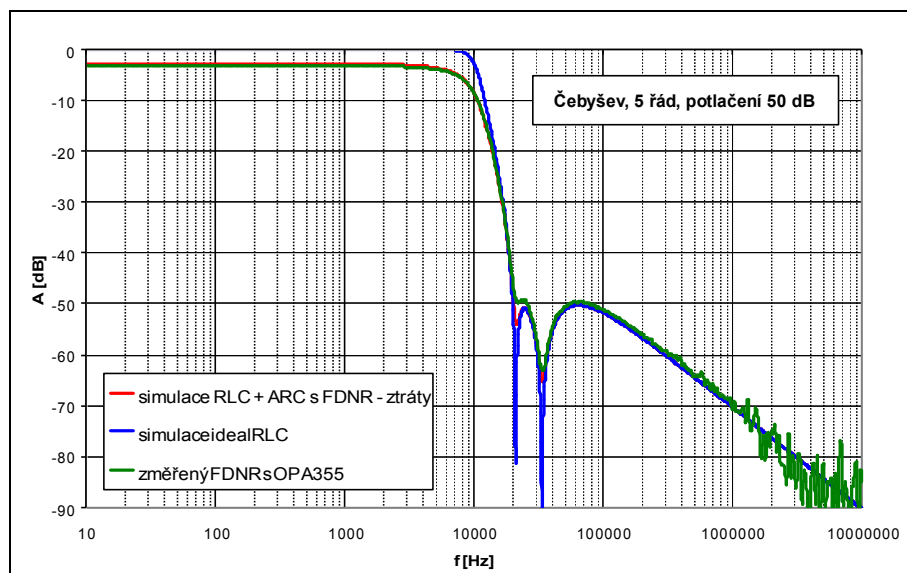
Na obr. 4.7 je zakresleno schéma navrženého prototypu pasivního RLC filtru s nulami přenosu. Hodnoty součástek přepočteného ARC filtru byly upraveny dle řady součástek E6 a E12.



Obr. 4.8: Optimalizované zapojení ARC filtru se ztrátovými prvky FDNR.

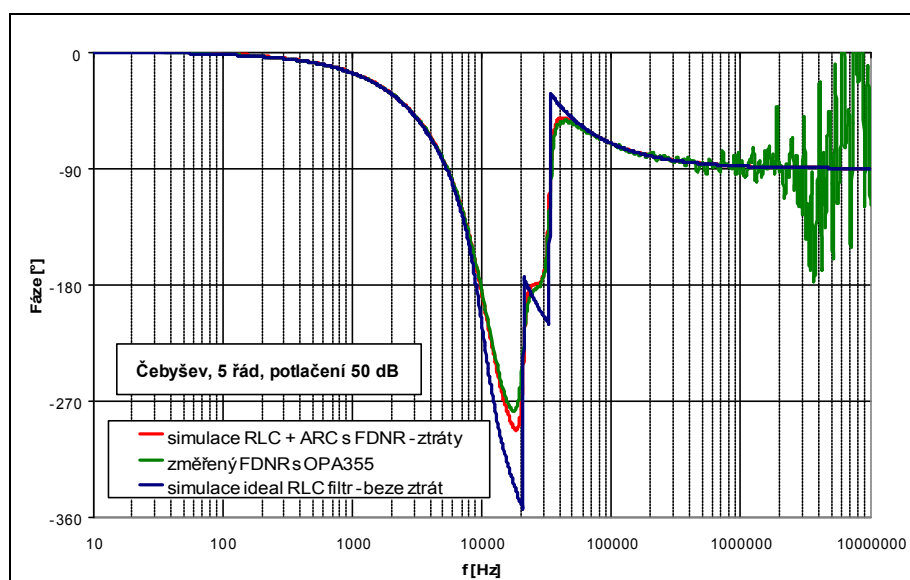
Výsledné charakteristiky filtru byly modelovány a byly zjištěny jen nepatrné odchylky požadovaného od teoretického průběhu. Výsledné optimalizované zapojení ARC filtru se ztrátovými prvky FDNR je na obr. 4.8.

Modulové charakteristiky počítačových simulací a realizovaného filtru jsou vyobrazeny v grafu na obr. 4.9. Pro lepší porovnání byl v tomto grafu potlačen vliv napětového děliče C_1 a C_2 a křivky tak byly posunuty o 6 dB výše. Modrá křivka odpovídá ideální teoretické požadované přenosové funkci, červená křivka přenosu RLC filtru s vloženými ztrátami (obr. 4.7) a ARC filtru se ztrátovými bloky FDNR (obr. 4.8).



Obr. 4.9: Modulové charakteristiky filtru s nulami přenosu – simulace a měření.

Fázové kmitočtové charakteristiky modelovaného a realizovaného filtru jsou vyobrazeny v grafu na obr. 4.10 a vykazují rovněž výbornou shodu. Naměřená modulová kmitočtová charakteristika realizovaného vzorku ARC filtru (zelená křivka) je prakticky totožná s modelovanou charakteristikou a potvrzuje správnost návrhu filtru.



Obr. 4.10: Fázové charakteristiky filtru s nulami přenosu – simulace a měření.

Realizovaný vyhodnocovací obvod je zobrazen na obr. 4.11. Pro vlastní realizaci byla zvolena jednostranná deska plošného spoje a krabička z PVC osazená konektory typu JACK 6,3 pro připojení indukčnostního snímače, DIN pro napájení a BNC pro výstupní signál.



Obr. 4.11: Realizovaný vyhodnocovací obvod včetně indukčnostního snímače.

Na obr. 4.12 je realizovaný ARC filtr s nulami přenosu se ztrátovými prvky FDNR (výsledné schéma zapojení a deska plošného spoje jsou uvedeny v příloze na obr. P.15). Stejně jako v případě filtru pro zpracování NMR signálu i zde byla využita plechová stínící krabička osazená BNC konektory.



Obr. 4.12: Realizovaný ARC filtr s nulami přenosu a měřící pracoviště.

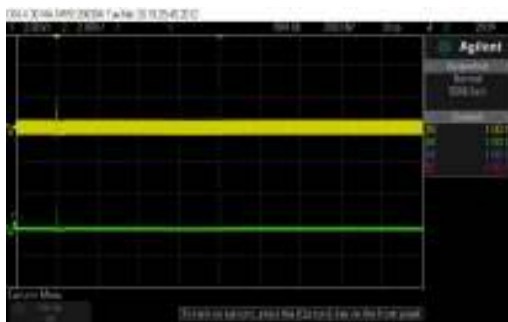
Obr. 4.13 zachycuje snímky během testování indukčnostního senzoru a vyhodnocovací elektroniky včetně filtru s nulami přenosu.



Obr. 4.13: Foto z testování indukčnostního senzoru a vyhodnocovací elektroniky včetně filtru s nulami přenosu.

Následující snímky z obrazovky osciloskopu na obr. 4.14 a 4.15 vykreslují průběhy výstupního signálu bez filtrace (žlutý průběh) a s filtrací (zelený průběh). Vliv filtru na výstupní signál je

zřejmý. Při návrhu ARC filtru s nulami přenosu se ztrátovými prvky FDNR bylo postupováno dle navrženého postupu uvedeného v podkap. 3.4.7.

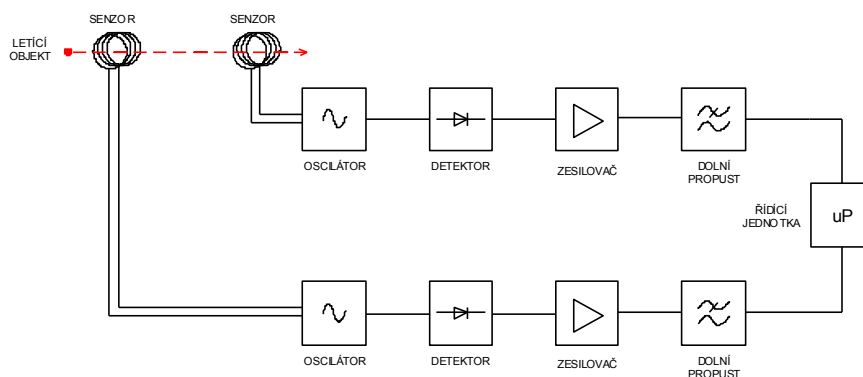


Obr. 4.14: Průběh výstupního signálu s filtrem a bez filtru.



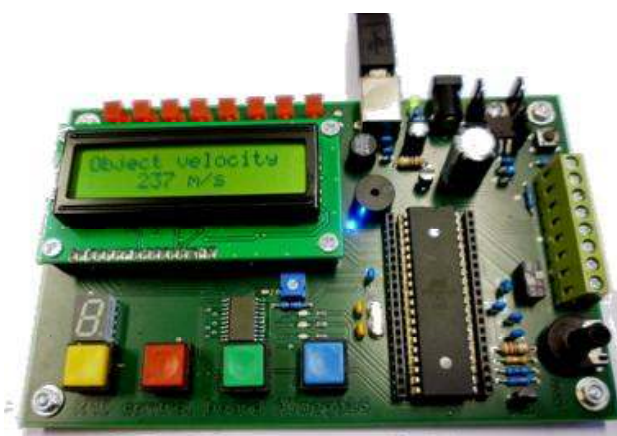
Obr. 4.15: Detailní průběh výstupního signálu s filtrem a bez filtru.

V současnosti vývoj směřuje k prototypu, který pomocí dvou indukčnostních snímačů změřenou rychlost objektu zaznamená a vypíše na displej. Publikace [38] popisuje další navržený a zhotovený indukčnostní senzor řešený na UTEE ve spolupráci s firmou PROTOTYPA a.s. Na obr. 4.16 je principiální schéma nově navrženého měřicího řetězce prototypu pro měření rychle letících objektů.



Obr. 4.16: Blokové schéma navrženého měřicího řetězce prototypu.

V podstatě se jedná o zdvojení zapojení z předešlé úlohy a připojení mikrokontroléru pro zpracování časového rozdílu signálů z obou snímačů. Výslednou realizaci tohoto řetězce s využitím vývojové desky s mikrokontrolérem ATmega16 uvádí obr. 4.17. Stručný popis tohoto vývojového kitu je popsán v podkap. 4.4.

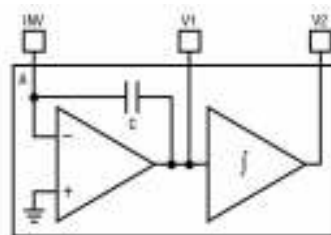


Obr. 4.17: Návrh koncepce prototypu pro měření rychlosti objektu.

V této podkapitole bylo popsáno praktické využití ztrátových FDNR prvků ve filtrech s nulami přenosu. Realizace filtrů s nulami přenosu vyžaduje jen vložení rezonančního obvodu (realizujícího nulu přenosu) do klasické příčkové struktury. Tímto nepatrným zvýšením složitosti však dosáhneme zvýšení strmosti boků modulové přenosové charakteristiky a výrazně potlačíme její určitou oblast. Použité ztrátové FDNR bloky umožňují optimalizaci zapojení výsledného filtru a realizují požadovanou přenosovou charakteristiku s polovičním počtem operačních zesilovačů v porovnání s neoptimalizovaným zapojením bez ztrátových bloků.

4.3 Čtyřkvadrantový univerzální filtr LTC1562 pro systém nukleární magnetické rezonance

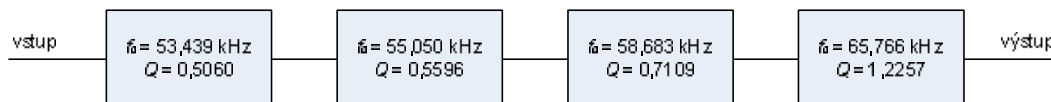
Tento filtr byl navržen na základě požadavku z vývoje měřicího řetězce pro zpracování časové odezvy FID (Free Induction Decay) NMR signálu (obr. 4.27). Na základě zkušeností s realizací filtrů DP byl zvolen integrovaný obvod LTC1562 [11], jehož předností je nízký šum a malé zkreslení, což jej předurčuje pro NMR aplikace. Jedná se o aktivní čtyřkvadrantový univerzální filtr, který umožňuje snadnou realizaci kaskádní syntézy filtrů až do osmého řádu.



Obr. 4.18: Schéma zapojení jednoho bloku filtru.

Hlavním důvodem výběru tohoto integrovaného obvodu byl požadavek rychlosti odezvy signálu na jednotkový skok. Parametry filtru DP jsou: DP, mezní kmitočet filtru $f_m = 30$ kHz, 8. řád, Besselova aproximace. Jeden ze 4 samostatných bloků filtru je zobrazen na obr. 4.18.

Pro jednotlivé bloky filtru 2. řádu byly nejprve nalezeny hodnoty Q a f_0 pomocí literatury [2] (tabulka str. 500). Kaskádním spojením čtyř bloků 2. řádů získáváme níže uvedené blokové schéma celého filtru 8. řádu na obr. 4.19.



Obr. 4.19: Blokové zapojení čtyřkvadrantového filtru s f_0 a Q .

Pro návrh platí následující vztahy převzaté z datasheetu výrobce obvodu [11]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} \quad (4.1)$$

a

$$Q = \frac{R_Q}{\sqrt{R_1 R_2}}, \quad (4.2)$$

kde rezistor R_1 a kapacitor C jsou interní součástky obvodu a jejich hodnoty jsou $10 \text{ k}\Omega$ a 159 pF . Rezistory R_Q a R_2 pro zadané Q a f_0 pak vypočteme podle upravených vzorců:

$$R_2 = \left(\frac{100 \cdot 10^3}{f_0} \right)^2 \cdot (10 \cdot 10^3) \quad (4.3)$$

a

$$R_Q = Q \sqrt{(10 \cdot 10^3) R_2} \quad (4.4)$$

Výpočet rezistorů pro první blok je patrný z následujících vzorců:

$$R_{21} = \left(\frac{100 \cdot 10^3}{53,439 \cdot 10^3} \right)^2 \cdot (10 \cdot 10^3) = 35 \text{ k}\Omega \quad (4.5)$$

a

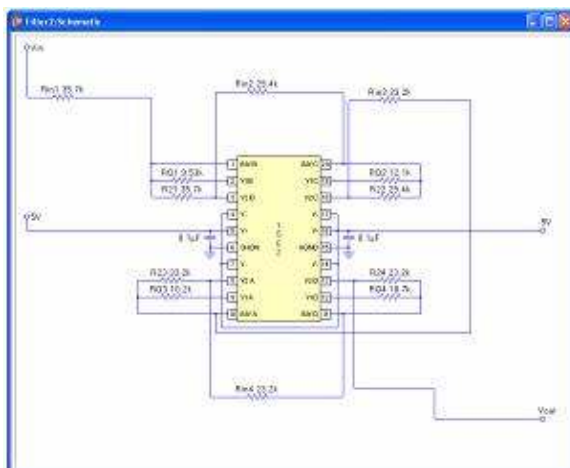
$$R_{Q1} = 0,506 \cdot \sqrt{(10 \cdot 10^3) \cdot 35 \cdot 10^3} = 9,47 \text{ k}\Omega \quad (4.6)$$

Všechny vypočtené hodnoty rezistorů byly shrnuty do následující tabulky.

Tab. 4.1: Vypočtené hodnoty rezistorů R_2 a R_Q .

BLOK	R_2 [kΩ]	R_Q [kΩ]
1.	35,7	9,5
2.	29,4	12,1
3.	33,2	10,2
4.	23,2	18,7

Hodnota rezistoru R_{IN} je vždy rovna rezistoru R_2 téhož bloku, tak je dodržen doporučený dělicí poměr 1:2 vstupního děliče každého jednotlivého bloku. Výrobce nabízí na svých webových stránkách [36] k tomuto filtru softwarovou podporu pod označením FilterCAD [39]. Pomocí tohoto programu byl poté pro kontrolu celý filtr navržen a modelován. Díky tomu mohly být ručně vypočtené výsledky z tab. 4.1 porovnány s počítačovým návrhem. Bylo potvrzeno, že výsledné hodnoty rezistorů se shodují a ruční výpočet byl správný. Řazení bloků nabídnuté počítačovým návrhem je vzestupné řazení podle hodnoty činitele jakosti Q . Počítačová koncepce řazení bloků byla potom zvolena i pro vlastní realizaci filtru. Na obr. 4.20 je kompletní výsledné zapojení navrženého filtru.



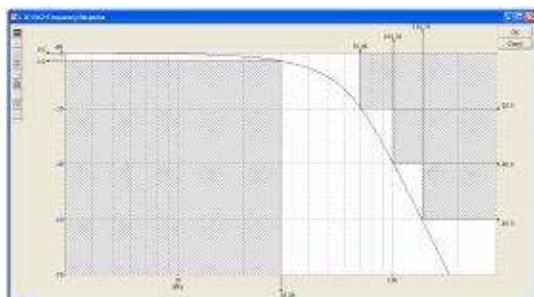
Obr. 4.20: Zapojení filtru s LTC1562 - výstup z programu FilterCAD.

Následně byl filtr realizován na jednostranné desce a osazen do plechové krabičky (osazovací plán a deska plošného spoje jsou uvedeny v příloze na obr. P.17). Realizovaný filtr a měřící pracoviště jsou zobrazeny na obr. 4.21.

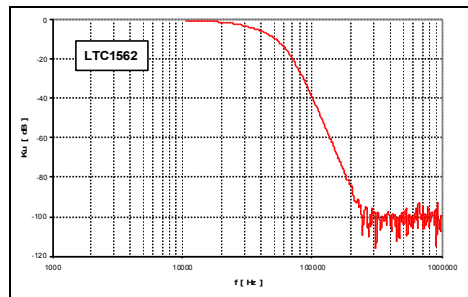


Obr. 4.21: Realizovaný filtr s integrovaným obvodem LTC1562 a měřící pracoviště.

Nejprve byla simulována modulová kmitočtová charakteristika navrženého filtru (obr. 4.22) v programu FilterCAD a poté byla tato závislost změřena (obr. 4.23) pomocí spektrálního analyzátoru Bode100. Porovnáním obou křivek, lze konstatovat, že simulované a změřené hodnoty jsou takřka totožné.



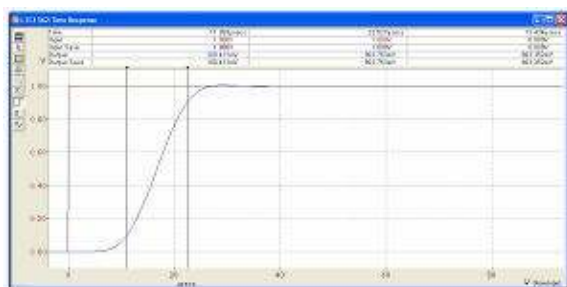
Obr. 4.22: Modulová charakteristika filtru s LTC1562 - výstup z programu FilterCAD.



Obr. 4.23: Modulová charakteristika realizovaného filtru s LTC1562.

Na realizovaném filtru byly zkoumány i šumové poměry na výstupu navrženého filtru. Naměřená úroveň šumu potvrdila, že tento IO lze použít všude tam, kde je třeba potlačit šum na minimum. Zjištěná hodnota poměru signál/šum byla více než 90 dB (lze pozorovat i v grafu na obr. 4.23). Výrobce IO udává v datasheetu [11] hodnotu poměru s/š = 96 dB, lze tedy tuto

hodnotu potvrdit. Další důležitou vlastností navrženého filtru je jeho odezva na jednotkový skok. Softwarový výpočet udává dobu náběhu $t_n = 11,4 \mu\text{s}$.



Obr. 4.24: Odezva filtru s LTC1562 na jednotkový skok - výstup z programu FilterCAD.



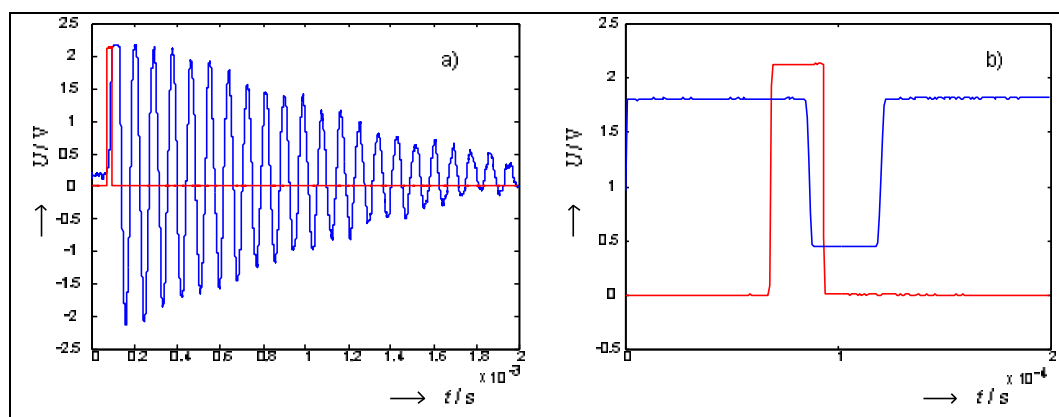
Obr. 4.25: Odezva reálného filtru s LTC1562 na jednotkový skok.

Doba náběhu realizovaného filtru (obr. 4.25) byla změřena pomocí osciloskopu, výsledná hodnota činí $t_n = 11,08 \mu\text{s}$. Opět můžeme říci, že modelované a změřené hodnoty si odpovídají. Navržený a zrealizovaný filtr byl použit v měřicím řetězci NMR signálu. Zapojení testovacího pracoviště je na obr. 4.26.



Obr. 4.26: Testovací pracoviště pro měření NMR signálu.

Výsledky měření NMR experimentu realizované ve spolupráci s AV ČR v Brně potvrdily správnou funkci filtru. Změřené hodnoty průběhů měřicích signálů jsou na obr. 4.27 (měření bylo provedeno s využitím magnetu KONSTANTIN při $B = 254,44 \text{ mT}$, senzory natočeny se zpětnými ztrátami méně než -40 dB a pro získání časového průběhu FID signálu byla frekvence oscilátoru posunuta o 10 kHz).

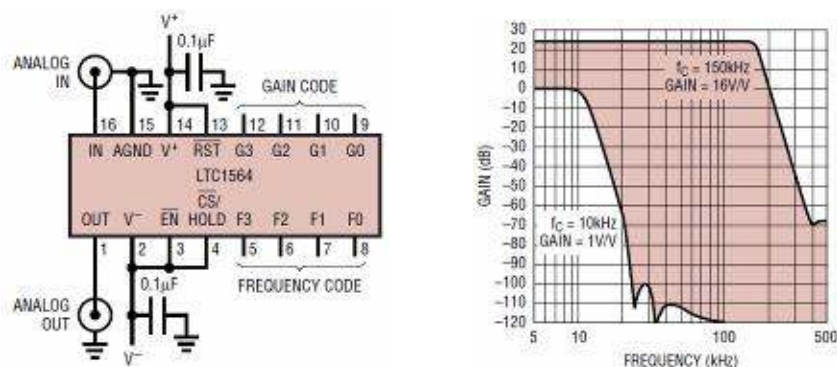


Obr. 4.27: a) NMR signál FID a excitační puls (červený), b) excitační puls (červený) a časová odezva celého měřicího řetězce.

Použitý filtr s LTC1562 se ukázal jako vhodná volba pro tuto experimentální aplikaci, neboť pro získání časové odezvy FID pulzu jsou zde zásadními parametry filtru velmi malý šum a zkreslení, kterými použitý integrovaný obvod disponuje. Rovněž rychlá odezva na jednotkový skok je velmi důležitá, proto zde byla s výhodou použita aproximace filtru vycházející z Besselovy funkce. Tento filtr byl navržen na základě požadavku z vývoje měřicího řetězce pro zpracování NMR signálu (publikováno v [40]). V současnosti probíhají další měření celého NMR řetězce i měření samotného filtru, kde je prováděna kompenzace offsetu na výstupu filtru, z důvodu připojení zesilovacího bloku a omezení jeho saturace.

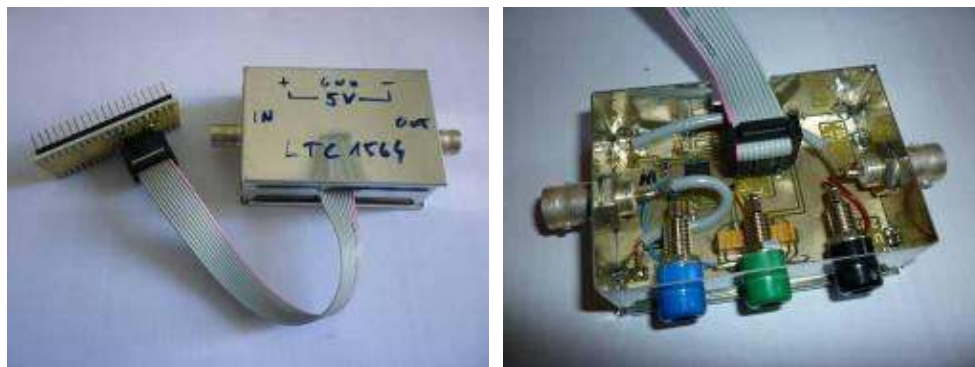
4.4 Digitálně řízený antialiasingový filtr

Cílem řešení zadaného projektu byl komplexní návrh univerzálního digitálně řízeného filtru včetně návrhu řídicího systému filtru. Požadavkem bylo realizovat řízený antialiasingový filtr DP včetně řídicího pracoviště, které by umožňovalo mikroprocesorové řízení jeho hlavních parametrů – mezního kmitočtu a hodnoty přenosu v propustné oblasti s přesností nastavení těchto parametrů do 5 %. Návrh digitálně řízeného antialiasingového filtru vyplynul z projektu FEKT-S-11-5/1012 - Podpora výzkumné a vědecké činnosti UTEE. Jako základ digitálně řízeného antialiasingového filtru byl zvolen integrovaný obvod LTC1564 [12]. Jedná se o dolní propust Butterworthovy aproximace 8. řádu s možností řízení mezního kmitočtu f_{mez} od 10 kHz do 150 kHz po kroku 10 kHz. Pro minimální potlačení přenosu při 2,5 násobku f_{mez} udává výrobce [12] hodnotu 100 dB. Součástí integrovaného obvodu je i digitálně řízený zesilovač se zesilením $G = 1 \div 16$. Na obr. 4.28 je zapojení vývodů IO LTC1564 a zobrazení charakteristik s rozsahem jejich řízení udávané výrobcem. Mezní kmitočet filtru a zisk je nastaven čtyřbitovým slovem na vstupech řídicích kmitočet a zisk filtru.



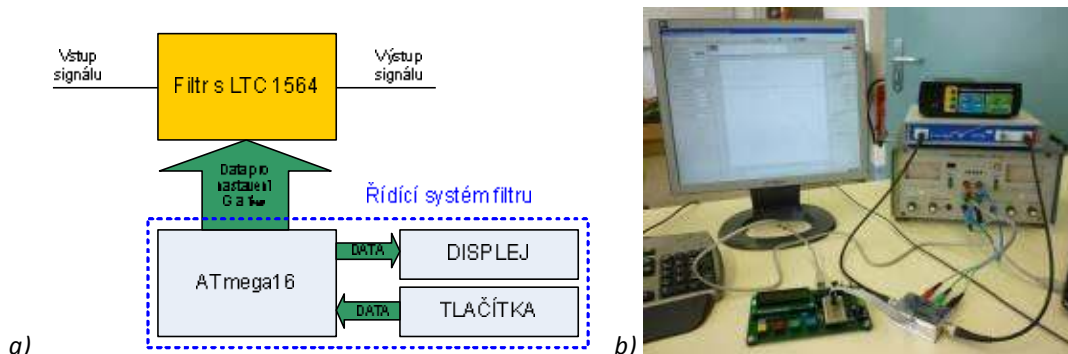
Obr. 4.28: Zapojení integrovaného obvodu LTC1564 a jeho rozsah řízení.

Realizovaný filtr ukazuje obr. 4.29. Z důvodu dosažení požadovaných parametrů byla použita stejná koncepce realizace jako v předchozích případech, tedy kovová krabička s BNC konektory.



Obr. 4.29: Realizovaný digitálně řízený filtr s LTC1564.

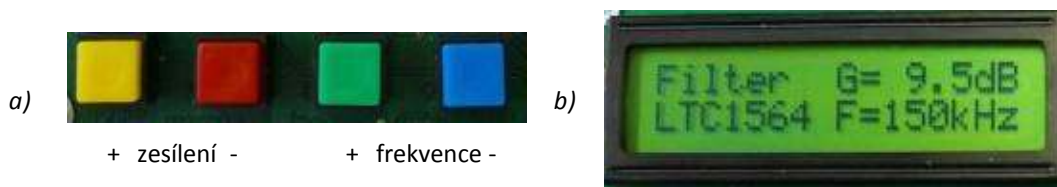
Blokové schéma univerzálního digitálně řízeného filtru včetně řídicího systému filtru názorně zobrazuje blokové zapojení systému na obr. 4.30a. Pro vlastní řízení byl využit vývojový kit s ATmega16 (jeho vlastnosti a popis byl publikován v [41] a [42]) zobrazený na obr. 4.17, který byl navržen a zkonstruován nejen pro řízení filtrů, ale také v rámci projektu Podpora výzkumné a vědecké činnosti UTEE (FEKT-S-11-5/1012) byl též použit např. pro digitální řízení tlaku pneumatického utahováku pro firmu SIEMENS s.r.o. [43].



Obr. 4.30: a) Blokové zapojení s filtrem LTC1564, b) Měřící pracoviště UTEE.

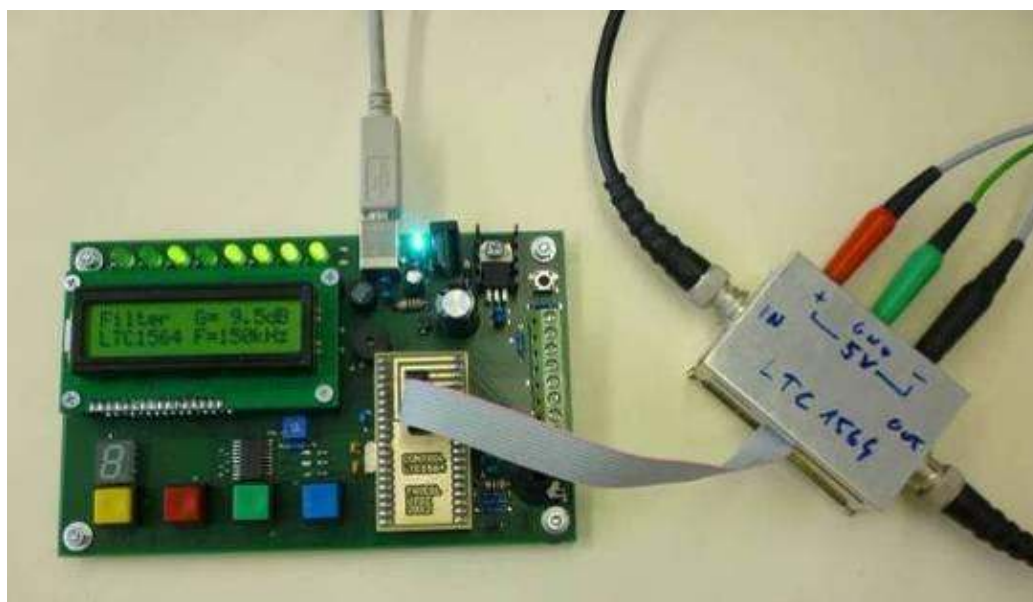
Celé zapojení tohoto vývojového kitu jakožto řídicího systému filtru se skládá ze dvou hlavních částí: programátoru (zapojení programátoru je uvedeno v příloze na obr. P.19) a cílového mikroprocesoru ATmega16 [44] s připojenými perifériemi (obr. 4.31). Programátor JTAG ICE kompatibilní s AVR Studiem (freeware) se skládá z FTDI čipu a mikroprocesoru Atmega16, ve kterém je nahrán bootloader. Výhoda standardu JTAG je ladění aplikací s mikrokontroléry AVR přímo v systému, tedy krokování a simulace probíhá přímo na čipu. To umožňuje jednoduché programování cílového mikroprocesoru (IC2), neboť stačí jen připojit vývojový kit pomocí USB kabelu a spustit AVR studio [45]. LED diody LED_TX a LED_RX (označené ve schématu v příloze na obr. P.19) připojené k FTDI čipu indikují zápis/čtení a LED_ACTIVITY indikuje aktivitu programovacího mikrokontroléru. Cílový mikrokontrolér (IC2) pracuje na max. možné frekvenci 16 MHz. Na vývod RESET (IC2, pin 9) je připojeno resetovací tlačítko pro snadné znovuspuštění nahraného programu. K portu A jsou přes budič 74HC573 (IC3) připojeny diody LED1 až LED8, dále je k portu A přes spínač připojeno teplotní čidlo 18B20 a trimr (RESISTOR_TRIMMING) sloužící jako napěťový dělič pro A/D převodník ADC0 (IC2, pin40). Převodníky ADC1 a ADC2 (IC2, piny 39 a 38) jsou vyvedeny na svorkovnici (CON 1,2) pro možnost provádět A/D převod externího napětí. PORT B je využit pro připojení dvou zobrazovačů. Pro 7-segmentový LED zobrazovač, který je připojen přes invertující budič 74HC563 (IC4) a pro inteligentní LCD displej, který je připojen přes budič 74HC573 (IC5). Podsvětlení u tohoto LCD zobrazovače je řízeno pomocí tranzistoru T2 a kontrast lze upravit trimrem R38. Čítače T0 a T1 (IC2, piny 1 a 2) jsou vyvedeny na svorkovnici (CON 5,6) pro možnost čtení impulsů z externího zdroje. PORT C slouží pro ovládání budičů a pro řízení podsvětlení LCD zobrazovače. Ostatní piny (TDI, TDO, TMS a TCK), které jsou propojeny s programátorem slouží pro vlastní programování cílového mikrokontroléru. K poslednímu PORTU D jsou připojeny 4 tlačítka (možnost externího přerušení – INT0 a INT1, IC2 piny 16 a 17) dále 3 SMD LED diody a akustický měnič. Piny OC1A a OC1B (IC2 piny 18 a 19) jsou vyvedeny na svorkovnici (CON 3,4) pro možnost řízení externího zařízení pomocí PWM. Na svorkovnici je rovněž vyvedeno napájecí napětí (CON 7,8). Napájení celé aplikace je možné přímo z portu USB přes pojistku 0,5A nebo pomocí 9V adaptéru. Výběr se provádí pomocí propojky na konektoru JMP a přítomnost napájecího napětí signalizuje LED dioda označená ve schématu LED_POWER. Předloha plošného spoje celého vývojového kitu je uvedena v příloze na obr. P.20.

Pro vlastní řízení filtru byl pro vývojový kit s ATmega16 navržen a odladěn software (ukázka zdrojového kódu je v příloze P.24), který na zvoleném portu nastavuje binární kombinaci 8 bitů určující mezní kmitočet f_{mez} (4 bity – FREQUENCY CODE na obr. 4.28) a požadované zesílení G (4 bity – GAIN CODE na obr. 4.28). Nastavení zesílení G a mezního kmitočtu f_{mez} je realizováno pomocí 4 tlačítek (obr. 4.32a) a nastavené parametry obvodu LTC1564 jsou současně vypisovány na displej jak ukazuje obr. 4.32b.



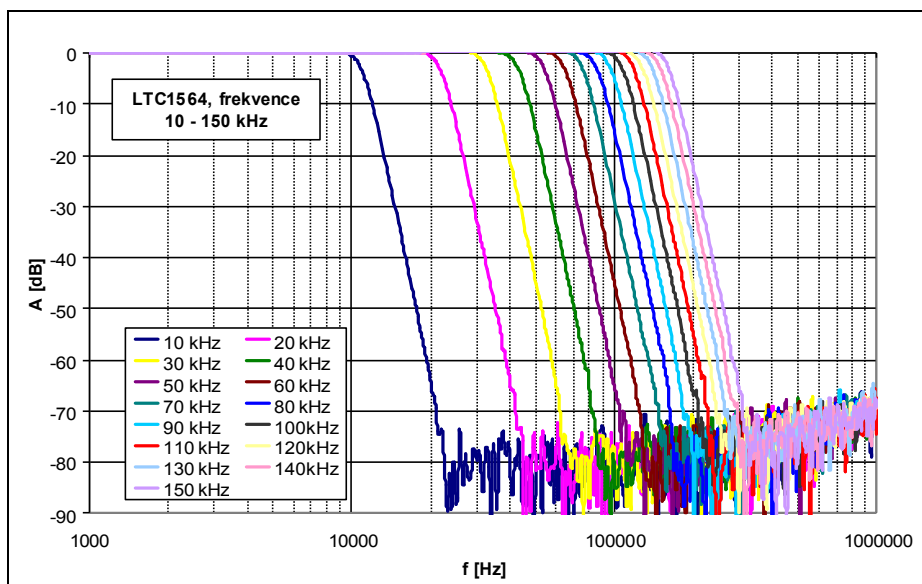
Obr. 4.32: Popis ovládacích tlačítek a výpis displeje řídicího systému filtru.

Uvedený filtr je napájen z externího symetrického zdroje 5 V a jeho řízení (8 bitů) je realizováno pomocí datového vodiče připojeného k mikrokontroléru ATmega16 (IC2) na port A (obr. 4.33). Celkové schéma zapojení filtru s IO LTC1564 je zakresleno v příloze na obr. P.18.

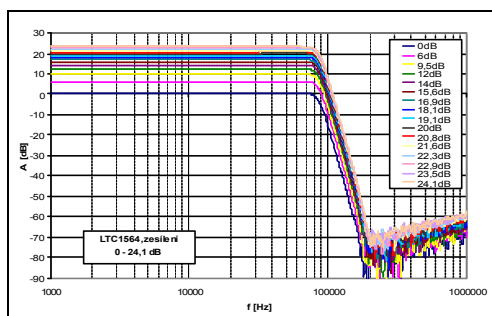


Obr. 4.33: Zrealizovaný filtr s vývojovým kitem.

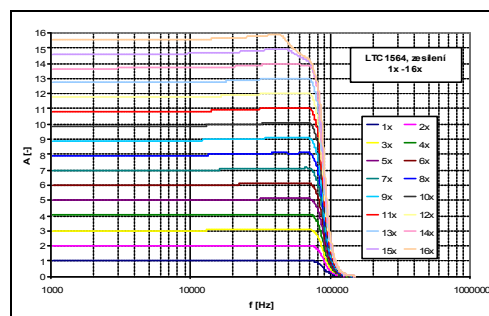
Modulové kmitočtové charakteristiky realizovaného filtru zobrazují grafy na obr. 4.34, ze kterých je vidět možné přeladění mezního kmitočtu f_{mez} pro zesílení $G = 0$ dB. Tím bylo ověřeno, že nastavování mezního kmitočtu f_{mez} lze realizovat v celém rozsahu s odchylkou do 1 %. Jako další hlavní parametr IO LTC1564 bylo ověřováno nastavování přenosu filtru v celém deklarovaném rozsahu. Na obr. 4.35 jsou uvedeny výsledky tohoto měření pro mezní kmitočet $f_{mez} = 80$ kHz. Zesílení je zde uvedeno v logaritmické míře.



Obr. 4.34: Řízení mezního kmitočtu u LTC1564.



Obr. 4.35: Řízení zesílení u LTC1564, logaritmické měřítko.



Obr. 4.36: Řízení zesílení u LTC1564, lineární osa.

Pro lepší názornost byly charakteristiky z grafu (obr. 4.35) přepočteny a přenos zobrazen na obr. 4.36 v lineárním měřítku. Zde je patrné zkreslení přenosové charakteristiky filtru pro vyšší zesílení ($G > 14$). (Maximální odchylka však ani zde nepřekračuje 5 %.)

V této podkapitole byl navržen a zrealizován digitálně řízený filtr s LTC1564. Jeho vlastnosti byly podrobně prověřeny praktickým měřením a výsledky potvrzují možnost jednoduchého digitálního řízení s možností nastavení mezního kmitočtu s přesností 1 %. Odchylka 1 % platí i u přenosu filtru do zesílení 14x, při větším zesílení dochází při kmitočtu vyšším než 40 kHz k větší odchylce (do 5 %). Hlavním přínosem této části práce byl zejména návrh a realizace řídicího digitálního obvodu pro řízení filtrů pomocí mikrokontroléru ATmega16. Navržený obvod slouží i jako vývojový kit pro další aplikace vyvíjené na UTEE, které vyžadují poměrně jednoduché digitální řízení. Navržený kit disponuje svorkovnicí, na kterou jsou vyvedeny jednotlivé vývody mikrokontroléru. To umožňuje připojit další zařízení (např. motor, servo, fotorezistor, senzory...) a rozšířit tak možnosti tohoto kitu pro širší potřeby uživatele. Vývojový kit využívají také studenti ve svých studentských pracích pro své aplikace. Případní zájemci z řad studentů pak jako prostředek pro prvotní seznámení s mikroprocesorovou technikou. K vývojovému kitu byly v rámci UTEE napsány publikace zaměřující se na mikroprocesorovou techniku včetně ukávek programů pro mikrokontroléry ATMEL [46], což významně přispělo k rozšíření mikroprocesorové techniky mezi studenty a stalo se vítanou pomůckou pro vývoj celé řady zařízení v rámci studentských projektů.

Závěr kapitoly

Tato kapitola popisuje návrhy a výsledky měření realizovaných filtrů pro různé aplikace. Východiskem syntézy těchto filtrů byly teoretické poznatky popisované v předchozích kapitolách 2 a 3.

V první části zde byla popsána syntéza aktivní dolní propusti s využitím cíleně ztrátových aktivních bloků FDNR. Navržený filtr byl realizován a využit v řetězci zpracování NMR signálu. Jeho vlastnosti byly podrobně prověřeny praktickým měřením a výsledky plně potvrdily správnost teoretických závěrů.

Druhá část této kapitoly popisuje praktické využití ztrátových FDNR prvků ve filtrech s nulami přenosu pro úpravu signálu z indukčního snímače pro měření rychlosti pohybujícího se objektu. Naměřené výsledky se shodují s teoretickými závěry a dokazují možnost využití těchto filtrů pro konkrétní aplikace.

V předposlední části této kapitoly je použit při návrhu filtru speciální integrovaný obvod LTC1562, který byl rovněž použit ve zpracování NMR signálu a ukázal se jako vhodná volba, neboť disponuje velmi malým šumem a zkreslením.

Poslední část této kapitoly řeší komplexní návrh řídicího systému filtru dolní propusti s digitálně nastavitelným mezním kmitočtem a přenosem. Navržený vývojový kit s mikrokontrolérem ATmega16 (obr. 4.17) umožňuje řízení speciálního integrovaného obvodu kmitočtového filtru LTC1564, což dokazují změřené charakteristiky na obr. 4.34 až obr. 4.36. Tento vývojový kit bude díky své univerzálnosti sloužit i pro celou řadu dalších aplikací vyvíjených na UTEE.

5. Závěr

Předložená disertační práce se zabývá propracováním metod syntézy a optimalizace moderních struktur aktivních filtrů realizovaných zejména s jednoduchými a ekonomicky výhodnými ztrátovými aktivními bloky dvojných kapacitorů FDNR a syntetických induktorů SI s ohledem na možnosti současných moderních aktivních prvků (OZ s napětovou zpětnou vazbou s GBW řádo v řádu jednotek GHz).

Disertační práce je rozdělena do tří hlavních kapitol. První kapitola se zabývá optimalizací syntézy aktivních funkčních bloků 2.řádu - zejména ztrátovými obvody syntetických induktorů SI, dvojných kapacitorů FDNR a bezeztrátových obvodů RD. Tato část práce obsahuje podrobný rozbor a srovnání vlastností nejčastěji používaných typů aktivních funkčních bloků – ztrátových dvojných kapacitorů (FDNR) a ztrátových syntetických induktorů (SI). Závěry srovnání vlastností v širším kmitočtovém rozmezí včetně citlivostních charakteristik a výsledky dosažené při navržené optimalizaci syntézy těchto obvodů jsou, jak se domnívám, přínosem v teoretické oblasti syntézy a optimalizace těchto ekonomicky výhodných funkčních bloků. Závěry srovnání přinesly některé nové poznatky a ukázaly na širší možnost využití těchto obvodů při optimalizaci filtračních obvodů. Prokázaly, že obvody FDNR a SI typu I. a V. mohou být pomocí navržené optimalizace realizovány s rozptylem pracovních prvků do hodnot $3Q$ místo dosud dosahovaných rozptylů $4Q^2$, což přináší omezení vlivu parazitních prvků a daleko širší možnost využití těchto obvodů i z kmitočtového hlediska. Cenným příspěvkem je i rozbor parametrů a vlastností sériového „rezonančního“ RD obvodu a závěry ohledně jeho možného využití v obvodech filtrů pásmových zádrží a filtrů vyšších řádů s nulovými body přenosu. Jeho použití v těchto obvodech může přispět k optimalizaci a význačnému zlepšení vlastností jednoduchých pásmových zádrží i zjednodušení výsledného nastavování parametrů filtrů vyšších řádů s nulovými body přenosu.

Další část práce se zabývá podrobně filtry vyšších řádů dolních (DP) a horních (HP) propustí realizovaných s vybranými a optimalizovanými funkčními bloky popsány v první části práce. Přínosem této části práce jsou zejména teoretické návrhy a praktické ověření

charakteristik optimalizovaných struktur filtrů dolních a horních propustí Butterworthovy a Čebyševovy aproximace s kompenzovanými funkčními bloky, které umožňují podstatný pokles poměru pasivních prvků oproti původním neoptimalizovaným strukturám. Závažné jsou zde i závěry týkající se dynamiky obvodů, které ukazují na výhodnější vlastnosti obvodů aktivních funkčních bloků se sériovými ztrátami proti dosud více preferovaným blokům s paralelními ztrátovými prvky. Přínosem je i experimentální využití výstupu druhého OZ jako výstupu filtru namísto standardního výstupu, což umožnilo dosáhnout s cíleně ztrátovými syntetickými prvky podobných výstupních úrovní jako s bezeztrátovými.

Nejrozsáhlejší teoretickou částí této práce byla analýza kmitočtových filtrů s nulami přenosu z důvodu jejich následné syntézy s cíleně ztrátovými syntetickými prvky FDNR. Analyzovány byly prototypy RLC filtrů 3., 5., 7. a 9. řádu pro minimální potlačení přenosu 30, 40, 50, 60 a 70 dB. V uvedených analýzách byl zvolen mezní kmitočet $f_{mez} = 10$ kHz, z výsledků však vyplývá, že modelované závislosti platí po znormování kmitočtové osy obecně. Získané poznatky pak byly po vyhodnocení zapracovány do vlastní metodiky syntézy. Následně byla ověřena návrhem, realizací vzorku a měřením jeho charakteristiky, kdy bylo zjištěno, že naměřené výsledky velmi dobře korespondují s počítačovými simulacemi (podkap. 4.2).

Přínosem k optimalizaci aktivních ARC filtrů je v této části práce i nová metoda optimalizace filtrů aktivních pásmových propustí realizovaných jako vázané obvody pomocí jednoduchých cíleně ztrátových funkčních bloků. Důležitou součástí optimalizace syntézy je návrh metodiky těchto filtrů se dvěma různými typy vazeb detailně uvedených na příkladech obvodů včetně ověření jejich vlastností pomocí měření realizovaných vzorků filtrů.

V poslední části této práce byly uvedeny konkrétní návrhy a měření realizovaných filtrů pro různé aplikace. Základem těchto navržených filtrů byly teoretické poznatky popisované v předchozích kapitolách, jejich naměřené parametry potvrdily správnost metody návrhu. Byla zde popsána syntéza aktivní dolní propusti s využitím cíleně ztrátových aktivních bloků FDNR. Navržený filtr byl realizován a využit v řetězci zpracování NMR signálu. Jeho vlastnosti byly podrobně prověřeny praktickým měřením a výsledky plně potvrdily správnost teoretických závěrů. Další realizovaný filtr byl rovněž postaven na základě cíleně ztrátových FDNR prvků a to ve filtrech s nulami přenosu pro úpravu signálu z indukčnostního snímače pro měření rychlosti pohybujícího se objektu. Dosažené výsledky se shodovaly s teoretickými závěry a dokazují možnost využití těchto filtrů pro konkrétní aplikace. Pro třetí realizaci filtru (řetězec zpracování NMR signálu) byl použit speciální integrovaný obvod LTC1562 a ukázal se jako vhodná volba, neboť disponuje velmi malým šumem a zkreslením. V poslední aplikaci, kde byl využit integrovaný obvod LTC1564 s velmi malým šumem a zkreslením, byl pak řešen komplexní návrh řídicího systému filtru. Navržený a realizovaný vývojový kit (v rámci projektu Podpora výzkumné a vědecké činnosti UTEE - FEKT-S-11-5/1012) s mikrokontrolérem ATmega16 umožňuje nejen řízení speciálního integrovaného obvodu kmitočtového filtru LTC1564, což dokazují změřené charakteristiky, ale pro svou univerzálnost bude použit jako univerzální antialiasingový filtr pro praktické ověření filtrace reálných vstupních signálů. Vzhledem k svým možnostem bude navržený vývojový kit použit i pro další aplikace vyžadující jednoduché digitální řízení parametrů obvodů vyvíjené na UTEE. K vývojovému kitu byly v rámci UTEE napsány publikace [46] zaměřující se na mikroprocesorovou techniku včetně ukázek programů pro mikrokontroléry ATMEL, což významně přispělo k rozšíření mikroprocesorové techniky mezi studenty a stalo vítanou pomůckou pro vývoj zařízení v rámci studentských projektů.

Vzhledem k dosaženým výsledkům disertační práce, které byly v závěru stručně zhodnoceny, se domnívám, že v úvodu vytýčené cíle disertační práce byly splněny.

LITERATURA

- [1] PACTITIS, S. *Active filters: theory and design*. USA: CRC Press, 2008. 274 str. ISBN 978-1-4200-5476-7.
- [2] SEDLÁČEK, J. ; HÁJEK, K. *Kmitočtové filtry*. 1. vydání. Praha : BEN - technická literatura, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [3] MARTÍNEK, P. *Losy FDNR based on CCII - current conveyor*. s. 4 [cit. 2013-11-17].
- [4] PAL, K. *Floating inductance and FDNR using positive polarity current conveyors*. [online]. 2004, č. 27, s. 4.
- [5] ŠOTNER, R. *Vícefunkční přeladitelný aktivní filtr*. Brno, 2008. Magisterská práce. VUT Brno, FEKT, UREL. Vedoucí práce Tomáš Dostál.
- [6] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Brno, skripta VUT FEKT UREL, 2004, 136 stran, ISBN 80-214-2561-X.
- [7] TICHÁ, D. *ARC filter design based on evolutionary algorithms*.
- [8] TICHÁ, D. ; MARTÍNEK, P. *Biquad based on a generalized divider structure*. 2002, roč. 11, č. 2.
- [9] SOLIMAN, M. ; RAMY S. Two New Families of Floating FDNR Circuits. In: *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2010. DOI: 10.1155/2010/563761.
- [10] Datasheet *OPA355*. Texas Instruments, www.ti.com.
- [11] Datasheet *LTC1562 - Very Low Noise, Low Distortion Active RC Quad Universal Filter*, www.linear.com.
- [12] Datasheet *LTC1564 - 10kHz to 150kHz Digitally Controlled Antialiasing Filter and 4-Bit P.G.A.*, www.linear.com.
- [13] SZABÓ, Z. *Príspevek k optimálnej syntéze filtračných obvodů*. Brno, 2012. Disertační práce. VUT BRNO, FEKT, UTEE. Vedoucí práce Jiří Sedláček.
- [14] Bruton LT. *RC-Active Circuits Theory and Design*, Prentice-Hall, Inc.: Englewood Cliffs, New Jersey, 1980, ISBN 0-13-753467-1.
- [15] MURINA, M. A contribution to the design of the lossy FDNR. In: *KTE-FEL-ZČU v Plzni*, 2001. ISBN 80-7082-756-4.
- [16] HÁJEK, K. ; SEDLÁČEK, J. Lossy LC Ladder Prototypes and their use for ARC Filter Optimization. *WSEAS TRANSACTIONS on ELECTRONICS*, Issue3, Volume2, July 2005, pp. 94-99, ISSN 1109- 9445.
- [17] HÁJEK, K. ; MICHAL, V. ; SEDLÁČEK, J. ; STEINBAUER, M. A simple method of goal – directed lossy synthesis and network optimization. *ADVANCES in Electrical and Electronic Engineering*, Žilina, 2006, ISSN 1336-1376, pp.249- 253.
- [18] FRIEDL, M. *Synthesis of modern structures frequency filters*. Brno, 2010. 21 s. Pojednání k disertační práci. VUT BRNO, FEKT, UTEE.
- [19] SNAP: webpark. [online]. Dostupné z: www.snap.webpark.cz
- [20] CADENCE: OrCAD [online]. Dostupné z: www.cadence.com.
- [21] *Datasheet AD8044*. Analog Devices, www.analog.com.
- [22] SEDLÁČEK, J. ; FRIEDL, M. ; FROHLICH, L. Modified Approximation Types for Lossy Building Blocks. In *PIERS 2010 in Xi' an Proceedings*. 2010. s. 484-488. ISBN: 978-1-934142-12- 7.

- [23] SEDLÁČEK, J.; FRIEDL, M. Optimization of ARC Component Filter Sensitivity. In *PIERS 2010 in Xi' an Proceedings*. 2010.s. 489-493. ISBN: 978-1-934142-12- 7.
- [24] SZABÓ, Z.; FRIEDL, M.; SEDLÁČEK, J. A Comparison of the Dynamic Range of FDNR Building Blocks. In *PIERS 2013 TAIPEI*. Cambridge: The Electromagnetics Academy, 2013. s. 159-162. ISBN: 978-1-934142-24- 0.
- [25] SEDLÁČEK, J.; FRIEDL, M.; FROHLICH, L.; HADINEC, M. ARC coupled band - pass filters. In *AMTEE 09 proceedings*. Plzeň: 2009. s. 3-4. ISBN: 978-80-7043-821- 3.
- [26] FRIEDL, M.; SEDLÁČEK, J. Syntéza aktivních filtrů vázaných pásmových propustí. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2011, roč. 2011, č. 38, s. 1-6. ISSN: 1213- 1539.
- [27] FRIEDL, M. ACTIVE BAND - PASS COUPLED FILTERS. In *Proceedings of the 15 th conference student eeict 2009 - volume 3*. Brno: NOVAPRESS s.r. o, 2009. s. 137- 141. ISBN: 978-80-214-3870- 5.
- [28] *Omicron-lab* [online]. Vector Network Analyzer - Bode 100 Extended frequency range 1 Hz - 40 MHz. Dostupné z: www.omicron-lab.com.
- [29] TEXAS INSTRUMENTS. [online]. Dostupný z: www.ti.com.
- [30] SPECTRUM SOFTWARE: *MicroCAP* [online]. Dostupné z: www.spectrum-soft.com.
- [31] FRIEDL, M.; FROHLICH, L.; SEDLÁČEK, J. Synthesis of Arc Ladder Filters with Transmission Zeros for Using in the Feed Back of the Phase Lock Loop. *Progress In Electromagnetics*, 2011, roč. 2011, č. 2011, s. 977-980. ISSN: 1559- 9450.
- [32] UNOB BIOLEK SKRIPTA: *NAF* [online]. Dostupné z <http://user.unob.cz/biolek/skripta.htm>.
- [33] *Datasheet OPA656*. Texas Instruments, www.ti.com.
- [34] FRIEDL, M.; FROHLICH, L.; SEDLÁČEK, J. Filter for Processing of NMR Signal. *Progress In Electromagnetics*, 2011, roč. 2011, č. 2011, s. 1004-1007. ISSN: 1559- 9450.
- [35] FRIEDL, M.; FROHLICH, L.; SEDLÁČEK, J. The Active Filter for Use in Measurement of the Fast Moving Object. In *Proceedings of PIERS 2012 in Kuala Lumpur. Progress In Electromagnetics*. 2012. s. 343-347. ISBN: 978-1-934142-20- 2. ISSN: 1559- 9450.
- [36] LINEAR TECHNOLOGY: FilterCAD [online]. Dostupné z: www.linear.com/designtools/software/filtercad.jsp.
- [37] BAKER, C. Chyba zisku u operačních zesilovačů. *Elektrotechnický magazín*. [online]. Dostupný z: ww.pandatron.cz/?1382&chyba_zisku_u_operacnich_zesilovacu.
- [38] FIALA, P.; KOVÁČ, M.; FRIEDL, M.; BENEŠ, V.; KOČÍ, R.; BĚHUNEK, I. A Methodology for Short Basis Velocity Measurement in Moving A Methodology for Short Basis Velocity Measurement in Moving Objects. In *PIERS 2013 Stockholm Proceedings*. Cambridge, MA 02138: The Electromagnetic Academy, 2013. s. 1238- 1241. ISBN: 978-1-934142-26- 4. ISSN: 1559- 9450.
- [39] Linear Technology [online]. *FilterCAD*. Dostupné z WWW: <<http://www.linear.com/designtools/software/filtercad.jsp>>.
- [40] KUBÁSEK, R.; AL KHADDOUR, M. Building NMR/ NQR Spectrometer. In *Piers Moscow Proceeding*. Moskva: PIERS, 2012. s. 1-4. ISBN: 978-1-934142-22- 6.
- [41] FRIEDL, M. Vývojový kit s ATmega16. *Praktická elektronika a radio*, 2010, roč. 2010, č. 3, s. 19-20. ISSN: 1211- 328X.

- [42] FRIEDL, M. Vývojový kit s ATmega16 - dokončení. *Praktická elektronika a radio*, 2010, roč. 2010, č. 4, s. 21-24. ISSN: 1211- 328X.
- [43] FRIEDL, M.; ČÁP, M.; FIALA, P.: *Řízení pneumatického utahováku pomocí převodníku pneumatický tlak / elektrický proud*. UTEE. (funkční vzorek)
- [44] Datasheet ATmega16. Atmel, www.atmel.com.
- [45] ATMEL: AVR Studio. Dostupné z: www.atmel.com.
- [46] NAVRÁTIL, P. *Didaktická příručka pro vývojový kit s ATMEL*. Brno, 2011. Bakalářská práce. VUT BRNO, FEKT, UTEE. Vedoucí práce Martin Friedl.