

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky

Ing. Martin Friedl

SYNTÉZA MODERNÍCH STRUKTUR KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

SYNTHESIS OF MODERN STRUCTURES OF FREQUENCY FILTERS

Zkrácená verze Ph.D. Thesis

Obor: Teoretická elektrotechnika
Školitel: Doc. Ing. Jiří Sedláček, CSc.

BRNO 2013

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

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

Obsah

1. Úvod	1
1.1 Současný stav problematiky	1
1.2 Cíle disertační práce	4
2. Aktivní bloky II. řádu	5
2.1 Ztrátové uzemněné dvojné kapacitory (FDNR obvody)	5
2.2 Optimalizace obvodů ztrátových FDNR	6
2.3 Vyšetření citlivosti obvodů FDNR	7
2.4 Ztrátové uzemněné syntetické indukty (SI obvody)	9
2.5 Srovnání kmitočtových vlastností jednotlivých zapojení syntetických induktorů	10
2.6 Optimalizace obvodů ztrátových SI	11
2.7 Vyšetření citlivosti obvodů SI	12
2.8 Bezeztrátový sériový rezonanční obvod RD s jedním OZ	14
3. Filtry vyšších řádů	17
3.1 Filtry dolních propustí (DP)	17
3.2 Filtry horních propustí (HP)	19
3.3 Vázané filtry se syntetickými prvky	20
3.4 Kmitočtové filtry s nulami přenosu	23
3.5 Filtry DP vyšších řádů s bezeztrátovým sériovým rezonančním RD obvodem	27
4. Návrh kmitočtových filtrů pro konkrétní aplikace	28
4.1 ARC filtr pro zpracování NMR signálu	28
4.2 Filtr s nulami přenosu pro indukčnostní snímače	29
4.3 Čtyřkvadrantový univerzální filtr LTC1562 pro systém nukleární magnetické rezonance	31
4.4 Digitálně řízený antialiasingový filtr	32
4. Závěr	34
Literatura	36
Vybrané publikace	38
Životopis	39

(Značení obrázků, tabulek a vzorců bylo pro přehlednost ponecháno stejné jako v disertační práci.)

1. Úvod

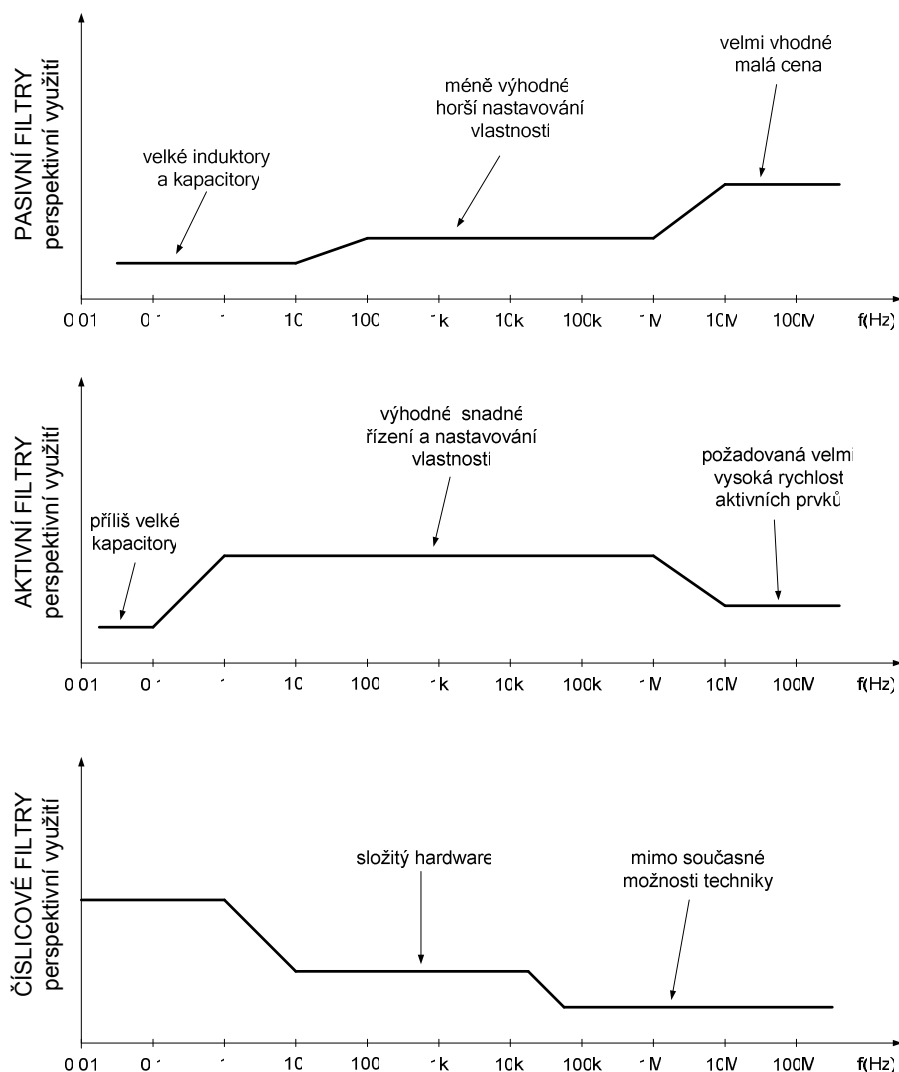
Kmitočtová filtrace signálů je jedním ze základních způsobů zpracování signálů a proto se kmitočtové filtry vyskytují v různých podobách téměř ve všech elektrotechnických a elektronických zařízeních. Jejich význam v současnosti roste i z hlediska zajištění přísných norem elektromagnetické kompatibility. 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 východiskem pro další studium jak mikrovlnné vf techniky, tak i oblasti číslicové kmitočtové filtrace.

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. 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.

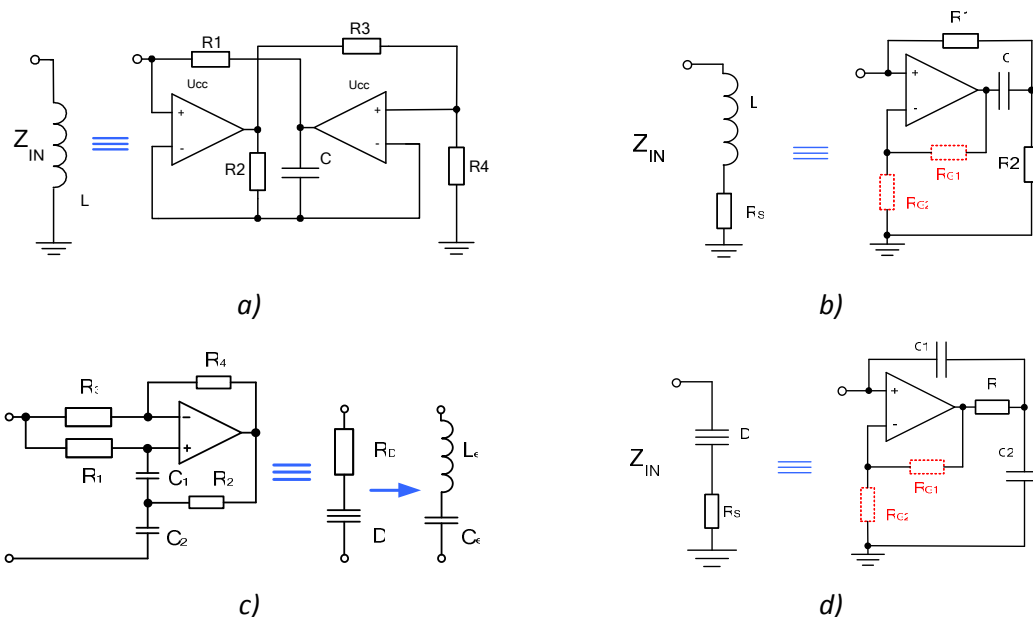
Typickými stavebními bloky ARC obvodů jsou nejčastěji operační zesilovače (OZ) s napětěovou zpětnou vazbou, proudové konvejory a zesilovače s proudovým výstupem, například transimpedanční OZ. Standardní OZ s napětěovou zpětnou vazbou se používají jen v pásmu nižších kmitočtů. Na vyšších kmitočtech se 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 kapacitorem (pracující spojitě v hodnotách a diskrétně v čase) a filtry číslicové (pracující diskrétně 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].



Obr. 1.3: Porovnání jednotlivých technologií filtrů.

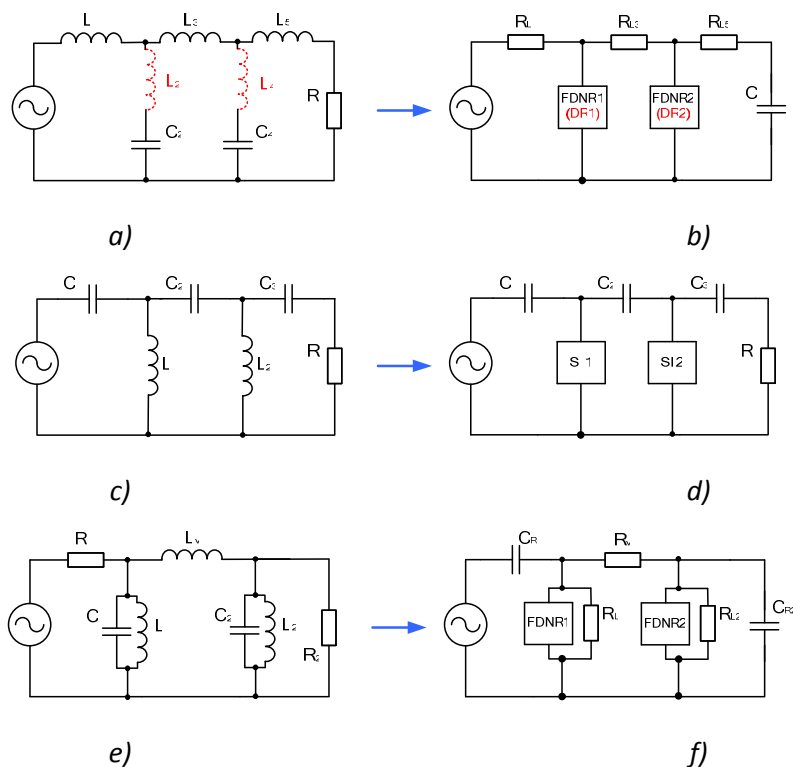
Snad nejvýznamnější parametr systému vyplývající z použité technologie filtrů je dosažená pracovní frekvence. Obr. 1.3 ukazuje možné oblasti využití a porovnání jednotlivých filtrů s ohledem na použitou technologii [1]. Dosavadní stav vývoje filtračních obvodů aktivních filtrů byl limitován především kmitočtovými vlastnostmi aktivních prvků na použití do kmitočtů 1 MHz. Jak dokládá obr. 1.3., perspektivní oblast, 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.

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 kapacitory 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 OZ s napěťovou zpětnou vazbou 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.



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

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.



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

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 bezeztrátových zapojení (příklad na obr. 1.4a) vystačí s polovičním počtem aktivních prvků.

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).

Pozornost bude v obou případech funkčních bloků zaměřena na použití moderních OZ s napětíovou zpětnou vazbou, 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 možnostmi 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 Brutonovy 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 možnostmi 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

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. Druhou metodou je realizace obvodu ARC, který vykazuje na vstupních svorkách přímo induktivní impedanci. Toho lze využít pro přímou náhradu indukčností 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**epended **N**egative **R**esistor). Do druhé metody realizace ARC filtrů můžeme zařadit ARC obvody syntetických induktorů SI (**S**ynthetic **I**nductor). V disertační práci byly obě tyto metody 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.

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. Dostupná literatura většinou neuvádí vztahy pro určení potřebných parametrů obvodu a proto byly všechny obvody podrobeny obvodové analýze a vztahy definující základní parametry obvodů (získané na základě obvodové analýzy) jsou uvedeny u příslušných zapojení v tab. 2.2.

Tab. 2.2a: Zapojení ztrátových FDNR s odpovídajícími vztahy.

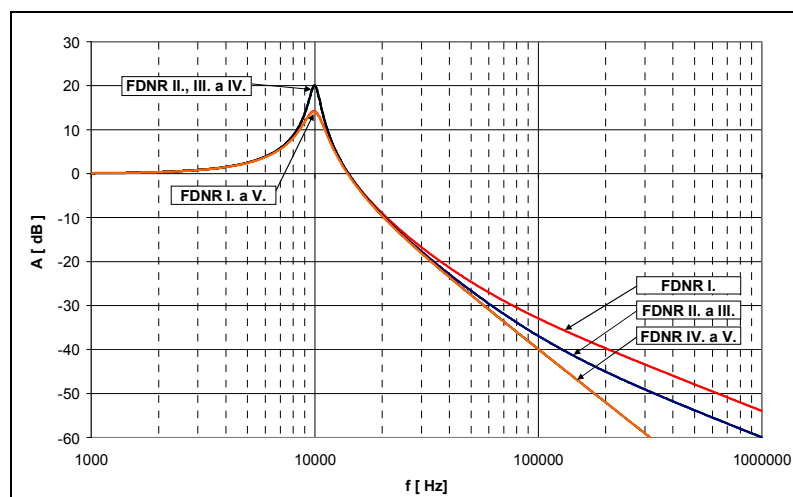
Typ	Zapojení ztrátových FDNR	Vztahy
I.		$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_s R}}$
		$K=1, D_s=RC^2, C_s=C/2$
		$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_s}{R}} \quad Q_K = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \cdot \frac{1}{2 - \frac{R_s}{R}(K-1)}$
II.		$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_s R}}$
		$K=2, D_s=RC^2, C_s=C$
		$Q = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \quad Q_K = \sqrt{\frac{R_s}{R}} \cdot \frac{1}{\frac{R}{R_s} - K + 2}$

Tab. 2.2b: Zapojení ztrátových FDNR s odpovídajícími vztahy.

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

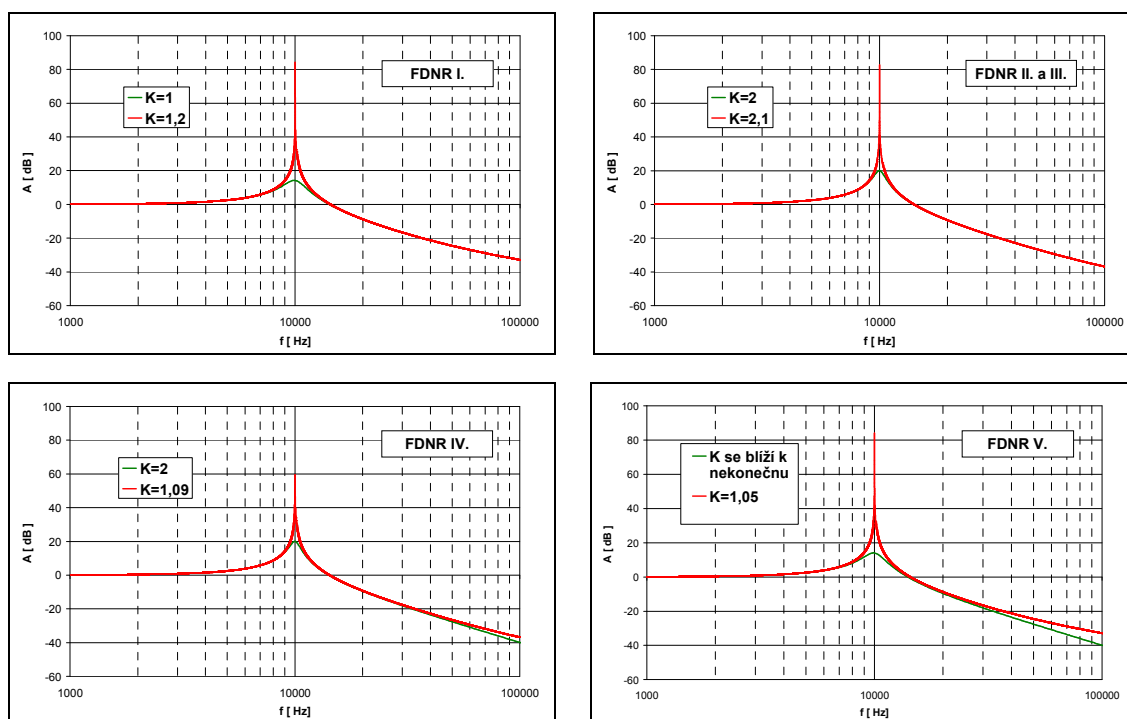
2.2 Optimalizace obvodů ztrátových FDNR

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. 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.). Výsledné modulové kmitočtové charakteristiky jednotlivých typů obvodů dolních propustí ARC jsou pro porovnání uvedeny společně v jednom grafu na obr. 2.4. Jak uvedené vztahy (tab. 2.2) pro činitel jakosti Q ukazují, obvody vyžadují (pro nominální hodnoty zesílení) 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. Výsledné modulové 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 a druhá pro vypočtené hodnoty K pro maximální hodnotu činitele jakosti Q_K . 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.



Obř. 2.4: Modulové kmitočtové charakteristiky FDNR obvodů.

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.).



Obř. 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).

2.3 Vyšetřeni citlivosti obvodů FDNR

Pro větší představu o vlastnostech zkoumaných FDNR prvků byly provedeny citlivostní analýzy. Počítačovým modelováním byly zjišťovány relativní citlivosti „rezonančního kmitočtu“ a činitele jakosti Q . Výsledné hodnoty citlivosti změn kmitočtu S^F a činitele jakosti S^Q na změny obvodových prvků jsou přehledně zobrazeny v tabulce 2.6.

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		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	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		
$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	30,2783	-2,29	-10,39	-1,1488	-8,33
$Q = 29,9668$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	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		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	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		
$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	33,0252	-2,29	-104,49	-1,15	-94,08
$Q = 29,9008$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	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		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	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		
$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	32,9608	-2,29	-114,63	-1,15	-102,64
$Q = 29,5711$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	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		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	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		
$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	33,2601	-2,29	-106,45	-1,15	-95,65
$Q = 30,0602$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	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	-15,36		
	$R_2 = 999 \Omega$	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		
	$C_1 = 9,99 \text{ nF}$	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		
$f_0 = 50,269 \text{ kHz}$	$C_2 = 9,99 \text{ nF}$	50,3844	30,3845	-2,29	-10,38	-1,15	-8,33
$Q = 30,0724$	$C_2 = 10,01 \text{ nF}$	50,2689	29,8833	-0,01	-6,29		

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^{ϱ} 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 nekompensovaných obvodů) s přijatelnou citlivostí. Představu o citlivostech těchto obvodů umožňuje získat přehledně uvedená tab. 2.6.

2.4 Ztrátové uzemněné syntetické induktory (SI obvody)

Jednodušší obvody realizují ztrátové syntetické induktory, příklady těchto obvodů jsou uvedeny v tab 2.9. Ztráty u těchto zapojení způsobují, že induktor (a tím i případný rezonanční obvod) má malou jakost, což tyto obvody předurčuje pro méně náročné aplikace. Níže jsou odvozeny a doplněny vztahy definující základní parametry obvodů jak pro nominální hodnotu zesílení K, tak pro obecnou hodnotu K aktivního prvku.

Tab. 2.9a: Zapojení ztrátových SI s odpovídajícími vztahy.

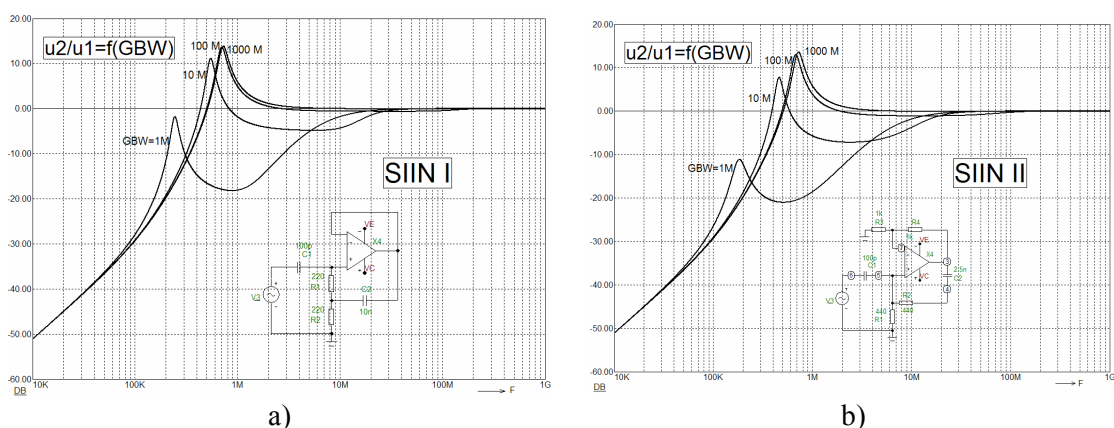
Typ	Zapojení ztrátových SI	Vztahy
I.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$ $K = 1, L_s = R^2 C, R_s = 2R$ $Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C}{C_s}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{C}{C_s}} \cdot \frac{1}{2 - \frac{C}{C_s}(K-1)}$
II.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$ $K = 2, L_s = R^2 C, R_s = R$ $Q = \sqrt{\frac{C}{C_s}}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

Tab. 2.9b: Zapojení ztrátových SI s odpovídajícími vztahy.

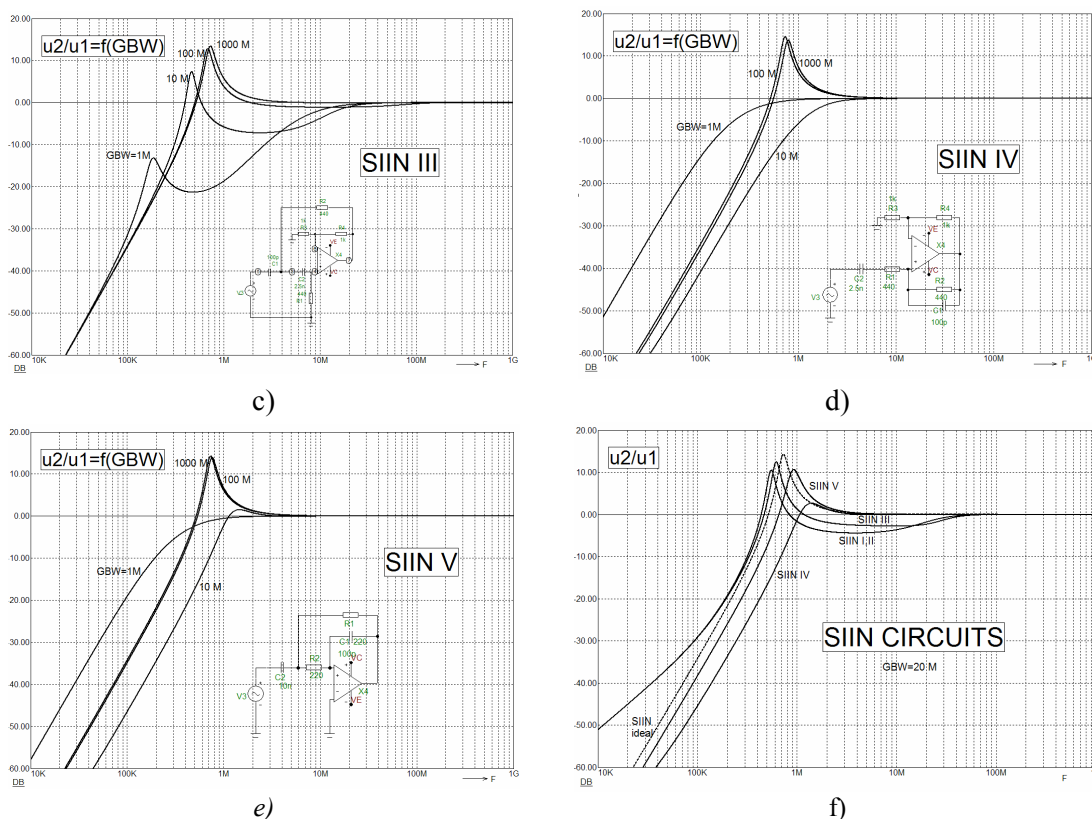
Typ	Zapojení ztrátových SI	Vztahy
IV.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$
		$K = 2, L_p = R^2 C, R_p = R$
		$Q = \sqrt{\frac{C_s}{C}} \quad Q_k = \sqrt{\frac{C}{C_s}} \cdot \frac{1}{\frac{C}{C_s} - \frac{1}{K-1} + 1}$
V.		$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_s C}}$
		$K \rightarrow \infty, L_p = R^2 C, R_p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

2.5 Srovnání 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 dvojbryny. 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, byla krokována v rozmezí od 1 MHz do 1 GHz. Výsledné kmitočtové charakteristiky jsou uvedeny na obr. 2.13.



Obr. 2.13a: Napěťové přenosy obvodů druhého řádu s aktivními bloky SI v závislosti na GBW operačního zesilovače - a), b)



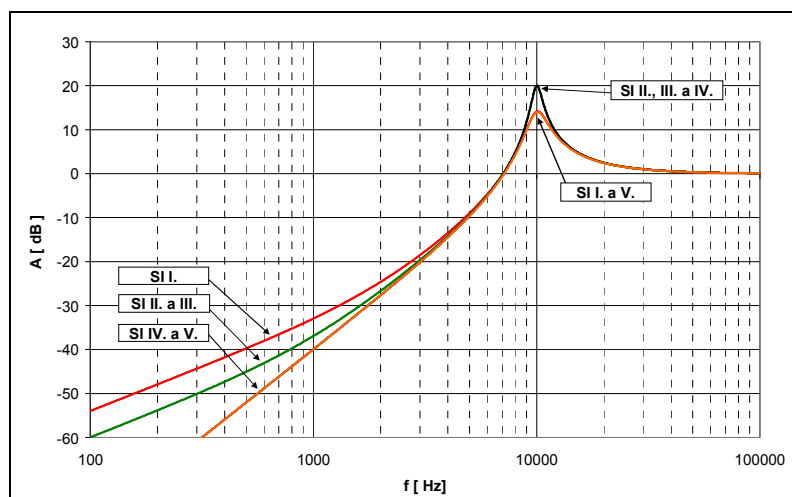
Obr. 2.13b: Napěťové přenosy obvodů druhého řádu s aktivními bloky SI v závislosti na GBW operačního zesilovače - c) až e), f) porovnání napěťového přenosu jednotlivých bloků při $GBW = 20 \text{ MHz}$.

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.

2.6 Optimalizace obvodů ztrátových SI

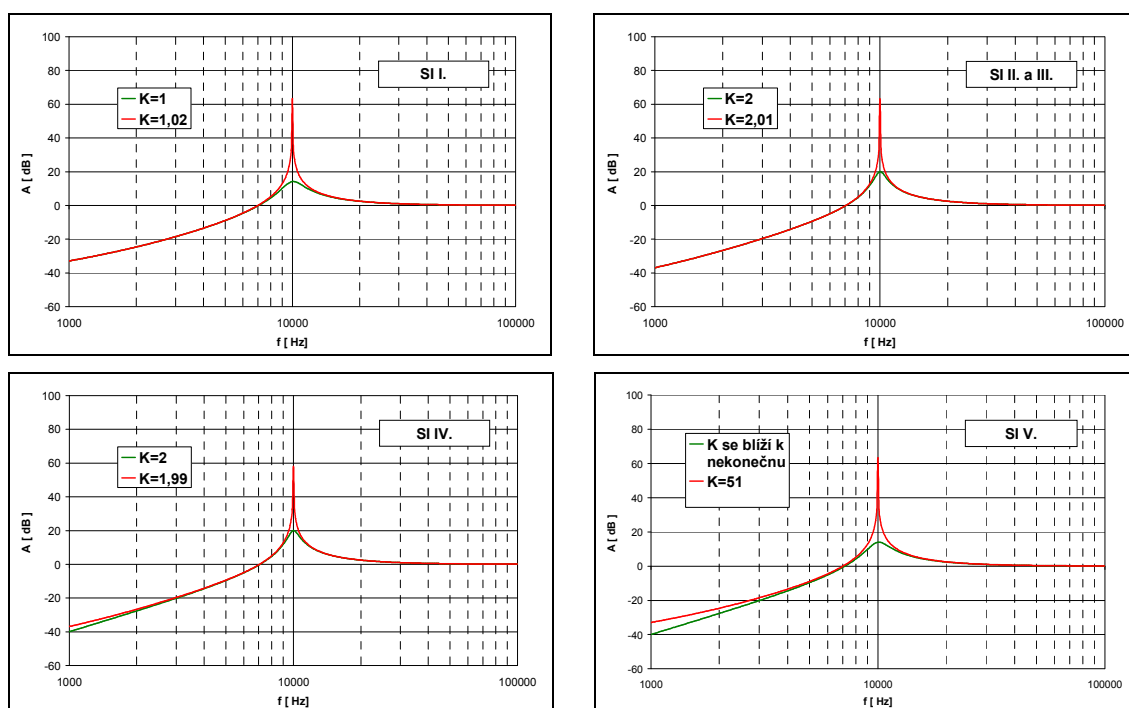
Modulové kmitočtové charakteristiky všech typů SI obvodů z tab. 2.9 zapojených jako obvody 2. řádu byly modelovány pro nominální hodnoty zesílení $K = 1$ (typ I.), $K = 2$ (typ II., III., IV.) a $K \rightarrow \infty$ (typ V.). Výsledné charakteristiky jsou uvedeny společně v jednom grafu na obr. 2.15.

Následně byly provedeny matematické výpočty a počítačové simulace pro zjištění závislosti činitele jakosti Q_K na nastavení zesílení K aktivního prvku. Závěry z těchto výpočtů a počítačových simulací jsou podobné u obou skupin obvodů FDNR a SI. Bylo zjištěno, že je možné zvýšit hodnotu činitele jakosti Q_K nastavením základního zesílení K aktivního prvku. Což potvrzuje počítačové modelování přenosových charakteristik obvodů pro dvě hodnoty nastavení zesílení K aktivního prvku. V prvním případě pro nominální hodnotu zesílení K a ve druhém pro vypočtené hodnoty K pro maximální hodnotu činitele jakosti Q_K . Výsledné modulové kmitočtové závislosti filtrů HP jsou přehledně zobrazeny v následujících grafech na obr. 2.18. Výsledné křivky z obr. 2.18 potvrzují správnost matematických výpočtů, z nichž je zřejmé, že lze dosáhnout vyššího činitele jakosti Q_K při vhodné změně zesílení K aktivního prvku.



Obr. 2.15: Modulové kmitočtové charakteristiky SI obvodů.

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 nevyskytuje (typ I., II. a III.).



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).

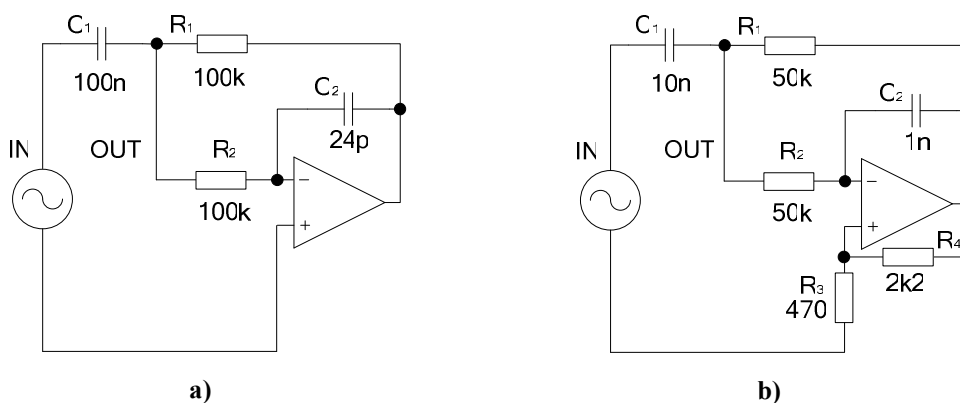
2.7 Vyšetření citlivosti obvodů SI

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 tabulce 2.13.

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

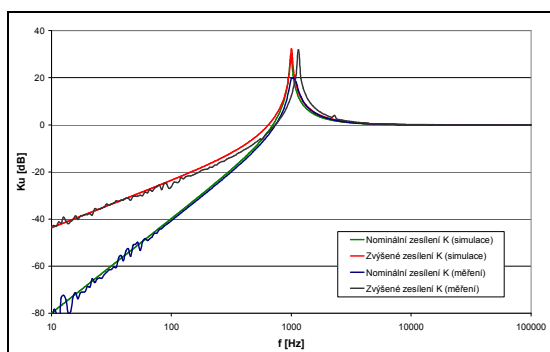
SI I.	Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	s^F [-]	s^Q [-]	\bar{s}^F [-]	\bar{s}^Q [-]	
	$C_1 = 0,99 \text{ nF}$	50,6169	36,5742	-0,46	-22,79	-0,57	-19,14	
	$C_1 = 1,01 \text{ nF}$	50,0384	25,1739	-0,69	-15,49			
	$C_2 = 9,9 \text{ nF}$	50,6169	25,2047	-0,46	15,38	-0,57	18,74	
	$C_2 = 10,1 \text{ nF}$	50,0381	36,3701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

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. 2.13.

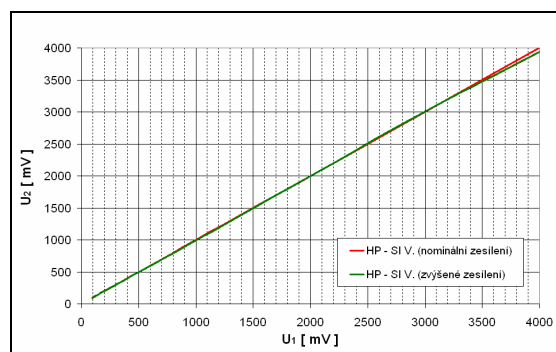


Obr. 2.19: Zapojení HP s SI V. a) s nominálním zesílením, b) se zvýšeným zesílením.

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 $Q = 30$).



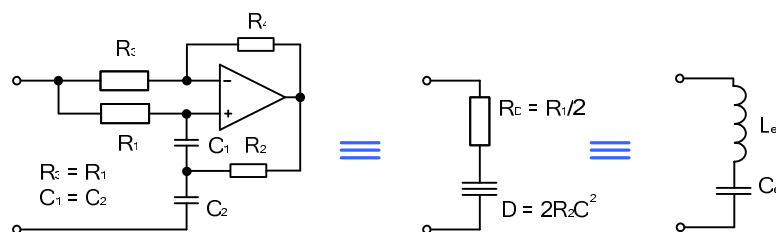
Obr. 2.21: Závislosti výstupního napětí HP na vstupním napětí při frekvenci 10 kHz pro SI V.

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

2.8 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 zadržů (PZ). 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.



Obr. 2.22: Bezeztrátový rezonanční obvod.

Pro ověření základních vztahů pro činitel jakosti Q a „rezonanční kmitočet“ uvedeného obvodu byla provedena kontrola přenosu zkoumaného obvodu pomocí programu SNAP [19]. Výsledný přenos obvodu jehož celkové zapojení je na obr. 2.22 je pro $R_4 = 2R_2$:

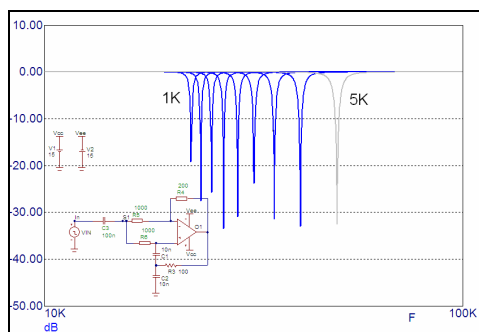
$$K_u(p) = \frac{p^2 + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}}{p^2 + p \frac{2}{C_v R_1} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}} = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.33)$$

Dále platí, že obvod je PZ druhého řádu, kde

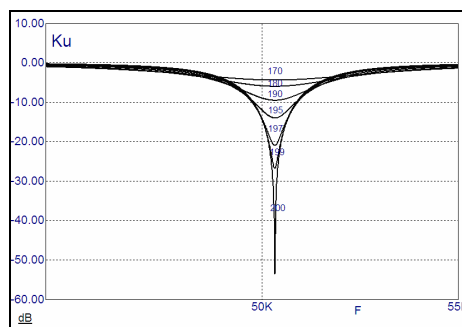
$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_1 R_2}} \quad \text{a} \quad Q = \frac{C_v}{2C} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (2.34), (2.35)$$

Uvedený obvod představuje bezeztrátový sériový obvod LC a bude ho možno s výhodou využít při návrhu aktivních filtrů dolních propustí DP vyšších řádů s nulovými body přenosu (s přenosovými funkcemi typu Inverzní Čebyšev a Cauer).

Správnost teoreticky odvozených vztahů byla ověřena počítačovým modelováním, které potvrdilo správnost odvozených vztahů. Obr. 2.28 prokazuje možnost přeladování obvodu souběžnou změnou hodnot rezistorů R_1 a R_2 beze změny činitele jakosti Q . Možnost změny činitele jakosti obvodů Q změnou parametru R_4 při konstantním rezonančním kmitočtu f ukazuje obr. 2.29.



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



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

Aktivní bezeztrátový RD obvod byl zapojen jako aktivní pásmová zadrž (obr. 2.22) 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 .

Výsledky zkoumání jsou demonstrovány pro zvolený kmitočet $f_i = 50$ kHz a činitel jakosti $Q = 15,8 - 63,2$. Tyto výsledky jsou přehledně uvedeny v tab. 2.16.

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

R ₁ / R ₂ = 10							
Prvek	f_0 [kHz]	Q [-]	S^F [-]	S^Q [-]	\bar{S}^F [-]	\bar{S}^Q [-]	Poznámka
R ₂ = 99 Ω	50,4320	18,52	-0,5	-14,4	-0,5	-12,35	Obvod obr. 2.22 C _v =100 nF R ₂ =100 Ω R ₄ =200 Ω R ₁ =R ₃ =1 kΩ C ₁ =C ₂ =C=10 nF GBW=50 MHz A=240×10 ³ Q=16,19 Q _i =15,8 f ₀ =50,1800 kHz f _i =50,3292 kHz
R ₂ = 101 Ω	49,9280	14,68	0	-10,3			
R ₄ = 198 Ω	50,1800	13,72	0	18,0	0	15,45	
R ₄ = 202 Ω	50,1800	18,28	0	12,9			
R ₃ = 990 Ω	50,1800	18,28	0	-12,9	0	-11,05	
R ₃ = 1010 Ω	50,1800	14,83	0	-9,2			
R ₁ = 990 Ω	50,4320	14,68	-0,50	10,3	-0,5	11,60	
R ₁ = 1010 Ω	49,9280	18,28	-0,50	12,9			
C ₁ = 9,9 nF	50,4911	16,50	-0,50	4,4	-0,5	4,7	
C ₁ = 10,1 nF	49,9289	17,0	-0,50	5,0			
C ₂ = 9,9 nF	50,4293	17,2	-0,50	-6,3	-0,5	-5,9	
C ₂ = 10,1 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 · 10 ³	50,1780	16,19	-0,004	0	-0,004	0	
A = 242,4 · 10 ³	50,1780	16,19	-0,004	0			

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 nastavovaných 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.

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 podkapitolách 2.1 – 2.4 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 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 obvodem 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).

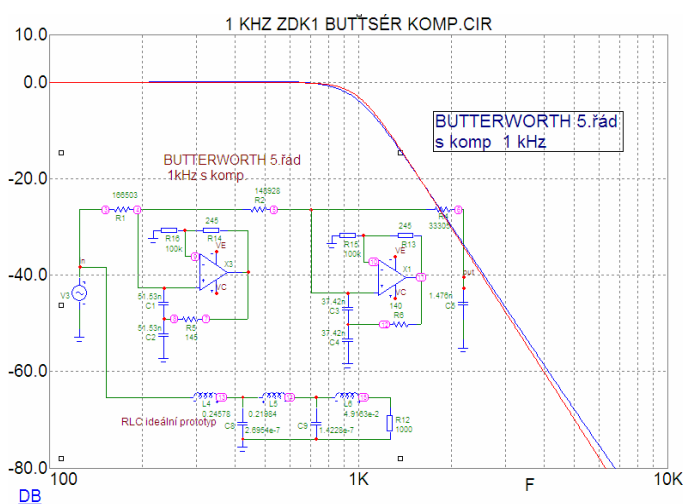
Byly zde zkoumány vlastnosti sériového „rezonančního“ RD obvodu a odvozeny vztahy pro jeho základní parametry (f_0 a Q) z hlediska realizace obvodu aktivní pásmové zadržky (PZ). Potvrdily se velmi dobré vlastnosti a možnosti využití tohoto obvodu s nezávislým nastavením f_0 a Q , jak naznačila lit. [2]. Ukázalo se, že obvod má velmi dobré vlastnosti i při vyšších kmitočtech a omezení kmitočtového rozsahu je dáno jen kmitočtovými vlastnostmi (GBW) aktivního prvku.

3. Filtry vyšších řádů

Aktivní bloky 2. řádu jsou využívány jako základní stavební bloky při syntéze ARC filtrů vyšších řádů. 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. 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 je umožňuje využít s výhodou také pro návrh a optimalizaci filtrů dolních a horních propustí vyšších řádů realizovaných na základě příčkových RLC prototypů.

3.1 Filtry dolních propustí (DP)

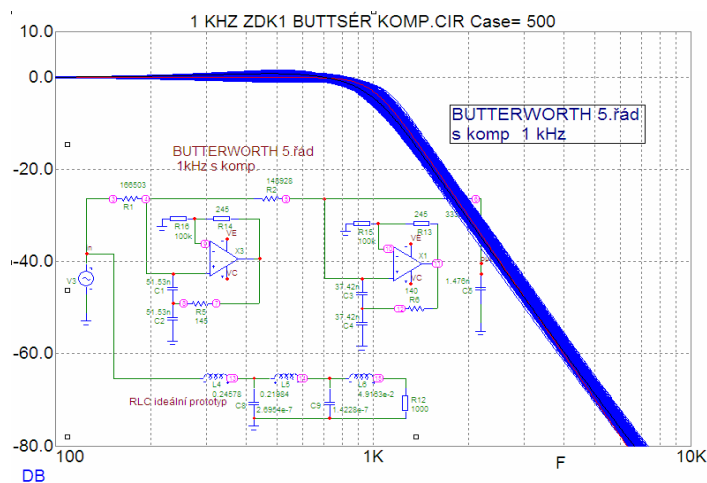
Všechny typy ARC filtrů byly navrženy na základě jednostranně zakončených RLC prototypů 5. řádu. Níže je uvedena pouze varianta návrhu optimalizovaného filtru dolní propusti s aproximační funkcí typu Butterworth. Filtr vychází při návrhu z ideálního RLC prototypu a využívá kompenzované obvody typu FDNR I (obr. 3.3).



Obr. 3.3: Dolní propust s aproximační funkcí typu Butterworth, z ideálního RLC prototypu, FDNR I s kompenzací.

Metodou Monte Carlo byla u této varianty navrženého obvodu provedena toleranční analýza (všechny prvky s tolerancí 10 %, Gaussovo rozložení). Výsledky jsou zachyceny na obr. 3.6. Při porovnání všech výsledků analýz můžeme konstatovat: Neoptimalizované zapojení DP realizované pomocí FDNR I z ideálního RLC prototypu má nejhorší výsledné parametry. Optimalizované zapojení DP realizované pomocí FDNR I z cíleně ztrátového prototypu RLC má již výsledné parametry lepší. Zapojení DP realizované pomocí FDNR I s kompenzací

(obr. 3.3) dosahuje oproti předchozím nejlepší výsledné parametry. Modulová kmitočtová charakteristika je až do hodnot útlumu – 50 dB prakticky shodná s teoretickým průběhem.

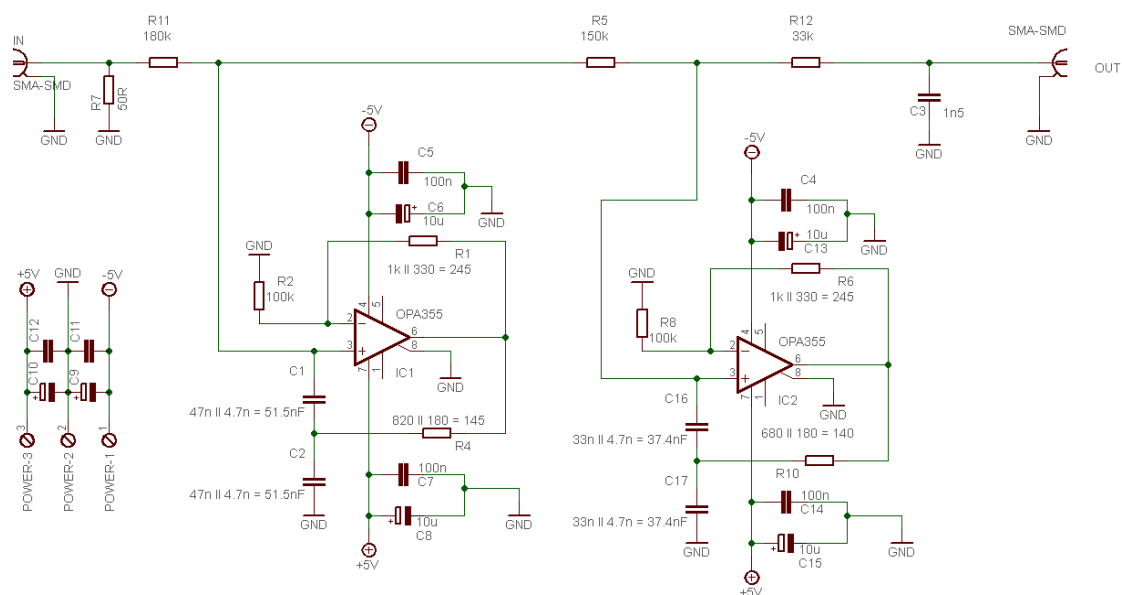


Obr. 3.6: Gaussovo rozložení pro dolní propust s aproximační funkcí typu Butterworth, z ideálního RLC prototypu, FDNR I s kompenzací.

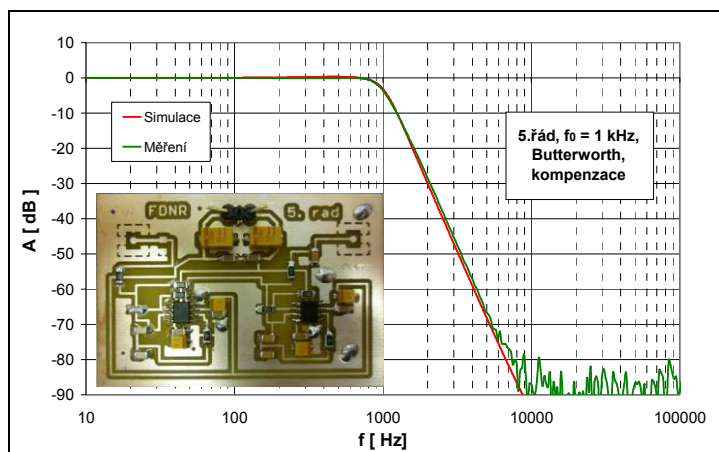
Stejným způsobem byly též navrženy a analyzovány filtry DP s aproximační funkcí typu Čebyšev s obvody typu FDNR I a FDNR V. Výsledky analýz přinesly podobné závěry jako u předchozích filtrů.

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.

Pro ověření správnosti závěrů modelování byl nakonec navržený filtr DP s aproximační funkcí typu Butterworth s kompenzovanými obvody typu FDNR I (viz obr. 3.11) realizován 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].



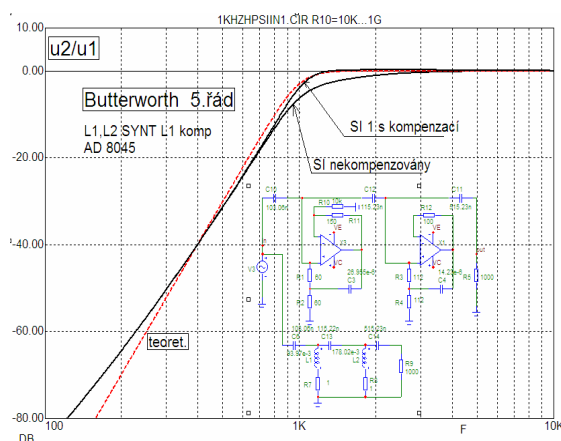
Obr. 3.11: Schéma zapojení filtru 5. řádu s kompenzovanými obvody FDNR I (aproximační funkce typu Butterworth).



Obr. 3.12: Přenosová charakteristika filtru 5. řádu s kompenzovanými obvody FDNR I (aproximační funkce typu Butterworth).

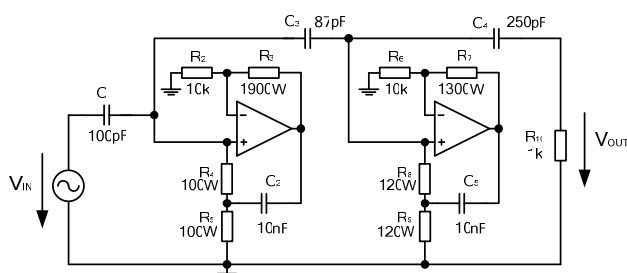
3.2 Filtry horních propustí (HP)

Všechny typy ARC obvodů HP s kompenzovanými syntetickými induktory byly navrženy na základě jednostranně zakončených RLC příčkových prototypů filtrů 5. řádu. Při zkoumání vlastností s kompenzovanými obvody byly zjištěny zajímavé rozdíly v přenosových charakteristikách při srovnání s klasickými RLC filtry. Výsledné zapojení ARC filtru s kompenzovanými syntetickými induktory a jeho charakteristiky jsou zachyceny na obr. 3.14.



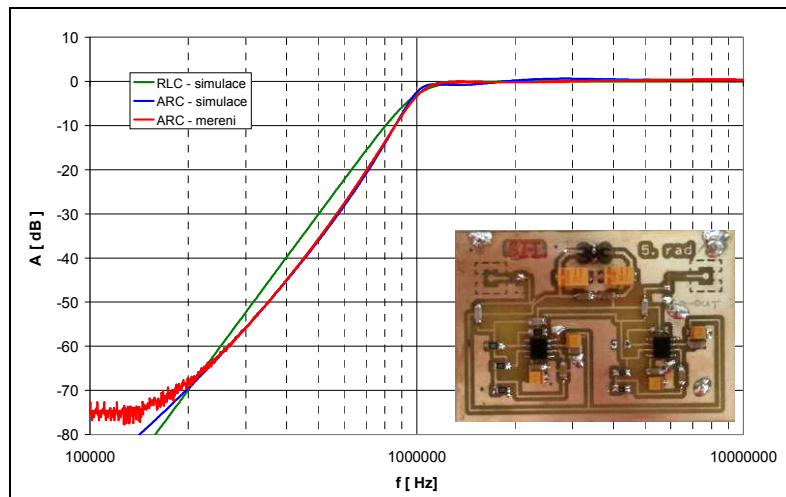
Obr. 3.14: ARC filtr s aproximací typu Butterworth a kompenzovanými syntetickými induktory.

Pro ověření možnosti využití kompenzovaných obvodů syntetických induktorů byl navržen a realizován filtr HP 5. řádu s aproximační funkcí typu Butterworth pro mezní kmitočet $f_m = 1$ MHz. Za výchozí byl zvolen ideální příčkový RLC prototyp. Cílem optimalizace bylo zmenšit maximální poměr kapacit K_{Cmax} . Schéma zapojení výsledného 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.

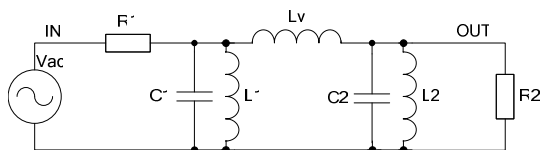
Počítačové simulace ověřené měření realizovaných vzorků filtrů DP i HP vyšších řádů potvrdily možnost využití jednoduchých ztrátových dvojných kapacitorů (obvodů FDNR) a syntetických induktorů (obvodů SI) při optimalizaci návrhů těchto ekonomicky výhodných a konstrukčně jednoduchých typů filtrů. Výsledky měření poukázaly, že další možnosti 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 nekompensovaným obvodům však umožňují navíc zmenšení rozsahu hodnot stavebních prvků. Výhodou těchto zapojení je též možnost návrhu filtrů pomocí běžně dostupných tabulek bezeztrátových RLC prototypů.

3.3 Vázané filtry se syntetickými prvky

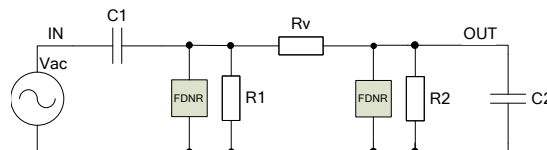
Funkční bloky ztrátových syntetických induktorů SI a obvodů FDNR (popsané v kap. 2) mohou být využity také pro optimalizaci ARC filtrů vyšších řádů realizovaných na základě prototypů RLC filtrů s vázanými obvody. Struktura vázaných RLC obvodů se zakončovacími rezistory umožňuje po transformaci na zapojení 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.

Ideální strukturu RLC vázaného filtru 4. řádu s induktivní vazbou z obr. 3.28 lze přetransformovat s využitím Brutonovy transformace na strukturu z obr. 3.29.

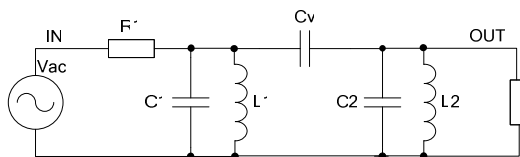


Obr. 3.28: Induktivně vázaný RLC filtr.

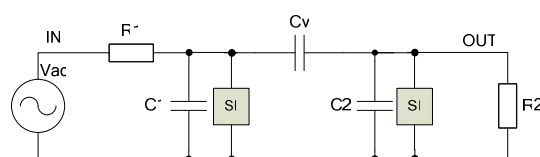


Obr. 3.29: Rezistivně vázaný ARC filtr s FDNR.

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

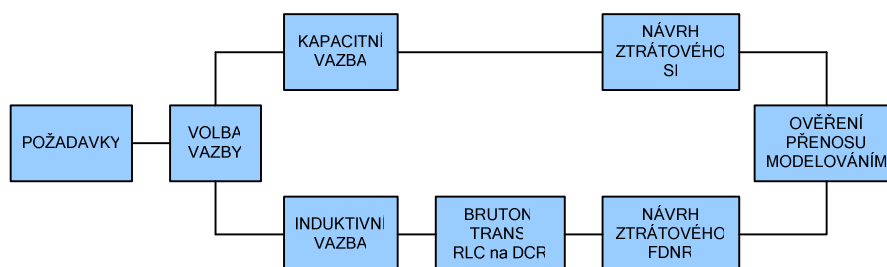


Obr. 3.30: Kapacitně vázaný RLC filtr.



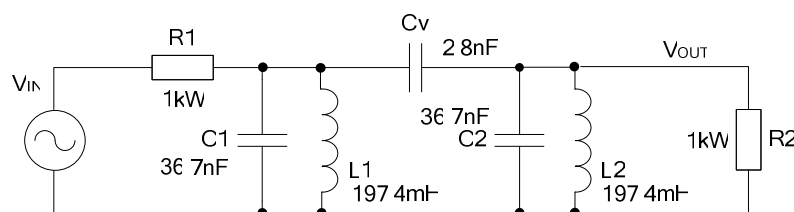
Obr. 3.31: Kapacitně vázaný ARC filtr se SI.

Struktura RLC obvodů se zakončovacími rezistory umožňuje v aktivních obvodech využít s výhodou ztrátové aktivní prvky. V ideálních strukturách filtrů z obr. 3.28 a z obr. 3.30 jsou rezistory R_1 a R_2 jedinými prvky představující ztráty. Tyto ztráty se však dají vhodně „rozprostřít“ na celý filtr resp. do ztrátových bloků FDNR a do ztrátových bloků SI. 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 pasivními prvky. Navržený postup syntézy znázorňuje obr. 3.32.



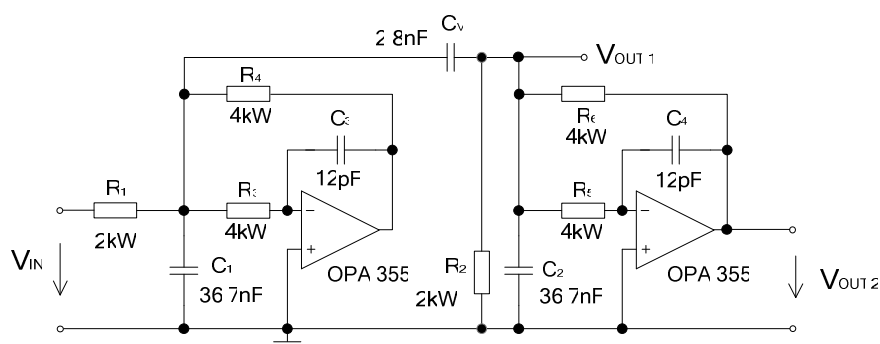
Obr. 3.32: Blokové schéma optimalizované syntézy.

Postup jednotlivých kroků syntézy je ilustrován na konkrétním návrhu ARC pásmové propusti [27]. Pásmová propust se SI byla navržena pro frekvenci $f_0 = 57$ kHz, šířku pásma $B = 5,7$ kHz a zakončovací rezistory byly zvoleny $R_{1,2} = 1$ k Ω .



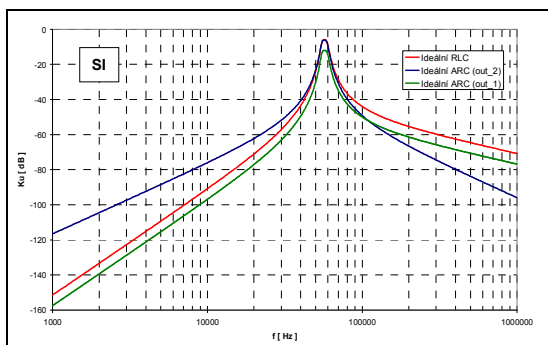
Obr. 3.33: Ideální RLC kapacitně vázaná pásmová propust.

Následně byly pasivní indukce nahrazeny aktivními obvody. Jako syntetické indukce (SI) byly zvoleny ztrátové obvody s jedním OZ (popsané v předchozí podkapitole 2 jako typ V). Výsledné celkové zapojení aktivní vázané PP s reálnými OZ je na obr. 3.34.

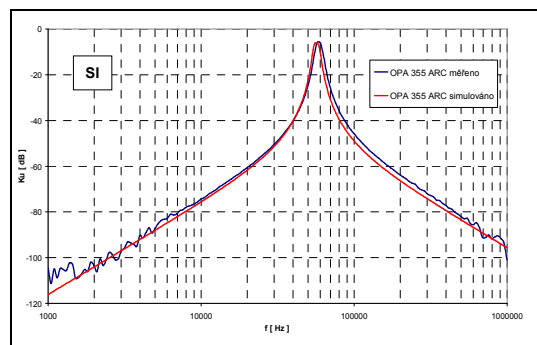


Obr. 3.34: ARC kapacitně vázaná pásmová propust se SI (OPA355).

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



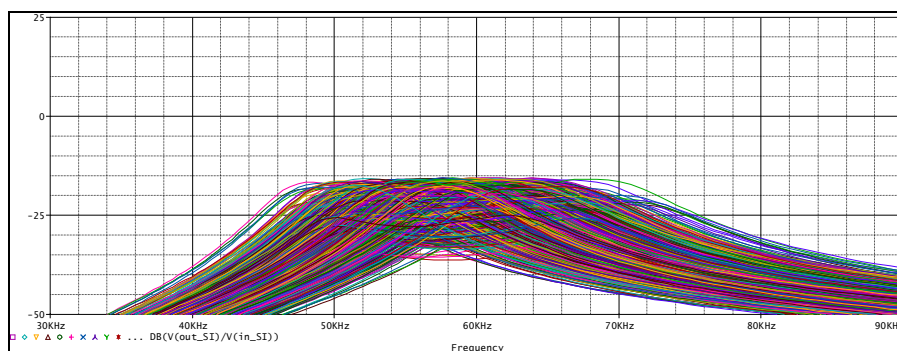
Obr. 3.38: Kapacitně vázaná pásmová propust.



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

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).

Naměřené průběhy realizovaného vzorku filtru 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. Pro porovnání citlivosti navrženého filtru byla provedena toleranční analýza Monte Carlo s ideálními OZ. Všechny rezistory byly zadány s tolerancí 5 % a všechny kapacitory s tolerancí 20 %. Poté byl 1000 x proveden výpočet přenosové charakteristiky. Výsledné průběhy modelování toleranční analýzy jsou na obr. 3.49.



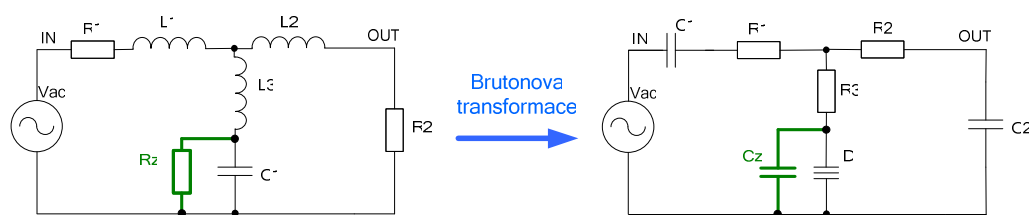
Obr. 3.49: Toleranční analýza Monte Carlo pro filtr typu SI.

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 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. Tato úprava zapojení s výhodou umožňuje i v případě cíleně ztrátových syntetických prvků SI a FDNR dosáhnout téměř shodných výsledků napěťových úrovní výstupu jako při syntéze s bezztrátovými syntetickými prvky.

3.4 Kmitočtové filtry s nulami přenosu

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. Závěry tohoto modelování byly využity v syntéze ARC filtrů se ztrátovými syntetickými prvky. V závěru kapitoly je uvedena metodika syntézy, včetně optimalizace zapojení se ztrátovými prvky a výsledných porovnání modelovaných a změřených průběhů.

Pro ukázkou jsou zde uvedeny návrhy RLC filtru 3. řádu. Modifikované zapojení se ztrátovým rezistorem R_z představující cílené ztráty v obvodu filtru je uvedeno na obr. 3.52, tyto ztráty představují ztráty kapacitoru. Paralelní zapojení kapacitoru C_1 a ztrátového rezistoru R_z představuje po provedení Brutonovy transformace dvojný kapacitor se ztrátovým kapacitorem. Z tohoto důvodu je v následující analýze zkoumán vliv ztrátového rezistoru R_z na výsledné parametry filtru.

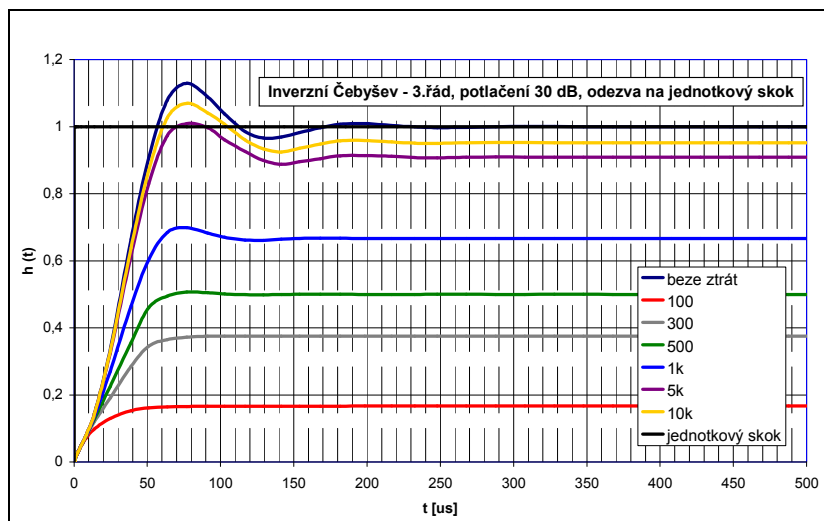
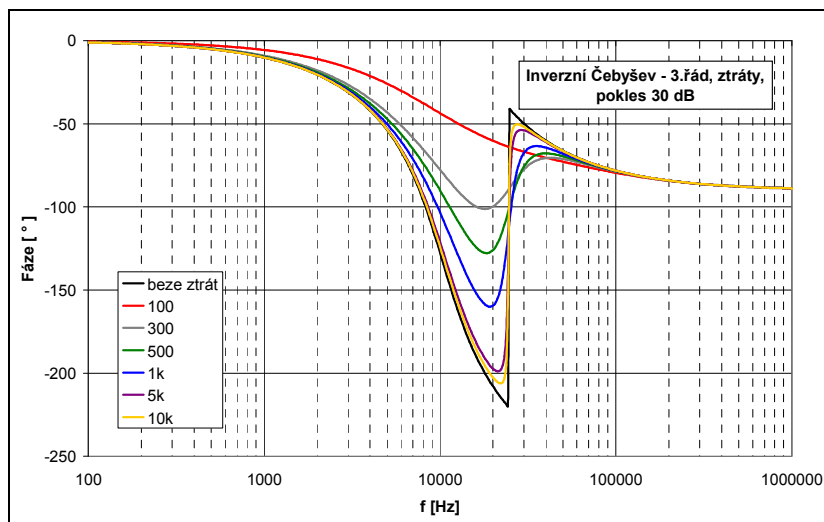
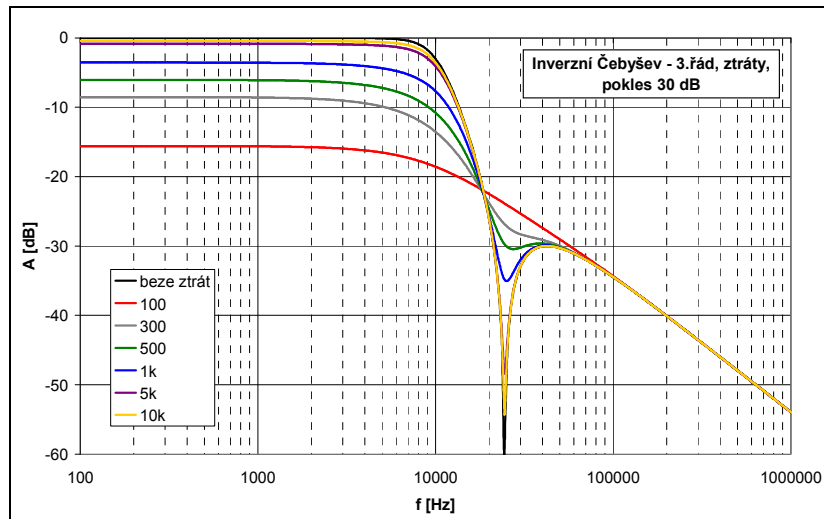


Obr. 3.52: Principiální zapojení pro analýzu vlivu cílených ztrát na výsledné parametry filtru 3. řádu a přepočítání filtru pomocí Brutonovy transformace.

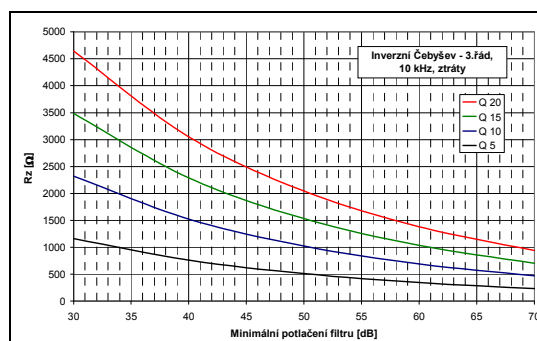
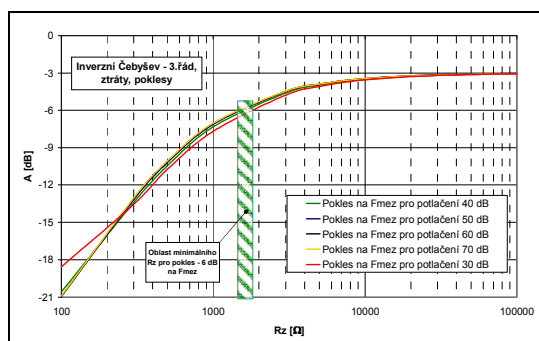
Graf (obr. 3.53) charakteristik filtrů pro potlačení 30 dB ukazuje modulovou, fázovou a přechodovou charakteristiku filtru 3. řádu. V modulové a stejně tak v přechodové charakteristice bylo eliminováno posunutí charakteristik vlivem zakončovacích rezistorů R_1 a R_2 . Z modulových charakteristik je zřejmá deformace napětového přenosu se vzrůstajícími ztrátami, respektive se zmenšujícím se rezistorem R_z . Z modulových charakteristik lze také vysledovat vliv minimálního potlačení filtru na potlačení nuly přenosu. Fázové charakteristiky jasně ukazují vliv ztrát na skokovou změnu fáze rezonančního obvodu. 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.

Na 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 odchýlkám. Pro minimální potlačení 30 dB je deformace křivky již zřetelnější. Tuto odchýlku 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.

Syntéza moderních struktur kmitočtových filtrů



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

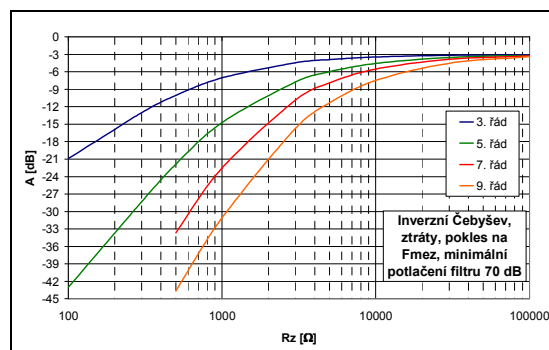
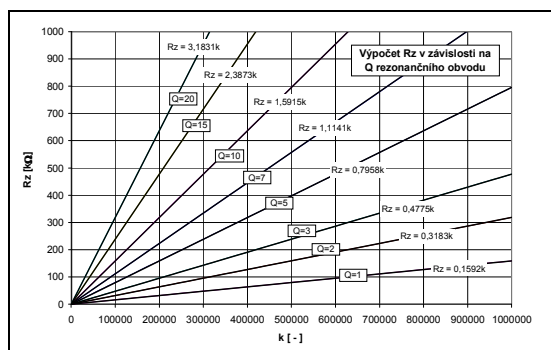


Obr. 3.55: Závislost poklesu napětového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z a minimálním potlačení filtru při mezním potlačení filtru kmitočtu f_{mez} .

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

Vykreslený 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 zřejmý 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.

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. V jednotlivých podkapitolách disertační práce byly provedeny analýzy 3., 5., 7. a 9. řádu samostatně a dále jsou mezi sebou porovnány ve společných grafech.



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

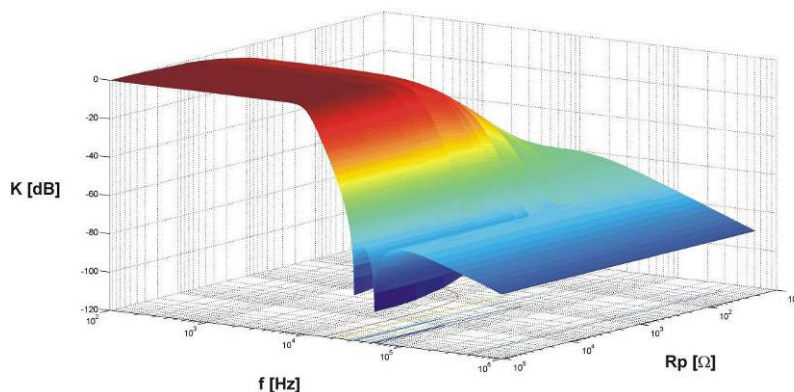
Obr. 3.75: Závislosti poklesu napětového přenosu na ztrátovém rezistoru R_z při mezním kmitočtu pro minimální potlačení filtru 70 dB.

Uvedený normovaný graf na obr. 3.74 ukazuje výsledné závislosti ztrát filtru a činitele jakosti Q na minimálním potlačení pro jednotlivé řády filtru. V tomto grafu je kmitočtová závislost vyjádřena koeficientem 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 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.

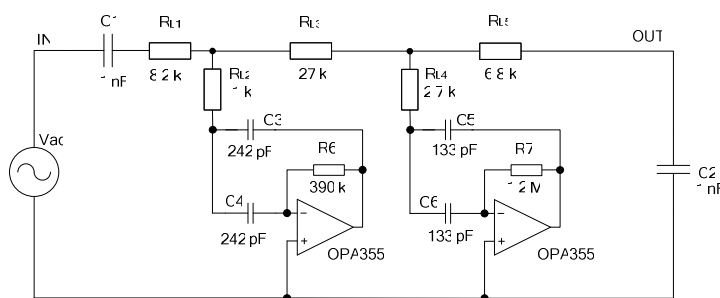
Důležitým kritériem, které může sloužit návrháři při posuzování vlivu ztrát na výsledné parametry filtru, je pokles přenosu u jednotlivých řádů filtru (ukázka pro pokles 70 dB na obr. 3.75). Bylo zjištěno, že napěťový pokles přenosu u modulové charakteristiky v přenosové oblasti není závislý na minimálním potlačení filtru, proto lze výsledné průběhy této závislosti pro všechny řády filtru zobrazit v jednom grafu. 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 samostatných grafech (viz. např. obr. 3.75) pro jednotlivá minimální potlačení filtru.



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

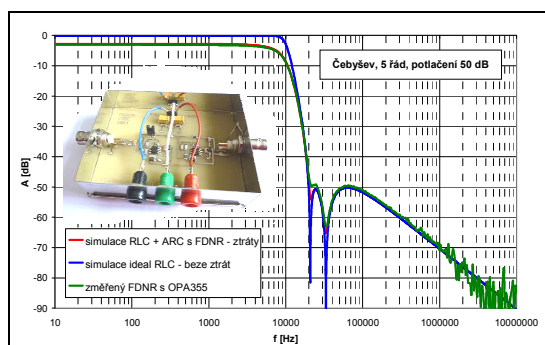
Na obr. 3.76 je pro ilustraci uvedena názorná ukázka 3D přenosové modulové charakteristiky filtru typu DP 5. řádu (Inv. Čebyšev, 10 kHz). Tento graf spojitě zobrazuje vliv ztrátových rezistorů v příčných větvích filtru na modulovou kmitočtovou charakteristiku filtru. Názorně je zde zobrazen se vzrůstajícími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

V závěru této podkapitoly byl navržen postup syntézy ARC filtrů se ztrátovými bloky FDNR, podle které byl navržen následující kmitočtový filtr (obr. 3.82).

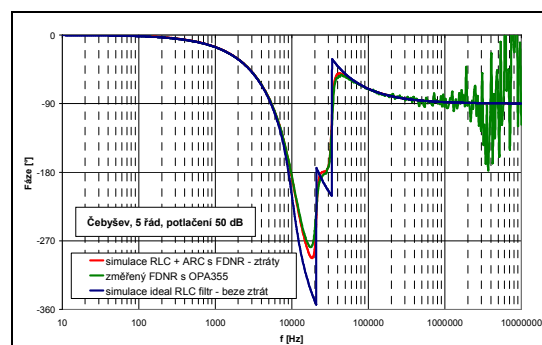


Obr. 3.82: Zapojení ARC filtru s cíleně vloženými ztrátami (Inv. Čebyšev, DP, 5. řád, $Q = 10$ pro každý rezonanční obvod).

Na následujících obr. 3.85 a obr. 3.86 jsou uvedeny modulová (vliv napěťového děliče C_1 a C_2 potlačení) 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.

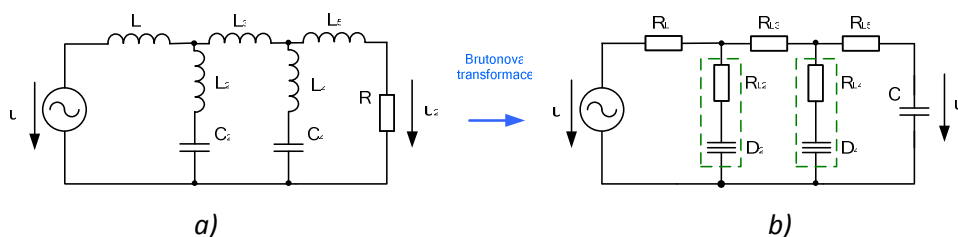


Obr. 3.86: Fázové charakteristiky filtru s nulami přenosu – simulace a měření.

V této kapitole disertační práce 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

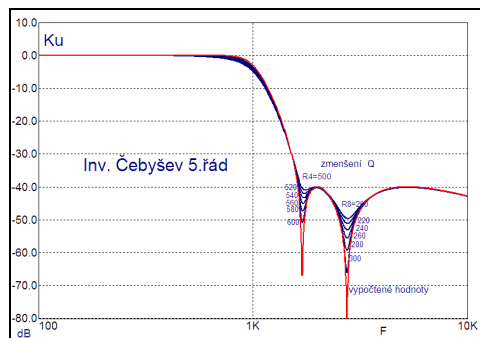
Bezeztrátový rezonanční obvod druhého řádu, který byl podrobně popsán v předchozí kap. 2.5, je možné s výhodou využít jako základní stavební prvek ARC filtrů dolních propustí s nulovými body přenosu v případě požadavků na vyšší hodnoty činitele jakosti Q aktivních stavebních bloků. Typické zapojení RLC prototypu filtru DP 5. řádu s nulovými body přenosu s jednostranným odporovým zakončením je na obr. 3.87.



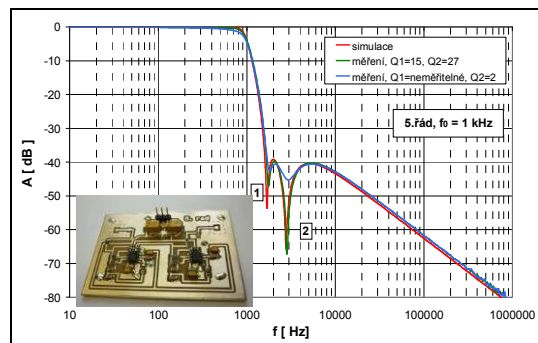
Obr. 3.87: DP 5. řádu s nulami přenosu a) RLC prototyp b) CRD struktura.

Po aplikaci Bruneovy 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).

S uvedeným rezonančním RD obvodem byl navržen filtr DP 5. řádu s aproximační funkcí Inverzní Čebyšev.



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



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

Výsledné průběhy jsou na obr. 3.98. 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.

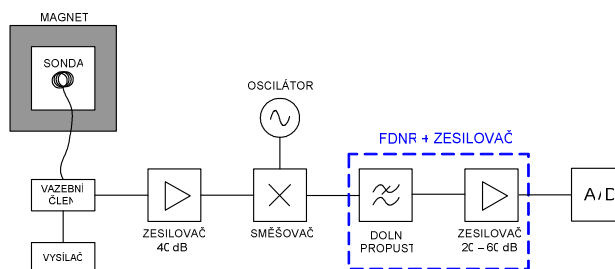
Výsledné parametry filtrů DP vyšších řádů navržené pomocí bezztrátového rezonančního RD obvodu prokázaly výbornou možnost uplatnění tohoto obvodu při návrhu filtrů vyšších řádů DP s nulovými body přenosu. Dosažené parametry velmi dobře korespondují s teoreticky navrženými a realizované filtry vykazují 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.

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). Druhý filtr vychází z RLC prototypu filtru s nulami přenosu (podkap. 3.4) a byl využit pro úpravu signálu z indukčnostního snímače pro měření rychlosti pohybujícího se objektu. 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.

4.1 ARC filtr pro zpracování NMR signálu

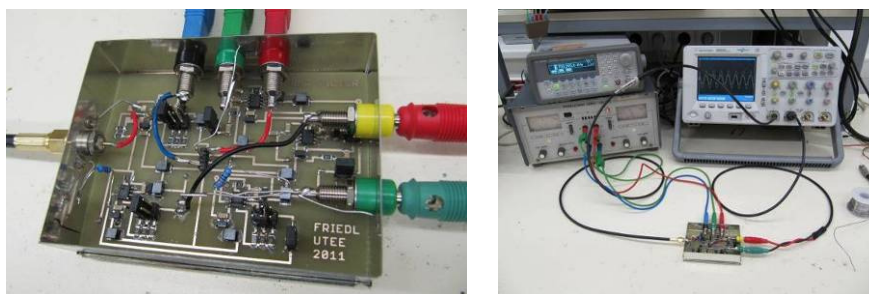
Kmitočtový filtr zde slouží jako dolní propust, která má za úkol odfiltrovat rušení vyšších složek v NMR signálu. Filtr je umístěn za směšovačem, který převádí užitečný NMR signál do základního pásma. Popsaná situace je zřejmá z obr. 4.1.



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

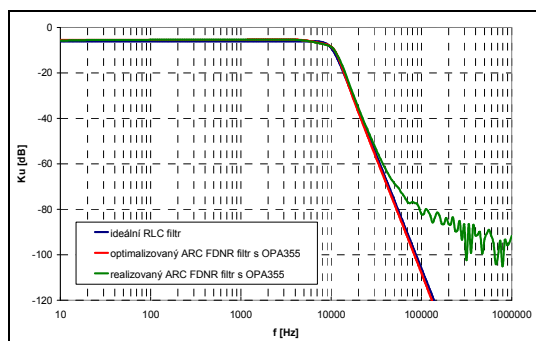
Navržený a realizovaný filtr plní úlohu antialiasingového filtru před A/D převodníkem. Součástí filtru je i zesilovač. Úroveň signálu získaného pomocí sondy se pohybuje v jednotkách μV ,

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.

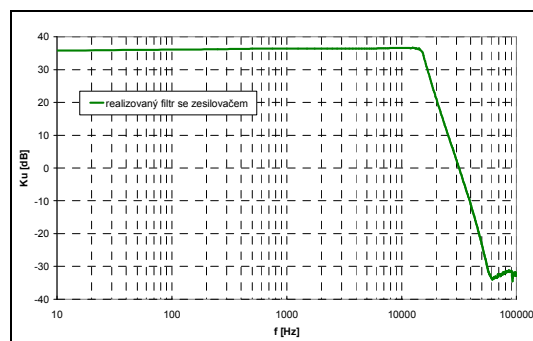


Obr. 4.3: Realizovaný ARC filtr se zesilovačem a měřící pracoviště.

Výsledná modelovaná přenosová charakteristika ARC filtru (obr. 4.4) po provedené optimalizaci 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. Výsledná realizace filtru je vidět z obr. 4.3.



Obr. 4.4: Modulové charakteristiky – simulace a realizace.

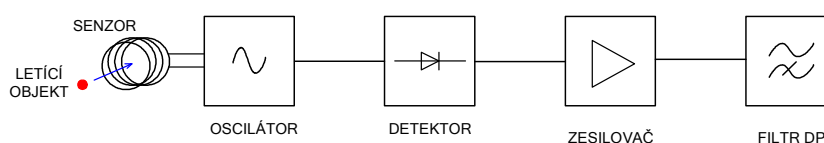


Obr. 4.5: Modulová charakteristika realizovaného řetězce – filtr + zesilovač.

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.

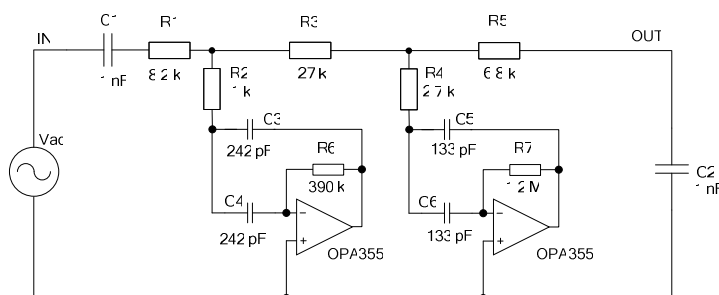
4.2 Filtr s nulami přenosu pro indukčnostní snímače

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 cívkou 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).



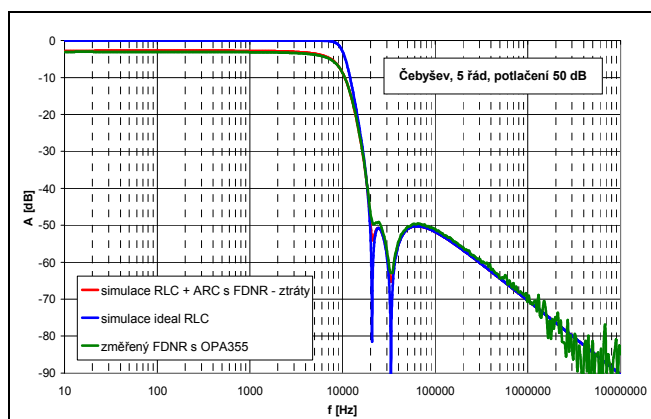
Obr. 4.6: Blokové schéma měřícího řetězce.

Blokové schéma měřicího řetězce včetně dalších vyhodnocovacích obvodů je zakresleno na obr. 4.6. Indukčnostíní snímač (cívka) je zapojen do obvodu oscilátoru, který je rozladován již zmíněným rychle letícím objektem. Následuje detektor, zesilovač a ARC filtr s nulami přenosu. Výsledné optimalizované zapojení ARC filtru se ztrátovými prvky FDNR je na obr. 4.8.



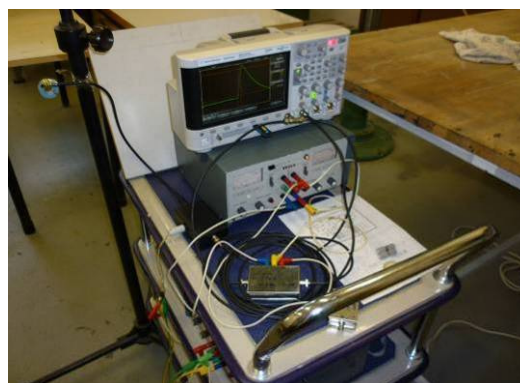
Obr. 4.8: Optimalizované zapojení ARC filtru se ztrátovými prvky FDNR.

Modulové charakteristiky počítačových simulací a realizovaného filtru jsou vyobrazeny v grafu na obr. 4.9. Pro lepší porovnání byl v tomto grafu potlačen vliv napěťového 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 a ARC filtru se ztrátovými prvky FDNR (obr. 4.8).



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

Na obr. 4.12 je realizovaný ARC filtr s nulami přenosu se ztrátovými prvky FDNR. Stejně jako v případě filtru pro zpracování NMR signálu i zde byla využita plechová stínící krabice osazená BNC konektory.

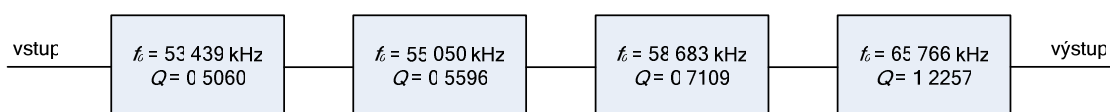


Obr. 4.12: Realizovaný ARC filtr s nulami přenosu a měřící pracoviště.

Při návrhu ARC filtru s nulami přenosu se ztrátovými prvky FDNR bylo postupováno dle navržené metodiky uvedené v podkap. 3.4.

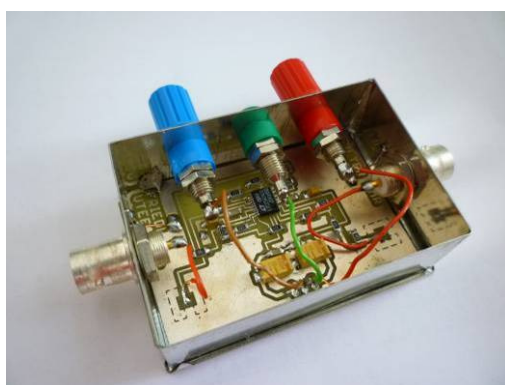
4.3 Čtyřkvadrantový univerzální filtr LTC1562 pro systém nukleární magnetické rezonance

Tento filtr byl navržen na základě požadavku z vývoje měřicího řetězce pro zpracování časové odezvy FID (Free Induction Decay) NMR signálu. 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. 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. 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 (obr. 4.19).



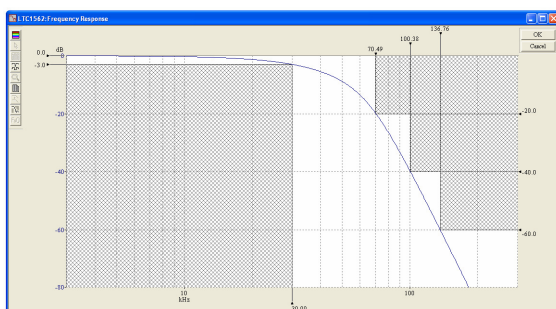
Obr. 4.19: Blokové zapojení čtyřkvadrantového filtru s f_0 a Q .

Následně byl filtr realizován na jednostranné desce a osazen do plechové krabičky. Realizovaný filtr a měřící pracoviště jsou zobrazeny na obr. 4.21.

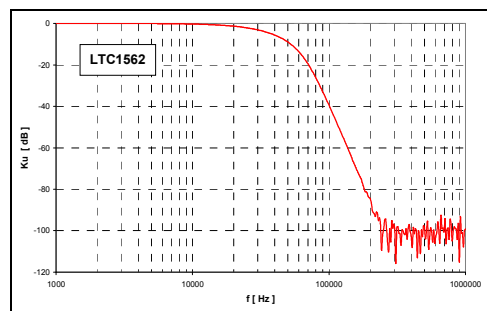


Obr. 4.21: Realizovaný filtr s integrovaným obvodem LTC1562 a měřící pracoviště.

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.

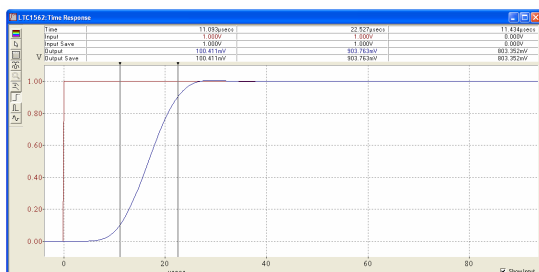


Obr. 4.22: Modulová charakteristika filtru s LTC1562 - výstup z programu FilterCAD.

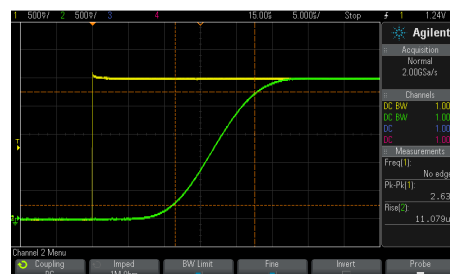


Obr. 4.23: Modulová charakteristika realizovaného filtru s LTC1562.

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 $s/\bar{s} = 96$ dB, lze tedy tuto hodnotu potvrdit. Další důležitou vlastností navrženého filtru je jeho odezva na jednotkový skok. Softwarový výpočet udává dobu náběhu $t_n = 11,4 \mu\text{s}$.

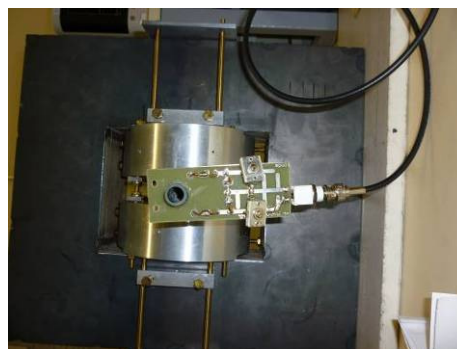
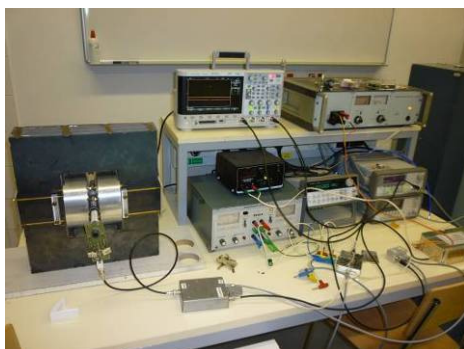


Obr. 4.24: Odezva filtru s LTC1562 na jednotkový skok - výstup z programu FilterCAD.



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 pro zpracování 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.

4.4 Digitálně řízený antialiasingový filtr

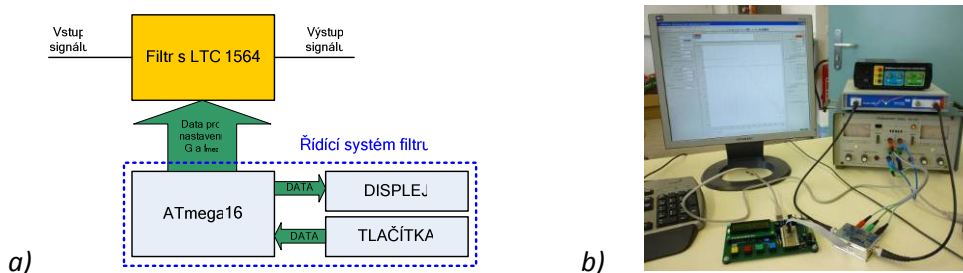
Cílem řešení zadaného projektu byl komplexní návrh univerzálního digitálně řízeného filtru včetně návrhu řídicího systému filtru. Požadavkem bylo realizovat řízený antialiasingový filtr DP včetně řídicího pracoviště, které by umožňovalo mikroprocesorové řízení jeho hlavních parametrů – mezního kmitočtu a hodnoty přenosu v propustné oblasti s přesností nastavování těchto parametrů do 5 %.

Jako základ digitálně řízeného antialiasingového filtru byl zvolen integrovaný obvod LTC1564 [12]. Realizovaný filtr ukazuje obr. 4.29. 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, 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).



Obr. 4.29: Zrealizovaný digitálně řízený filtr s LTC1564.

Pro vlastní řízení filtru byl pro vývojový kit s ATmega16 navržen a odladěn software, který na zvoleném portu nastavuje řídicí slovo určující mezní kmitočet f_{mez} a požadované zesílení G .



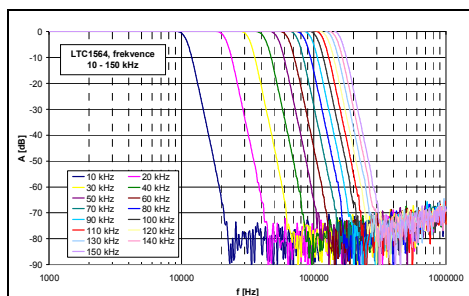
Obr. 4.30: a) Blokové zapojení s filtrem LTC1564, b) měřící pracoviště UTEE.

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 snadno realizovat v celém požadovaném rozsahu s odchylkou do 1 %.

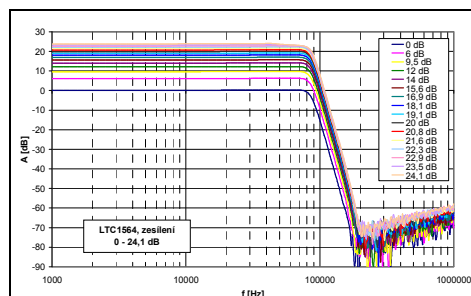


Obr. 4.33: Zrealizovaný filtr s vývojovým kitem.

Jako další hlavní parametr IO LTC1564 bylo ověřováno nastavování hodnoty 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.

V této kapitole byly popsány návrhy a výsledky měření realizovaných filtrů pro různé aplikace. Východiskem syntézy uvedených filtrů byly teoretické poznatky popisované v předchozích kapitolách 2 a 3.

4. 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 napět'ovou zpětnou vazbou s GBW řádově 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 bezztrátových 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 popsanými v první části práce. Přínosem této části práce jsou zejména teoretické návrhy a praktické ověření charakteristik optimalizovaných struktur filtrů dolních a horních propustí s aproximační funkcí Butterworth a Čebyšev 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 bezztrátovými.

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. *Losyy 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. *Příspěvek k optimální syntéze filtračních 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.

Vybrané publikace

- FRIEDL, M.; SEDLÁČEK, J. Syntéza aktivních filtrů vázaných pásmových propustí. *Sdělovací technika*. 2012. p. 1 - 5. ISSN 0036-9942.
- 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.
- VALSA, J.; FRIEDL, M.; DVOŘÁK, P. Network Model of the CPE. *Radioengineering*. 2011. 20(3). p. 619 - 626. ISSN 1210-2512.
- 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.
- 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.
- 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.

Životopis

Osobní údaje:

Jméno a příjmení : Ing. Martin Friedl
Narozen: 20. 4. 1983 v Litomyšli
Kontakt: friedl@feec.vutbr.cz

Vzdělání:

- 2008 – 2013 Fakulta elektrotechniky a Komunikačních Technologií, VUT Brno, doktorské studium, výzkumný pracovník na Ústavu Teoretické a Experimentální Elektroniky (UTEE)
- 2008 Zahraniční stáž na universitě ISEP v Paříži
- 2006 – 2008 Fakulta elektrotechniky a Komunikačních Technologií, VUT Brno, magisterské studium, obor: Elektrotechnika a Sdělovací technika (EST)
- 2003 – 2006 Fakulta elektrotechniky a Komunikačních Technologií, VUT Brno, bakalářské studium, obor: Elektrotechnika a Sdělovací technika (EST)
- 1999 – 2003 Střední průmyslová škola elektrotechnická, Pardubice, obor: Elektronická a sdělovací zařízení

Praxe:

- 2008 – Fakulta elektrotechniky a Komunikačních Technologií, VUT Brno, Ústav Teoretické a Experimentální Elektroniky, technický a výzkumný pracovník
- 2008 Foxconn CZ s.r.o. Pardubice, technik
- 2003 – 2006 Ing. Pavel Bis, Litomyšl, průmyslová automatizace, silnoproudá a slaboproudá elektrotechnika

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 napěťovou 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.

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.