

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky

Ing. Lubomír Fröhlich

AKTIVNÍ KMITOČTOVÉ FILTRY PRO VYŠŠÍ KMITOČTY

ACTIVE FREQUENCY FILTERS FOR HIGHER FREQUENCIES

Zkrácená verze Ph.D. Thesis

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

BRNO 2014

Klíčová slova

Metoda *Leap-Frog*, graf signálových toků, obvodové struktury, *ARC* filtr, *RLC* filtr, horní propust, dolní propust, pásmová propust, pásmová zádrž, zakončení typu *II* a *T*, optimalizace, syntéza, *Akerberg - Mossberg*, *Kerwin - Huelsman - Newcomb*, syntetický induktor, kmitočtově závislý negativní rezistor, univerzální filtr, digitální řízení, vázané filtry, operační zesilovač.

Keywords

Leap-Frog method, signal flow graph, circuit structure, *ARC* filter, *RLC* filter, high-pass filter, low-pass filter, band-pass filter, band-reject filter, type of ending *II* and *T*, optimization, synthesis, *Akerberg - Mossberg*, *Kerwin - Huelsman - Newcomb*, synthetic inductor, frequency dependent negative resistor, universal filter, digital tuning, coupled filters, operation amplifier.

Obsah

1. Úvod	1
1.1 Současný stav	1
1.2 Cíle disertační práce	4
2. Filtry ARC s kombinovanou strukturou Leap-Frog	5
2.1 Základní principy pro vytváření GST	5
2.2 Definice GST pro jednotlivé prvky	5
2.3 Realizace ARC filtrů navržených metodou Leap-Frog	7
2.4 Porovnání metody Leap-Frog s kaskádní metodou	10
2.5 Porovnání metody Leap-Frog s nekaskádní metodou PRB	12
2.6 Realizace filtrů metodou Leap-Frog	13
2.7 Realizace programového segmentu pro návrh filtrů metodou Leap-Frog	14
3. Pásmové propusti s vázanými obvody	17
3.1 Návrh vázaných RLC filtrů a výpočtové vztahy	17
3.2 Návrh vázaných ARC filtrů	18
4. Univerzální a přeladitelné filtry	26
4.1 Analýza jednotlivých univerzálních obvodů	26
4.2 Porovnání vlastností univerzálních filtrů A-M a K-H-N	28
4.3 Realizace univerzálních filtrů	29
4. Závěr	31
Literatura	33
Vybrané publikace	36
Curriculum vitae	37

1. Úvod

Jedním z často používaných stavebních bloků, ať už v oblastech elektrotechniky nebo elektroniky, jsou kmitočtové filtry. Jsou to lineární elektrické obvody, jejichž hlavním úkolem je výběr určitých kmitočtových složek procházejícího signálu, které propouštějí a jiné kmitočty naopak potlačují. Tyto charakteristiky se vyjadřují modulovou kmitočtovou charakteristikou. Průchod signálu filtrem vede obvykle k časovému zpoždění signálu vlivem fázových posunů procházejících harmonických kmitočtových složek signálu, které vyjadřujeme fázovou kmitočtovou charakteristikou. Vlastnosti filtru se dají vyjádřit i v časové oblasti vzhledem k výstupnímu signálu. Poté hovoříme o odezvě na jednotkový skok nebo jednotkový impuls.

Oblast využití těchto prvků pro zpracování signálů je velmi široká. Tyto obvody zasahují jak do nízkofrekvenčních a vysokofrekvenčních oblastí elektroniky, tak i do silnoproudé elektrotechniky. Jako příklad je možné uvést odrušovací filtry, antialiasingové filtry, korekční filtry, mezifrekvenční filtry, váhové filtry apod. Časté využití těchto filtrů najdeme v řetězci předzpracování A/D signálu nebo v oblastech zabývajících se elektromagnetickou kompatibilitou. Vzhledem k široké oblasti využití jsou i způsoby realizací značně rozsáhlé a rozdílně náročné. Realizace se mohou uskutečňovat z diskrétních součástek, jako integrované obvody nebo stále se rozvíjející číslicové filtry.

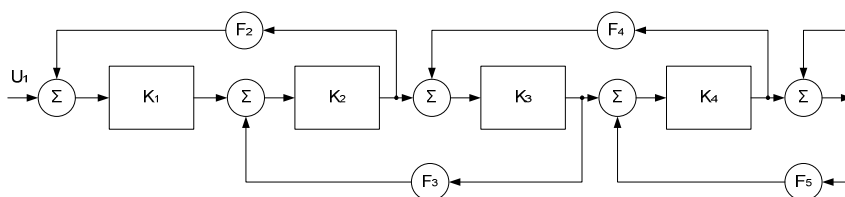
1.1 Současný stav

a) Filtry ARC s kombinovanou strukturou *Leap-Frog*

Oblast týkající se kmitočtových filtrů se neustále vyvíjí a existuje celá řada principů nekaskádních realizací, které se dají využít k návrhu aktivních RC filtrů (ARC). Určité typy realizací však nejsou vzhledem k velice obtížnému návrhu daných filtrů řádně popsány či nejsou detailně rozebrány jejich možnosti využití a s tím souvisí i jejich menší využití v praxi. Jednou z těchto realizací je metoda *Leap-Frog* (LF) [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7]. Tato metoda je vzhledem k velmi malým citlivostem obvodů neprávem opomíjena a je například ideální pro realizaci filtrů se spínanými kapacitami a následné využití v integrovaných obvodech.

Samotnou metodu LF řadíme do nekaskádního spojování bloků, což je vlastně rozšíření přímého kaskádního propojení selektivních bloků o další vazby různého druhu. Obvodová struktura ARC filtrů vytvořená pomocí metody LF kombinuje vlastnosti blokových realizací a realizací vycházejících z příčkových filtrů RLC .

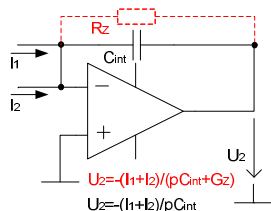
Blokové schéma filtru realizovaného metodou LF je patrné z obr. 1. 1 [1]. Princip realizace je založen na převodu vlastností impedančně vázaných prvků příčkového RLC filtru na ekvivalentně se chovající zapojení s impedančně oddělenými bloky ARC 1. řádu, případně 2. řádu. Transformace na výsledný ARC obvod je dána proudovými a napěťovými poměry příslušného příčkového filtru RLC , které jsou simulovány dvojicemi napěťových vztahů, kde integrální či diferenciální vztahy mezi proudem a napětím na induktorech či kapacitách jsou simulovány napěťovými integrátory. Integrátorem je myšlen OZ s kapacitou C_{int} ve zpětné vazbě [1], [2], [16], [17].



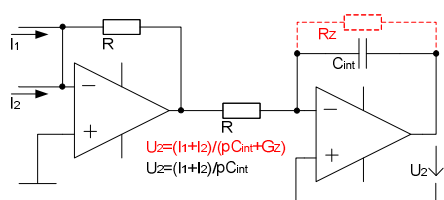
Obr. 1. 1 Blokové schéma realizace *Leap-Frog*.

Chceme-li navrhnout obvod pomocí této metody, existuje několik možností. Patrně nejjednodušší je využití popisu původního RLC obvodu pomocí grafu signálových toků (GST)

a jejich následný převod na blokovou strukturu s napěťovými integrátory. *GST* definuje popis proudů a napětí na jednotlivých prvcích a jejich grafické znázornění tak, že proudové uzly jsou v horní a napěťové uzly ve spodní řadě *GST* [1]. Uvedené zapojení napěťového invertujícího integrátoru *I-U* (obr. 1. 2) a zapojení napěťového neinvertujícího integrátoru *I-U* (obr. 1. 3) se používají k nahrazení prvků pasivního *RLC* obvodu. V případě užití ztrátového rezistoru R_Z poté hovoříme o ztrátovém integrátoru (naznačeno červenou barvou).



Obr. 1. 2 Invertující sumační integrátor *I-U*.



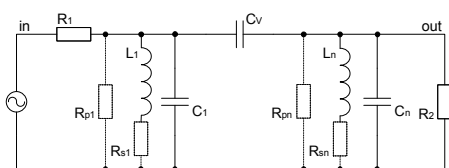
Obr. 1. 3 Neinvertující sumační integrátor *I-U*.

Mezi hlavní výhody této metody patří malé citlivosti, dobrá dynamika přenosů, malý rozptýl hodnot součástí (stavebních prvků) a možnost spojení s filtry *ASC*. Naopak mezi hlavní nevýhody patří složitost návrhu, nedostupnost návrhové metodiky a nedostupnost návrhového programu, což vede k dosud malému využívání této metody syntézy v praxi. Jistými nevýhodami jsou i potřeba většího počtu *OZ*, problematické digitální řízení a obtížnější nastavitelnost realizovaných filtrů.

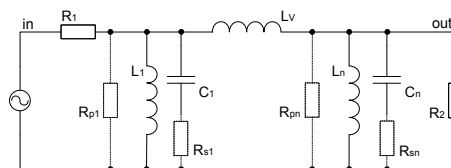
Z uvedených vlastností vyplývá jednoznačný cíl této práce - navrhnout zjednodušený postup syntézy filtrů pomocí této metody, ověřit navrženou metodiku syntézy, zjednodušit a zpřístupnit návrh pomocí implementace této metody do programu *NAF* a zpřístupnit tak tuto metodu pro etapu optimalizace kmitočtových filtrů širšímu okruhu uživatelů.

b) Pásmové propusti s vázanými obvody

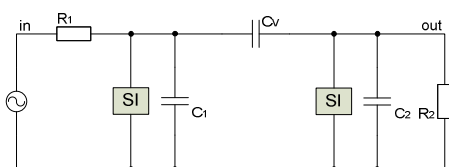
Při návrhu pásmových propustí je možné využít příčkových nebo vázaných struktur. U pásmových propustí s příčkovými strukturami je však nutné počítat s několika problémy během návrhu. Při relativně malých šířích pásma vzrůstá poměr hodnot stavebních prvků k_L a k_C a dosažení potřebné jakosti cívek je rovněž problematické. Čím je relativní šířka pásma pásmové propusti menší, tím vyšší je potřebný činitel jakosti Q obvodů a tím kvalitnější prvky L a C je nutné použít, aby nedošlo k deformaci modulové kmitočtové charakteristiky [1]. Další těžkosti s sebou přináší návrh příčkových *PP* při vyšších kmitočtech, neboť se již projevují parazitní prvky v obvodu filtru, dochází k velkému rozptýlu hodnot stavebních prvků a finální dostavování obvodu je též náročné. Řešením problémů může být využití vázaných rezonančních obvodů, které jsou zobrazeny s kapacitní vazbou C_V na obr. 1. 4 a s induktivní vazbou L_V na obr. 1. 5, kde případné ztráty jsou definovány sériovým rezistorem R_S nebo paralelním rezistorem R_P . Filtry *ARC* s výhodou nahrazují filtry *RLC* především pro nízké kmitočty. Proto se v praxi velice často přímo nebo nepřímo nahrazuje cívka v obvodech *RLC* filtrů, čímž vznikají různé struktury *ARC* filtrů. Náhrada cívky může být realizována aktivním prvkem nazývaným syntetický induktor *SI* [1], [2], [3], [4], [18], [19], [20], [21], který přímo nahrazuje cívku jako dvojpól a vykazuje příslušnou indukčnost. Dalším aktivním prvkem je kmitočtově závislý negativní rezistor *FDNR* [1], [2], [3], [4], [18], [19], [20], [21], [22], který pomocí *Brutonovy* transformace [1], [23] v *RLC* filtru nahrazuje cívku nepřímo a nahrazuje ji v aktivním filtru *RCD* dvojným kapacitorem D .



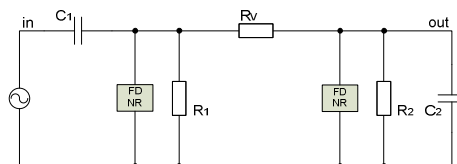
Obr. 1. 4 Princip - vázaný filtr *RLC* s vazebním C_V .



Obr. 1. 5 Princip - vázaný filtr *RLC* s vazebním L_V .



Obr. 1. 6 Vázaný filtr ARC s použitím SI.

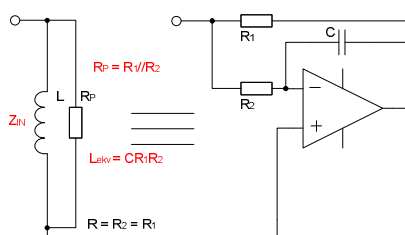


Obr. 1. 7 Vázaný filtr RCD s použitím FDNR.

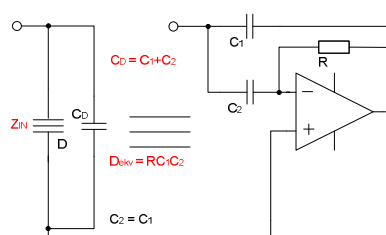
Princip náhrady cívky u vázané *PP* 4. řádu je patrný z obr. 1. 6 a obr. 1. 7. Zakončovací rezistory R_1 a R_2 , jsou nutné pro správnou funkci filtru a představují ztráty celého obvodu.

Jednou z možností jak nahradit pasivní induktor z obr. 1. 4 je realizace pomocí uzemněného bezeztrátového syntetického induktoru [1], který obsahuje dva OZ. Při náhradě obou cívek by obvod (obr. 1. 6) byl realizován pomocí dvou bezeztrátových uzemněných SI (tedy 4 OZ).

Druhá možnost jak nahradit klasický induktor z obr. 1. 4 spočívá v použití uzemněného ztrátového prvku SI [24], [25], [26], [27], [28], který obsahuje pouze jeden OZ (viz např. obr. 1. 8). Při náhradě obou cívek by obvod (obr. 1. 6) byl realizován pomocí dvou ztrátových uzemněných SI (tedy 2 OZ). Zapojení vázaného filtru (obr. 1. 6) obsahuje zakončovací ztrátové prvky - rezistory R_1 a R_2 . Tyto ztráty je možné zahrnout do ztrát aktivního prvku a s výhodou tak využít cíleně ztrátových prvků SI, které jsou jednodušší a levnější než bezeztrátové prvky SI. Ztráty syntetických prvků a rezistorů R_1 a R_2 se přepočtou tak, aby výsledná modulová kmitočtová charakteristika odpovídala modulové kmitočtové charakteristice jako v případě použití bezeztrátových syntetických prvků SI a původních rezistorů R_1 a R_2 . V případě ztrát na výstupu filtru lze tuto náhradu provést ve většině případů zcela jednoduše (použití SI s paralelními ztrátami), na vstupu obvodu však tato náhrada není plně ekvivalentní s obvodem prototypu. Počítačové analýzy a praktická měření ovšem ukazují dobré výsledky, které potvrzují, že lze tento postup s výhodou využít. Stejný postup můžeme analogicky aplikovat i pro uzemněný ztrátový prvek FDNR (viz např. obr. 1. 9) s tím rozdílem, že je nutné nejprve použít *Brutonovu* transformaci. Příklad je patrný z obr. 1. 5 a obr. 1. 7. Tyto ztrátové obvody se vyjadřují definovanými ztrátami a dají se využít v případě, kdy není kladen důraz na vysokou hodnotu činitele jakosti Q . Jednoznačnou výhodou těchto obvodů je především jejich jednoduchý návrh, náhrada klasické cívky, možnost vyžití při nízkých kmitočtech a využití pouze jednoho OZ pro každý ztrátový blok.



Obr. 1. 8 Ztrátový uzemněný SI s paralelním rezistorem R_p .



Obr. 1. 9 Ztrátový uzemněný FDNR s paralelním kapacitorem C_D .

Cílem práce v této oblasti je optimalizace návrhu *PP* s vázanými obvody pomocí ztrátových uzemněných SI a FDNR prvků, určení možné oblasti využití těchto optimalizovaných obvodů a zhodnocení výsledných vlastností realizovaných obvodů se ztrátovými funkčními bloky.

c) Univerzální a přeladitelné filtry

Poslední část této práce se zabývá univerzálními filtry [1], [33]. Zde vystupují do popředí především požadavky na využití laditelných univerzálních filtrů [34], [35], [36], [37], [38] s použitím nad 1 MHz s minimálním činitelem jakosti $Q > 10$ společně s užitím

nových aktivních prvků [16], [17], [39], [40], [41], [42], [43]. V praxi se můžeme setkat s celou řadou univerzálních filtrů, které obsahují minimálně 3 či více OZ, čímž je zajištěna jejich univerzálnost a možnost vytvářet různé druhy přenosových charakteristik.

Jelikož se jedná o univerzální filtr, jedním z parametrů bývá často možnost digitálního řízení parametrů, kterými jsou rezonanční (střední) kmitočet F_0 , činitel jakosti Q , koeficient základního přenosu filtru v propustném pásmu K_0 atd. Velice výhodné je vybírat obvody, které umožňují řízení frekvence souběžnou změnou dvou rezistorů (např. pro jemné ladění kmitočtu uvnitř kmitočtové dekády), ale také souběžnou změnou dvou kapacitorů pro hrubé ladění mezi kmitočtovými dekadami. U jednotlivých obvodů je vždy velikou výhodou lineární nastavování např. Q nebo K_0 , což zjednodušuje řízení obvodu. Pro všechny tyto možnosti řízení se stále více uplatňují digitální potenciometry [44], D/A převodníky [45] a také multiplexory.

Při výběru vhodného zapojení se vychází z několika kritérií, kterými jsou většinou citlivosti na tolerance hodnot prvků filtru, rozptyl hodnot činitelů jakosti Q dílčích obvodů a s tím související jejich maximální velikosti, rozptyl hodnot stavebních prvků, počet prvků v kompletním obvodu, vliv parazitních vlastností a možnost jejich eliminace, realizovatelnost typů filtrů, především úzkých pásmových propustů či zádrží, dynamický rozsah - úroveň šumu a maximálního signálu.

Univerzálních ARC filtrů existuje celá řada. Příkladem velice často v praxi užívaných univerzálních obvodů je zapojení typu *Akerberg - Mossberg (A-M)* a *Kerwin - Huelsman - Newcomb (K-H-N)*. K těmto filtrům bude směřováno porovnávání parametrů s dalšími méně známými univerzálními filtry.

Cílem této části práce je proto rozbor a posouzení vlastností širší řady různých zapojení univerzálních filtrů, posouzení možností jejich ladění, změn parametrů, univerzálnosti, možnosti jejich optimalizace, které dosud nebyly v dostupné literatuře uvedeny. Na základě výsledků analýz bude zvoleno optimální zapojení univerzálního filtru, který by splňoval vytyčené požadavky (zejména univerzálnosti, změny parametrů a široký kmitočtový rozsah). Pro optimalizované zapojení filtru bude navrženo digitální řízení a pro ověření teoretických závěrů bude filtr realizován.

1.2 Cíle disertační práce

Disertační práce je rozdělena do tří základních kapitol. První kapitola pojednává o ARC obvodech navržených pomocí kombinované struktury *Leap-Frog*. Dále se práce zabývá pásmovými propustmi s vázanými obvody a poslední kapitola univerzálními a přeladitelnými filtry. Na základě rozboru současného stavu byly stanoveny následující tematické okruhy a dílčí cíle práce zaměřené obecně na optimalizaci metod syntézy analogových kmitočtových filtrů.

➤ Zefektivnění syntézy ARC obvodů metodou *Leap-Frog*:

- ◆ kompletní popis návrhu pro všechny typy filtrů a druhy zakončení II a T ,
- ◆ porovnání vlastností *Leap-Frog* obvodů realizovaných ztrátovými nebo bezztrátovými napěťovými integrátory,
- ◆ porovnání vlastností *Leap-Frog* obvodů s dalšími obvodovými realizacemi,
- ◆ fyzická realizace *Leap-Frog* filtrů,
- ◆ implementace syntézy *Leap-Frog* metody do programu *NAF* včetně
 - zobrazení *RLC* obvodů podle zadaných vstupních parametrů,
 - zobrazení ARC *Leap-Frog* obvodů podle *RLC* obvodů,
 - vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky,
 - rozboru dynamiky přenosů.

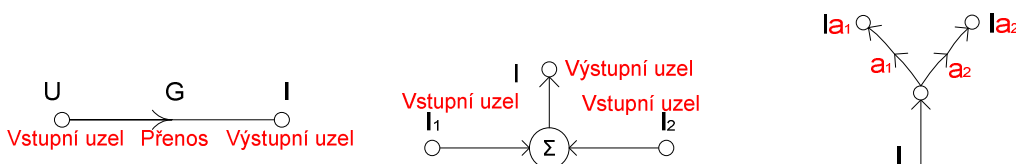
- Optimalizace syntézy ARC obvodů vázaných pásmových propustí:
 - ◆ syntéza ARC obvodů se ztrátovými bloky,
 - ◆ rozbor možnosti využití navržené metody,
 - ◆ vytvoření výpočetního programu pro návrh ARC obvodů se ztrátovými prvky,
 - ◆ porovnání vlastností ztrátových stavebních bloků *SI* a *FDNR*.
- Optimalizace syntézy univerzálního přeladitelného filtru:
 - ◆ analýza méně známých univerzálních obvodů,
 - ◆ návrh univerzálního ARC obvodu,
 - ◆ ověření vlastností reálného obvodu a možnosti jeho využití.

2. Filtry ARC s kombinovanou strukturou *Leap-Frog*

Návrh samotné metody vychází z *RLC* filtrů, kde jednotlivé prvky *RLC* filtru je nejprve nutné popsat rovnicemi plynoucí z *Ohmova* a *Kirchhoffova* zákona (*KZ*) a poté převést na grafy signálových toků (*GST*). Samotný *GST* je definován jako geometrický útvar (složený z uzlů, větví a smyček), který je vyjádřením soustavy lineárních rovnic, a který popisuje řešený obvod [49]. V našem případě se *GST* přímo převádí na ARC blokovou strukturu se ztrátovými nebo bezztrátovými napěťovými integrátory.

2.1 Základní principy pro vytváření *GST*

Aby bylo možné vykreslovat jednotlivé pasivní prvky pomocí *GST*, je nutné definovat základní pravidla pro jejich vykreslování, kam řadíme: orientovaný graf (obr. 2. 1), princip větý aditivní (obr. 2. 2) a princip větý přenosové (obr. 2. 3) [49].



Obr. 2. 1 Orientovaný graf.

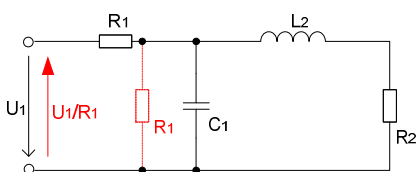
Obr. 2. 2 Princip větý aditivní.

Obr. 2. 3 Princip větý přenosové.

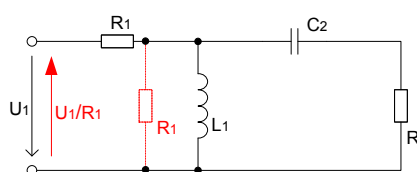
Celá řada principů vytváření *GST* je popsána v mnohé literatuře a tato práce tedy dále nebude uvádět všechny principy a podmínky návrhů *GST* [49], [50].

2.2 Definice *GST* pro jednotlivé prvky

Před návrhem ARC filtrů metodou *LF* je důležité definovat *GST* pro jednotlivé typy zapojení pasivních prvků *R*, *L*, *C* a jejich kombinace, které se vyskytují v příčkových *RLC* obvodech typu *DP*, *HP*, *PP*, *PZ* (viz např. obr. 2. 4 a obr. 2. 5). V těchto zapojeních je červenou barvou vyznačena možná ekvivalentní transformace zdroje napětí U_1 na zdroj proudu I_1 pomocí rezistoru R_1 .

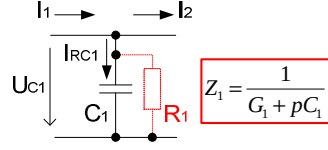


Obr. 2. 4 Příčkový *RLC* filtr typu *DP*.

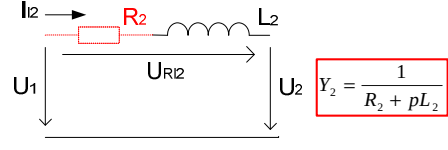


Obr. 2. 5 Příčkový *RLC* filtr typu *HP*.

Z uvedeného RLC obvodu typu DP získáváme zapojení kapacitoru C_1 (obr. 2. 6) a induktoru L_2 (obr. 2. 7). Červenou barvou je v těchto zapojeních zobrazena kombinace s rezistory R_1, R_2 , které představují případné ztráty v napěťových integrátorech.



Obr. 2. 6 Příčné zapojení kapacitoru C_1 .



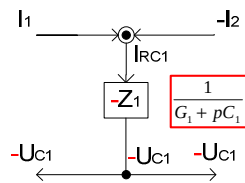
Obr. 2. 7 Podélné zapojení induktoru L_2 .

Z obrázků uvedených výše vyplývá, že každý příčný nebo podélný prvek má dvě veličiny, napětí a proud. Jednu z těchto veličin lze vyjádřit přímo *Ohmovým* zákonem (výstupní veličina) a druhou pomocí prvního nebo druhého KZ (vstupní veličina). KZ realizujeme sumací proudů do integrátoru, resp. invertoru. Obvodová rovnice vyjadřuje veličinu, která není vyjádřena součtem vyplývajícím z KZ, tj. napětí na příčném prvku a proud v podélném prvku. Rovnici vyplývající z *Ohmova* zákona je nutné vyjádřit v takovém tvaru, aby podélný prvek byl charakterizovaný admitancí Y a příčný prvek impedancí Z . Nyní není problém vyjádřit obvodové rovnice pro prvky na obr. 2. 6 (viz rovnice (2.1)) a obr. 2. 7 (viz rovnice (2.2)):

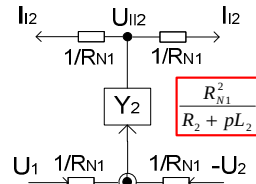
$$U_{C1} = \frac{I_{RC1}}{G_1 + pC_1} = \frac{I_1 - I_2}{G_1 + pC_1} = \frac{I_1 + (-I_2)}{Y_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_2)], \quad (2.1)$$

$$I_{L2} = \frac{U_{RL2}}{R_2 + pL_2} = \frac{U_1 - U_2}{R_2 + pL_2} = \frac{U_1 + (-U_2)}{Z_2} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_2)]. \quad (2.2)$$

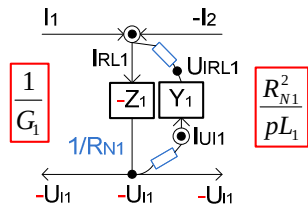
Pomocí pravidel které jsou podrobně popsány v disertační práci v kapitole 2.1 a 2.2 získáváme následující GST s odvozenými výpočty pro jednotlivé prvky vyskytující se v prototypch RLC obvodů. Příklady odvozených GST jsou uvedeny na obr. 2. 8 až obr. 2. 15.



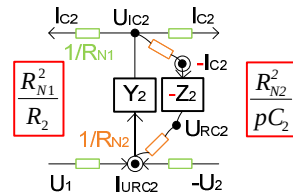
Obr. 2. 8 GST pro příčný kapacitor C_1 (DP).



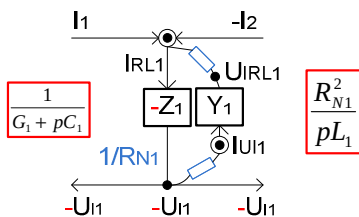
Obr. 2. 9 GST pro podélný induktor L_2 (DP).



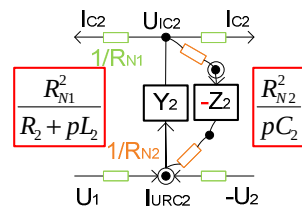
Obr. 2. 10 GST pro příčný induktor L_1 (HP).



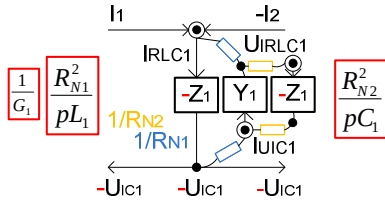
Obr. 2. 11 GST pro podélný kapacitor C_2 (HP).



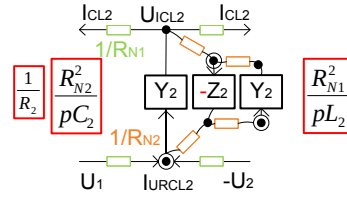
Obr. 2. 12 GST pro příčné paralelní zapojení induktoru L_1 a kapacitoru C_1 (PP).



Obr. 2. 13 GST pro podélné sériové zapojení induktoru L_2 a kapacitoru C_2 (PP).



Obr. 2.14 GST pro příčné sériové zapojení induktoru L_1 a kapacitoru C_1 (PZ).



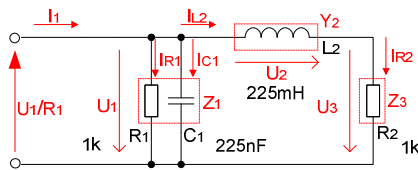
Obr. 2.15 GST pro podélné paralelní zapojení induktoru L_2 a kapacitoru C_2 (PZ).

Na základě výše uvedených definic GST pro jednotlivé prvky je možné navrhnout jakýkoliv ARC LF filtr vycházející z příčkových RLC filtrů. Uvedené příklady lze také využít po drobných modifikacích i pro návrh ARC filtrů touto metodou vycházejících z jiných zapojení RLC filtrů než právě zmiňovaných příčkových RLC filtrů.

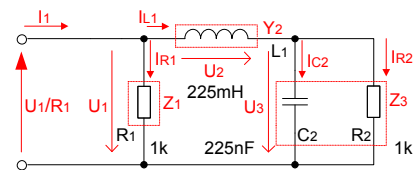
2.3 Realizace ARC filtrů navržených metodou Leap-Frog

Návrh obecné metodiky syntézy filtru libovolné složitosti bude vycházet z návrhu metody ARC obvodu pro nejmenší možný řád filtru. Návrh filtrů DP, HP bude vycházet z návrhu filtrů 2. a 3. řádu. Pro PP a PZ budou návrhy vycházet z metody syntézy filtrů 4. a 6. řádu. Tyto obvody budou navrženy pro zakončení typu II nebo T pro daný typ filtru. Jednotlivé příklady jsou východiskem metody syntézy a dávají představu o postupu a tvorbě návrhu programu pro syntézu ARC filtrů libovolného řádu, typu a aproximace touto metodou. Také bude poukázáno na možnost využití ztrátových invertujících či neinvertujících integrátorů v těchto obvodech. Především se bude jednat o příklady, kdy je výhodnější využití ztrátových integrátorů a kdy naopak je nutné či výhodné využití bezztrátových integrátorů.

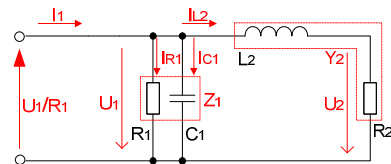
Nejjednodušší postup návrhu pomocí metody LF představuje syntéza DP bez nul přenosu. Vstupní hodnoty pro návrh filtru byly zvoleny následovně: mezní kmitočet $F_M = 1$ kHz, kmitočet potlačení $F_P = 5$ kHz, zvlnění přenosu $K_{zvl} = -3$ dB a potlačení přenosu $K_{pot} = -20$ dB pro aproximaci typu Butterworth, zakončovací rezistory $R_1 = R_2 = 1$ k Ω . Konkrétní RLC obvody filtru DP jsou zobrazeny i s rozdělením prvků na impedanční Z (příčné) a admitanční Y (podélné) složky. Samotné rozdělení prvků RLC obvodů lze realizovat několika způsoby a rozhoduje o výsledných parametrech ARC obvodů, použití ztrátových či bezztrátových napěťových integrátorů, počtu OZ v obvodu, vstupním a výstupním uzlu obvodu. Možnosti rozdělení prvků pro DP se zakončením typu II je uvedeno na obr. 2.16 a obr. 2.18. Pro DP se zakončením typu T platí obr. 2.17 a obr. 2.19.



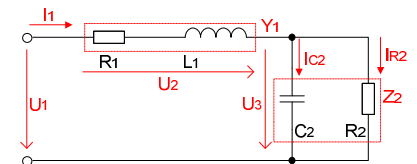
Obr. 2.16 Rozdělení prvků, transformace U_1 a R_1 .



Obr. 2.17 Rozdělení prvků, transformace U_1 a R_1 .



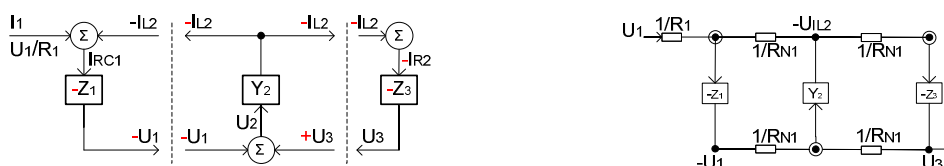
Obr. 2.18 Rozdělení prvků, transformace U_1 a R_1 .



Obr. 2.19 Rozdělení prvků.

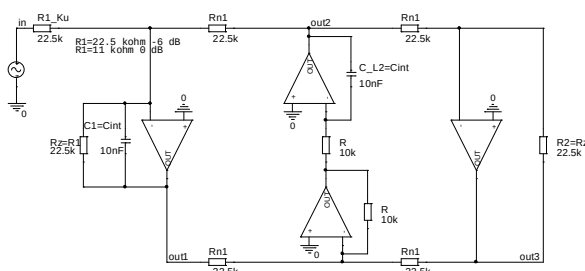
Pro oba typy zakončení je možné obvod rozdělit od dvou složek (obvod realizovaný pouze ztrátovými integrátory) do čtyř složek (obvod realizovaný pouze bezztrátovými

integrátory). Nyní je možné jednotlivé prvky popsat pomocí rovnic proudů a napětí a jejich grafického znázornění (viz obr. 2. 20 a obr. 2. 21).

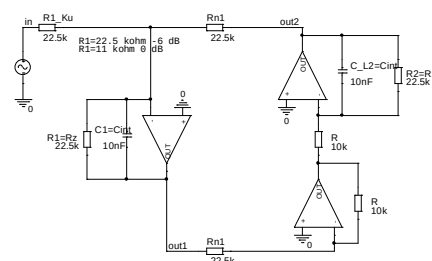


Obr. 2. 20 Kompletní GST pro obvod na obr. 2. 16. **Obr. 2. 21** Finální GST.

Poté nám již nic nebrání sestavit výsledné zapojení ARC filtrů. Pro zakončení typu *II* je i s hodnotami součástek uvedeno na obr. 2. 22 (var.1II), obr. 2. 23 (var.2II), kde vstup obvodu je vždy značen jako *in* a výstup obvodu jako *out* s nejvyšším indexem.

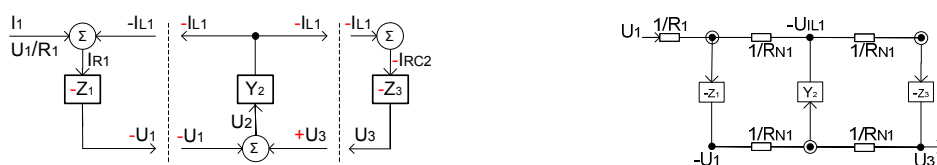


Obr. 2. 22 Zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 16 - DP 2. řádu zakončení typu *II*.



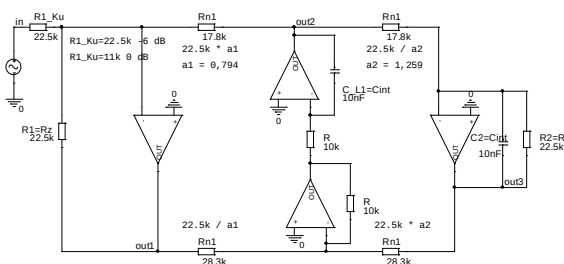
Obr. 2. 23 Zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 18 - DP 2. řádu zakončení typu *II*.

Stejným způsobem je možné postupovat i při realizaci ARC obvodu se zakončením typu *T*, pro který platí GST uvedené na obr. 2. 24 a obr. 2. 25.



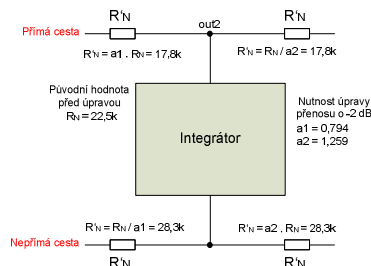
Obr. 2. 24 Kompletní GST pro obvod na obr. 2. 17. **Obr. 2. 25** Finální GST.

Schéma zapojení ARC obvodu pro zakončení typu *T* je i s hodnotami součástek před a po úpravě dynamiky přenosů v obvodu uvedené na obr. 2. 26.



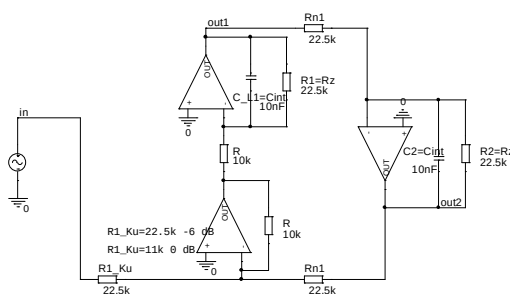
Obr. 2. 26 Zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 17 - DP 2. řádu zakončení typu *T*.

U tohoto ARC obvodu bylo při ověřování funkce počítačovou analýzou zjištěno, že je možné upravit dynamiku přenosu (o -2 dB) na výstupu *out2* vůči ostatním výstupům v obvodu. Postup úpravy dynamiky přenosů i s hodnotami součástek a konstant a_1 , a_2 je naznačen ve výsledném zapojení ARC obvodu. Princip úpravy pro snížení přenosu je realizován tak, že přímá (vrchní) cesta ze vstupu na výstup je násobena konstantou a_1 , tedy útlumem, poté dělena konstantou a_2 , tedy ziskem (v případě zvýšení přenosu je postup obrácený). Při hodnotě -2 dB bude konstanta $a_1 = 0,794$ a konstanta $a_2 = 1,259$. Princip úpravy dynamiky přenosu pro výstup *out2* (obr. 2. 26) je uveden na zjednodušeném obrázku zapojení části ARC filtru se zakončením typu *T* (viz obr. 2. 27).



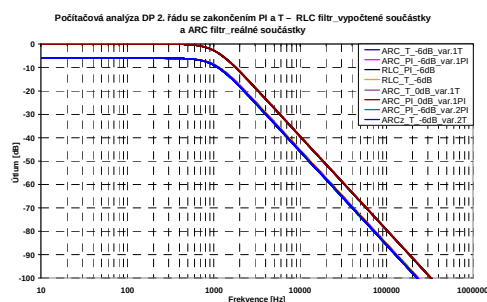
Obr. 2. 27 Princip úpravy dynamiky přenosu pro *out2* - DP 2. řádu zakončení typu *T*.

Druhý ARC obvod se zakončením typu *T* je uveden na obr. 2. 28.

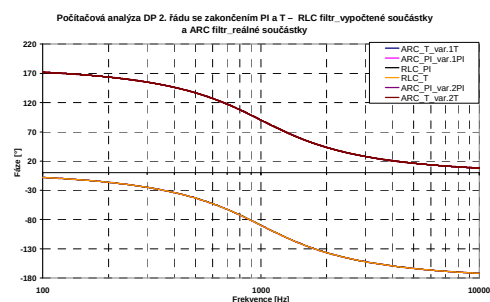


Obr. 2. 28 Zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 19 - DP 2. řádu zakončení typu *T*.

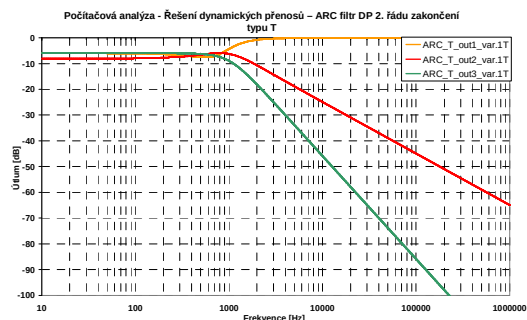
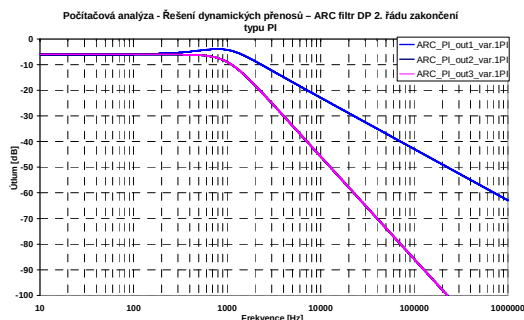
Posledním krokem pro všechny navržené ARC obvody je ověření správnosti funkce jednotlivých obvodů vůči *RLC* obvodům. Ověření bylo prováděno počítačovou analýzou v programu *PSpice* [51] (viz obr. 2. 29 a obr. 2. 30). Provedené analýzy obvodů DP 2. řádu se zakončením typu *II* a *T* prokázaly, že výsledné modulové kmitočtové charakteristiky, skupinové zpoždění a odezva na jednotkový skok jak *RLC* filtrů, tak ARC filtrů jsou shodné. Na obr. 2. 30 je zobrazena fázová kmitočtová charakteristika, která zobrazuje rozdílné parametry pro určité obvody. Je patrné, že pro ARC obvody realizované pouze pomocí ztrátových integrátorů (*var.2II*, *var.2T*) je fáze posunuta o 180° . Poslední dvě analýzy zobrazují dynamiku přenosů pro ARC obvody uvedené na obr. 2. 22 a obr. 2. 26. Pro obvod se zakončením typu *II* (obr. 2. 22) nebylo nutné upravovat dynamiku přenosů (viz obr. 2. 31). Ohledně dynamiky přenosů v obvodu se zakončením typu *T* (obr. 2. 26) je možné snížit o -2 dB přenos na výstupu *out2*. Postup úpravy dynamiky přenosů byl popsán výše. Zobrazení výsledků počítačové analýzy po úpravě dynamiky přenosů je uvedeno na obr. 2. 32.



Obr. 2. 29 Počítačová analýza *RLC* a ARC filtrů.



Obr. 2. 30 Počítačová analýza *RLC* a ARC filtrů.



Obr. 2. 31 Počítačová analýza dynamiky přenosů. **Obr. 2. 32** Počítačová analýza dynamiky přenosů.

Závěrem lze také uvést, že u této metody je možné využívat jak ztrátové, tak bezztrátové napěťové integrátory. Použití ztrátových nebo bezztrátových integrátorů nemá vliv na modulovou kmitočtovou charakteristiku, ale pouze na fázovou kmitočtovou charakteristiku, kde v určitých případech dochází k posunu fáze o 180° při nevhodném rozdělení prvků na Z a Y složky. Také počítačové citlivostní charakteristiky ARC filtrů s použitím různých integrátorů vykazují velice podobné parametry. Tabulka (tab. 2. 1) uvádí minimální a maximální počet OZ pro patřičný řád ARC filtrů navržených pomocí metody LF.

Řád filtru		2	3	4	5	6	7	8	9	10
Počet OZ	$\Pi_var.1\Pi$	3 (4)	4	6	7	9 (10)	10	12	13	15 (16)
	$T_var.1T$	3 (4)	6	6	9 (10)	9 (10)	12	12	15 (16)	15 (16)

Tab. 2. 1 Přehled minimálního a optimálního počtu OZ pro patřičný řád filtru typu DP.

Veškeré návrhy jednotlivých obvodů byly vytvořeny vzhledem k obecnému výpočtovému algoritmu, který byl zpracován do matematického segmentu části programu NAF.

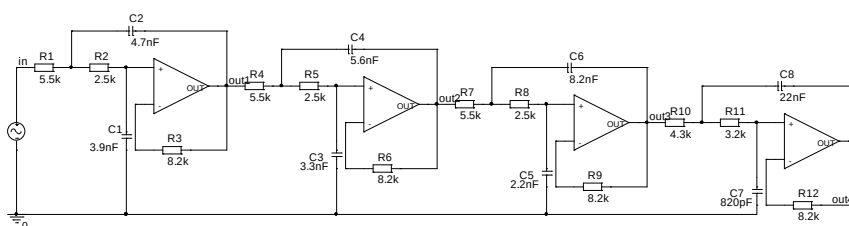
Kapitola 2.3 popisuje stručně problematiku návrhu Leap-Frog ARC filtrů pro jednotlivé typy kmitočtových filtrů. Na praktických příkladech syntézy jednotlivých typů filtrů ukazují i postupy, kterými byly získány potřebné vztahy a data, z nichž vycházejí odvozené algoritmy využívané v následné realizaci programových segmentů pro konkrétní návrh a výpočet těchto ARC filtrů libovolného řádu, aproximace a typu zakončení. V jednotlivých podkapitolách byly také uvedeny možnosti rozdělení jednotlivých stavebních prvků v obvodech RLC na impedanční Z a admitanční Y složky, které poté dávají představu o možnosti použití ztrátových nebo bezztrátových integrátorů a volbě vlastností obvodů především z hlediska požadované fázové kmitočtové charakteristiky. Pro každý typ filtru byla vždy vytvořena souhrnná tabulka definující optimalizovaný počet OZ v obvodu tak, aby všechny parametry navržených ARC obvodů odpovídaly parametrům výchozích RLC obvodů. V závěru byla provedena ukázka syntézy i pro ARC filtry vycházející z vázaných filtrů.

2.4 Porovnání metody Leap-Frog s kaskádní metodou

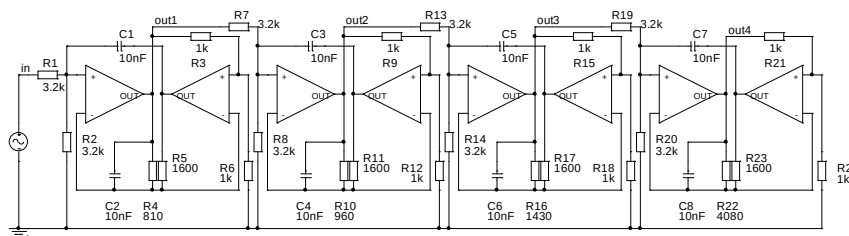
Po kompletním návrhu jednotlivých filtrů metodou LF je vhodné provést srovnání vlastností těchto filtrů s dalšími realizacemi navrženými například pomocí kaskádní metody spojování bloků či nekaskádní PRB metody. To nám umožní detailní porovnání jednotlivých metod a jednoznačného definování výhod a nevýhod jednotlivých typů filtrů navržených různými metodami.

Pro porovnání byly zvoleny následující obvody. Jedná se o ARC filtry typu DP 8. řádu realizované pomocí kaskádní metody spojování bloků a metody LF. Pro tyto filtry byly zvoleny následující vstupní parametry: $F_M = 10$ kHz, $F_P = 13,5$ kHz, $K_{zvl} = -3$ dB a $K_{pot} = -20$ dB pro aproximaci typu Butterworth, zakončovací rezistory $R_1 = R_2 = 1$ kΩ.

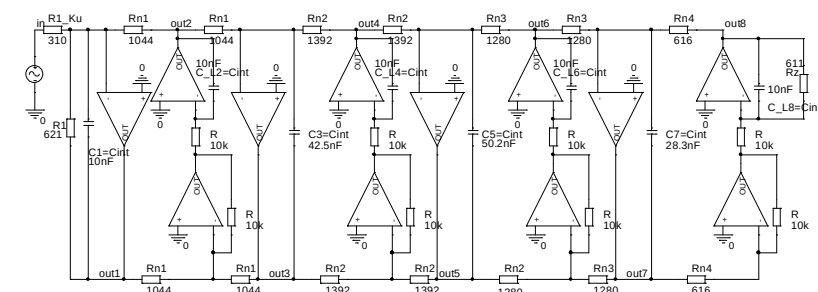
ARC obvody realizované metodou LF a kaskádní metodou spojování bloků jsou uvedeny na obr. 2. 33 až obr. 2. 35.



Obr. 2.33 ARC filtr realizovaný kaskádní metodou, bloky 2. řádu s jedním OZ - DP 8. řádu.

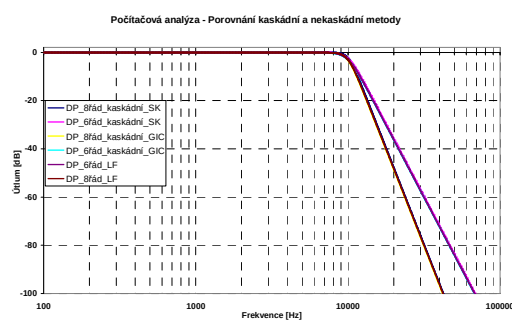


Obr. 2.34 ARC filtr realizovaný kaskádní metodou, bloky 2. řádu se dvěma OZ - DP 8. řádu.

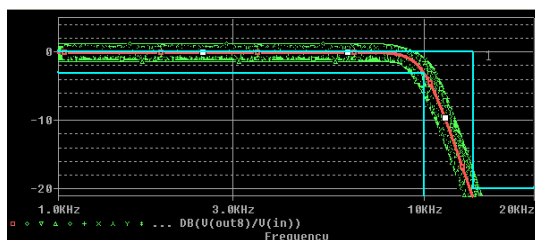


Obr. 2.35 ARC filtr realizovaný metodou LF - DP 8. řádu.

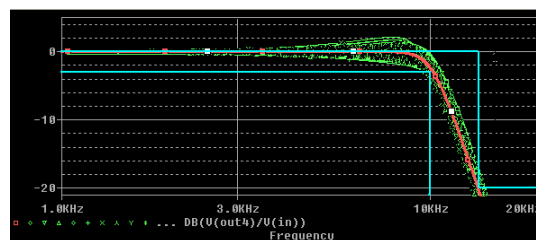
Na obr. 2. 36 je uvedena modulová kmitočtová charakteristika, zobrazující shodné průběhy filtrů obou návrhových metod a na obr. 2. 37 až obr. 2. 38 jsou uvedeny počítačové citlivostní analýzy.



Obr. 2.36 Počítačová analýza ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2.37 ARC filtr 8. řádu, LF metoda.



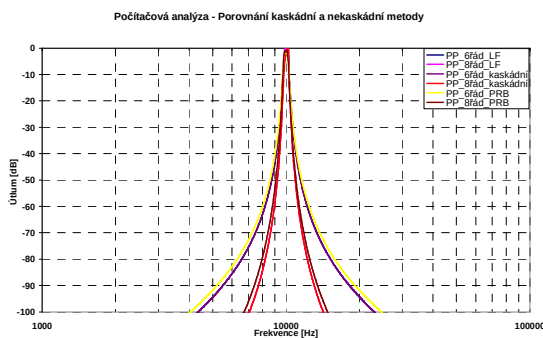
Obr. 2.38 ARC filtr 8. řádu, kaskádní metoda.

Z počítačových citlivostních analýz vyplývá, že jednotlivé metody vykazují v určitých oblastech (propustné pásmo, pásmo okolo mezního kmitočtu, nepropustné pásmo) lepší či horší



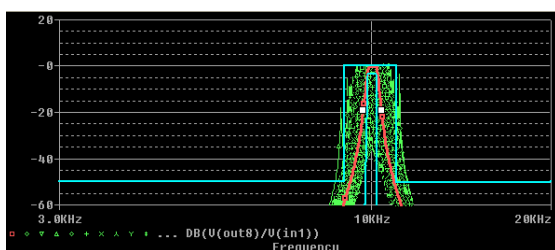
Příklady ARC filtrů realizovaných nekaskádní metodou *PRB* jsou uvedeny na obr. 2. 39 a obr. 2. 40. Vstupní parametry pro *PP* 8. řádu byly zvoleny následovně: $F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 400 \text{ Hz}$, $B_{pot} = 2 \text{ kHz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -50 \text{ dB}$ pro aproximaci typu *Butterworth*, zakončovací rezistory $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$.

Na obr. 2. 41 je uvedena modulová kmitočtová charakteristika zobrazující průběhy všech ARC obvodů, kde je patrná shoda všech průběhů realizovaných různými návrhovými metodami. Jedná se o metody *LF*, kaskádní metodu a metodu *PRB*.

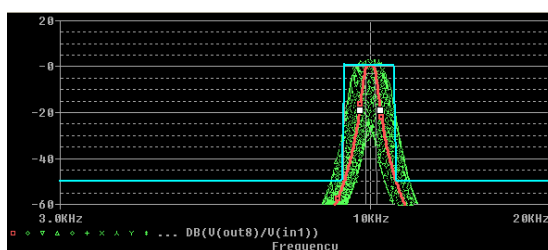


Obr. 2. 41 Počítačová analýza ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.

Na obr. 2. 42 a obr. 2. 43 jsou uvedeny počítačové citlivostní analýzy.



Obr. 2. 42 ARC filtr 8. řádu, *LF* metoda.



Obr. 2. 43 ARC filtr 8. řádu, *PRB* metoda.

Závěrem lze říci, že obě metody se vyznačují značnou složitostí návrhu. Pro metodu *LF* hovoří především nižší citlivosti na tolerance stavebních součástek. Pro metodu *PRB* naopak nižší počet *OZ* v obvodu.

2.6 Realizace filtrů metodou *Leap-Frog*

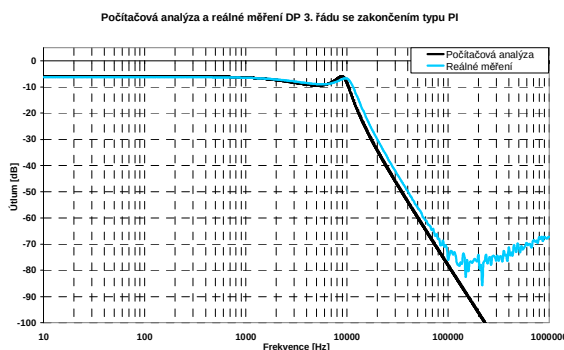
Po návrhu a porovnání parametrů *LF* filtrů bylo zapotřebí ověřit závěry pomocí reálných měření *LF* filtrů. Jako první ukázka je *DP* 3. řádu se zakončením typu *II* (*var.1II*). Realizace filtru je zobrazena na obr. 2. 44 a obr. 2. 45. Výsledky měření jsou uvedeny na obr. 2. 46 a obr. 2. 47. Charakteristiky uvedené v grafu (obr. 2. 46) byly porovnány s počítačovou analýzou. Jak je patrné, výsledky jak reálného měření, tak počítačová analýza jsou téměř totožné. Drobná odchylka (v nepropustném pásmu) byla způsobena použitými hodnotami součástek. Na obr. 2. 47 je výstup reálného měření zobrazený v programu *Bode 100 analyzér* [52]. ARC obvody byly realizovány (vzhledem k dostupnosti) s reálnými *OZ* *OPA355* [58].



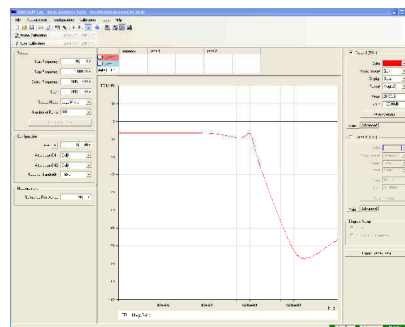
Obr. 2. 44 Reálný filtr *DP* 3. řádu zakončení typu *II* (vrchní strana).



Obr. 2. 45 Reálný filtr *DP* 3. řádu zakončení typu *II* (spodní strana).

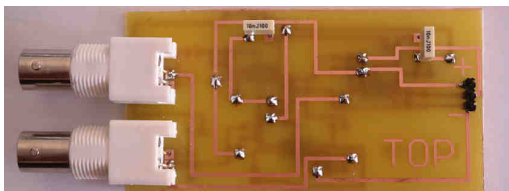


Obr. 2.46 Počítačová analýza a reálné měření - modulová kmitočtová charakteristika.

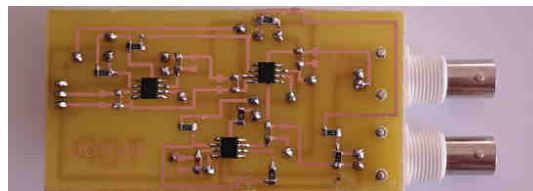


Obr. 2.47 Reálné měření v programu [52].

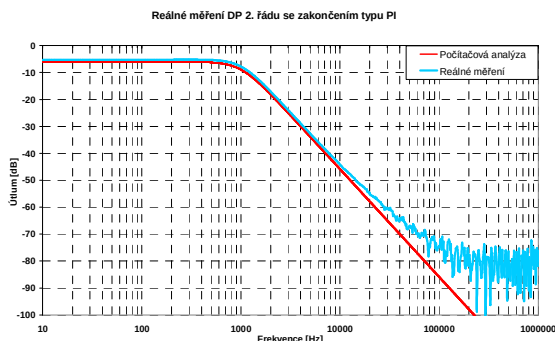
Dalším realizovaným obvodem byl filtr typu DP 2. řádu se zakončením typu II (viz $var.2II$). Realizace filtru je zobrazena na *obr. 2.48* a *obr. 2.49* a výsledek reálného měření a počítačová analýza obvodu je uvedena na *obr. 2.50* a *obr. 2.51*. Z počítačových analýz i reálného měření je patrné, že tyto filtry lze navrhovat i pro neoptimalizované rozložení prvků v RLC obvodu. Tento obvod byl navržen pouze se ztrátovými integrátory. Vzhledem k tomu, že tento obvod vychází z neoptimalizovaného rozložení prvků, dochází zde k posunu fáze o 180° .



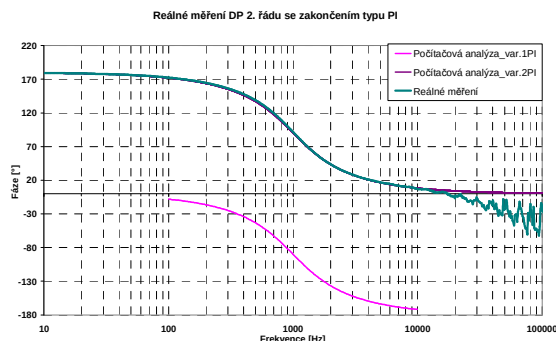
Obr. 2.48 Reálný filtr DP 2. řádu zakončení typu II ($var.2II$) (vrchní strana).



Obr. 2.49 Reálný filtr DP 2. řádu zakončení typu II ($var.2II$) (spodní strana).



Obr. 2.50 Počítačová analýza a reálné měření - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2.51 Počítačová analýza a reálné měření - fázová kmitočtová charakteristika.

Závěrem této kapitoly lze říci, že filtry navržené pomocí metody *Leap-Frog* se dají bez větších problémů realizovat a průběhy reálných měření i počítačových analýz se téměř shodují. Také bylo ověřeno, že je možné realizovat ne zcela optimalizovaný obvod, u kterého dochází k posunu fáze vůči RLC obvodu. Značnou nevýhodou však může být již výše diskutovaný větší počet OZ . Z těchto důvodů nebyl realizován filtr typu PZ a filtry s nulami přenosu.

2.7 Realizace programového segmentu pro návrh filtrů metodou *Leap-Frog*

Jak již bylo řečeno v úvodu, pro rozšíření této metody v praxi by bylo vhodné vytvořit návrhový program pro kompletní syntézu a případnou následnou analýzu těchto obvodových struktur. Za tímto účelem se jeví jako nejlepší řešení implementace této metody syntézy

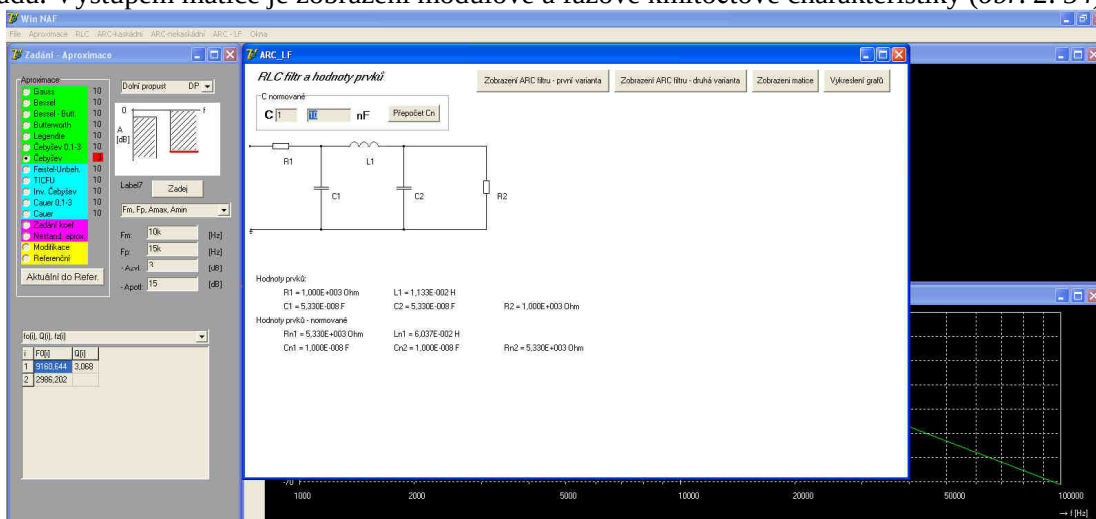
dovedené do realizace počítačových algoritmů do stávajícího programu *NAF* [11], který umožňuje kompletní návrh jednotlivých typů *RLC* filtrů pro různé aproximace s nulami i bez nul přenosu a typu zakončení. Jelikož metoda *LF* vychází ze zapojení *RLC* filtrů, je tento program pro implementaci této metody velice vhodný.

Tento programový segment byl vytvořen v programovém prostředí *Borland Delhi 7* [53] a byl implementován do programu *NAF*. Zdrojový soubor, ve kterém se nachází algoritmus pro samotné vykreslování *ARC LF* filtrů, je nazván *U_ARC_LF.pas* a obsahuje okolo 8000 řádků kódu. Vzhledem k takovému množství dat bude tento zdrojový soubor přiložen na *CD*.

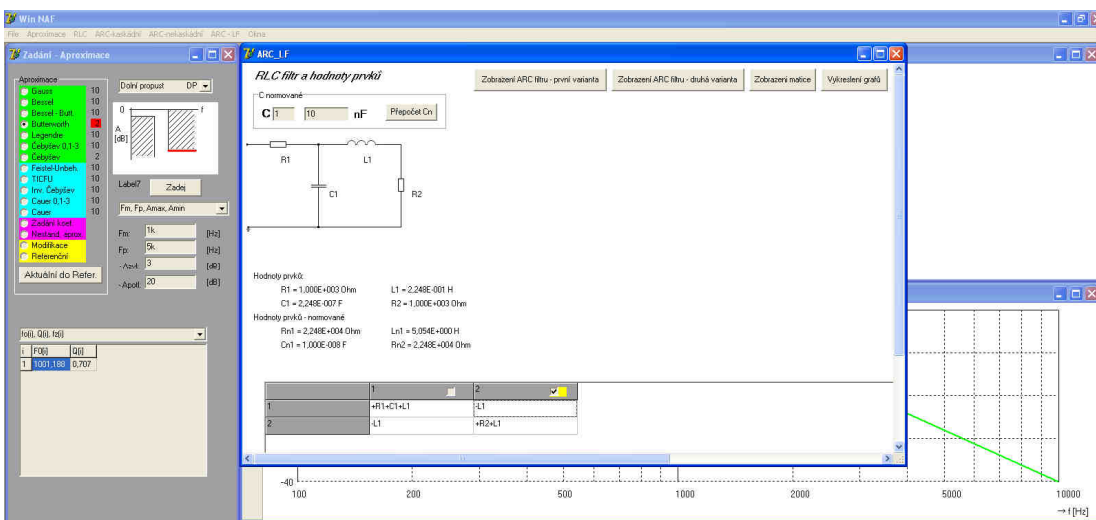
Programový segment *U_ARC_LF* obsahuje následující bloky:

- vykreslení *RLC* obvodů a zobrazení hodnot stavebních součástek,
- vykreslení *ARC* obvodů, výpočet a zobrazení hodnot stavebních součástek,
- zobrazení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky,
- zobrazení dynamiky přenosů.

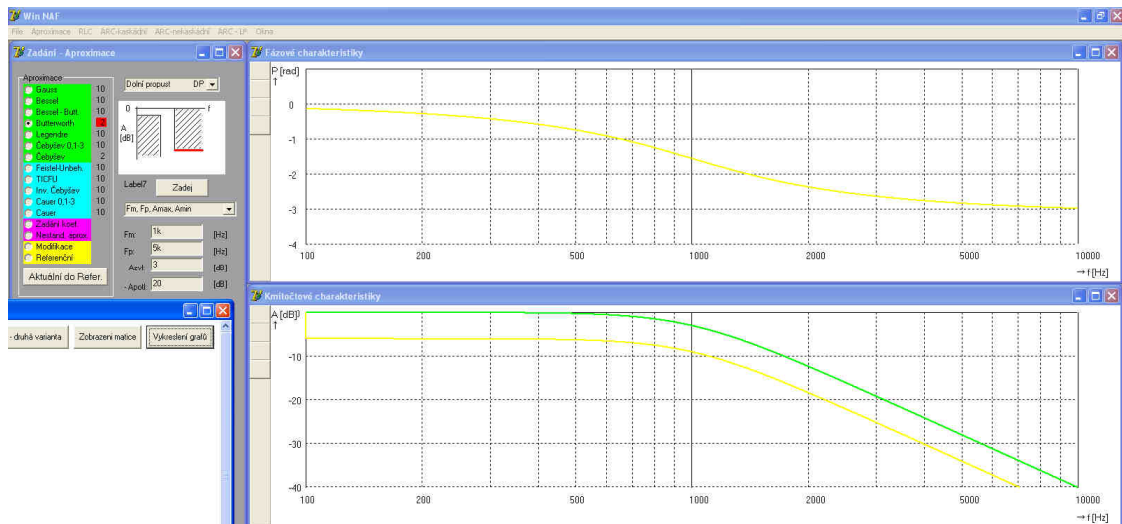
Následné příklady zobrazují jednotlivé výstupy výše uvedených bloků. Vykreslení daného *RLC* obvodu v programu *NAF* je patrný na *obr. 2. 52*. Zobrazený *RLC* obvod odpovídá *DP 3. řádu* se zakončením typu *II*. Na *obr. 2. 53* je uvedena matice determinantu pro *DP 2. řádu*. Výstupem matice je zobrazení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky (*obr. 2. 54*).



Obr. 2. 52 Vykreslení kompletního *RLC* filtru - *DP 3. řádu*.

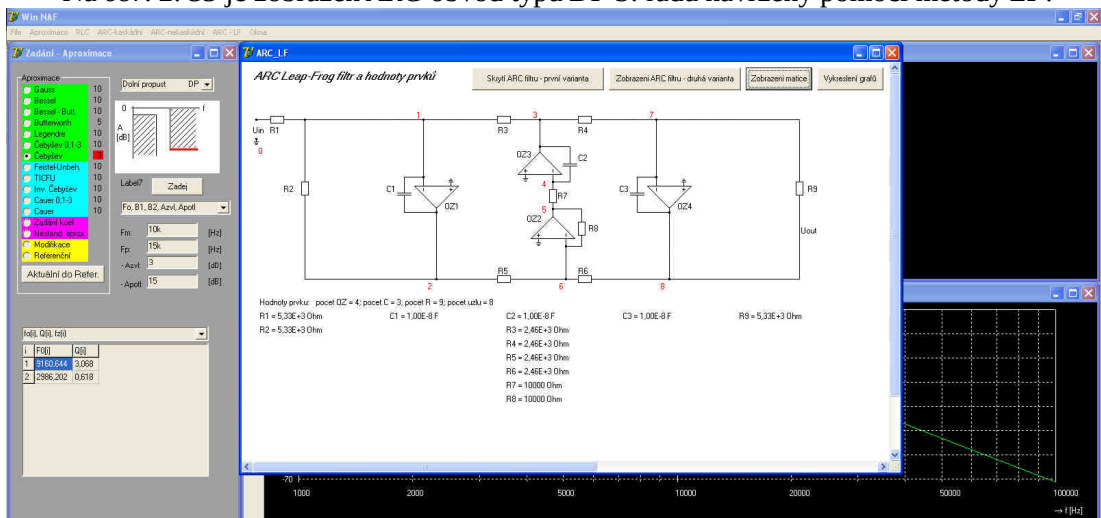


Obr. 2. 53 Vyplnění matice podle uvedených názvů hodnot stavebních prvků daného obvodu.



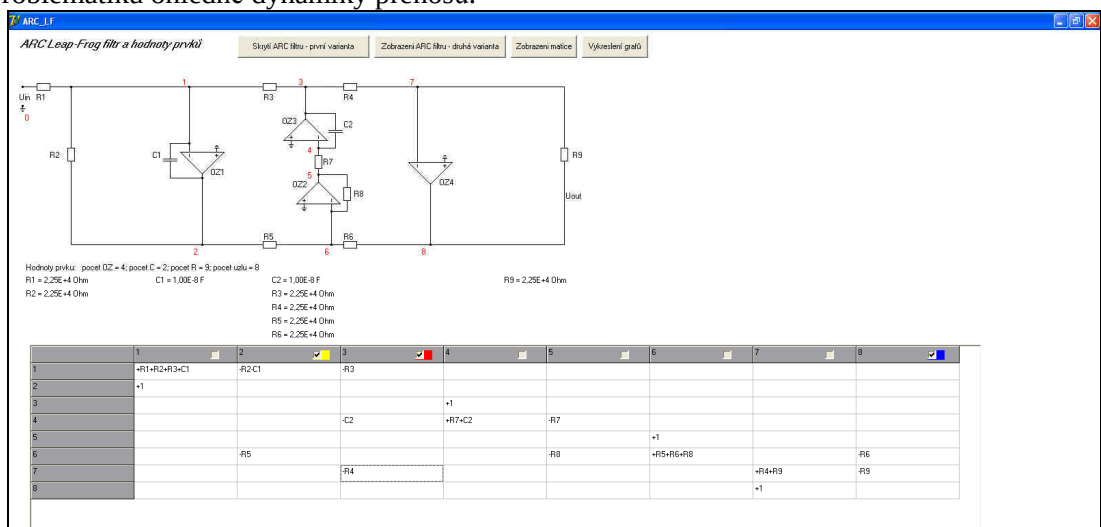
Obr. 2. 54 Zobrazení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky.

Na obr. 2. 55 je zobrazen ARC obvod typu DP 3. řádu navrhovaný pomocí metody LF.

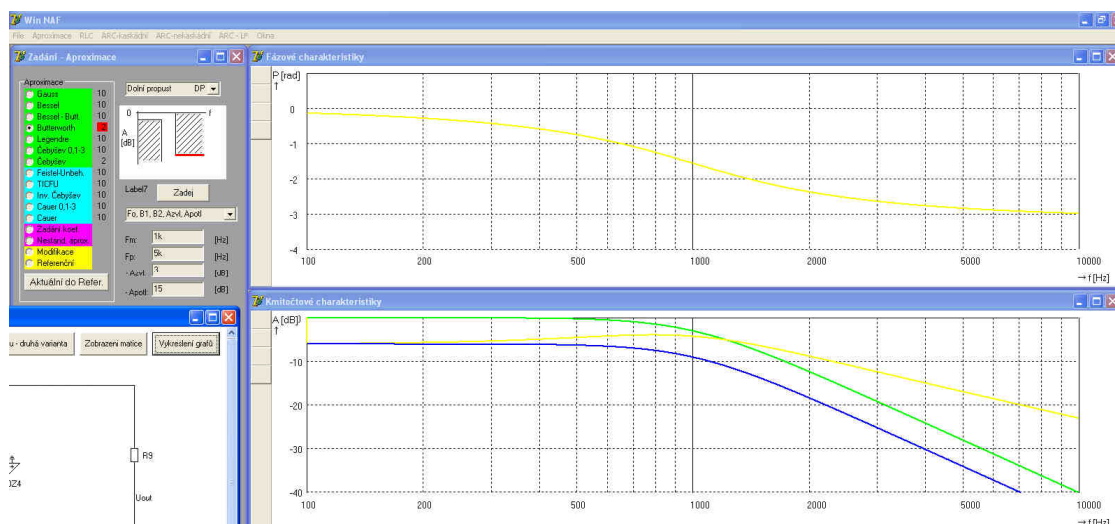


Obr. 2. 55 Příklad zobrazení ARC Leap-Frog filtru - DP 3. řádu.

Na obr. 2. 56 a obr. 2. 57 je zobrazena matice a výstup matice v podobě grafů zobrazující problematiku ohledně dynamiky přenosů.



Obr. 2. 56 Příklad zobrazení ARC Leap-Frog filtru a příslušná matice - DP 2. řádu.



Obr. 2. 57 Příklad zobrazení grafů zobrazující dynamiku přenosů.

Jak již bylo řečeno, program umožňuje návrh *RLC* a *ARC LF* obvodů pro všechny typy filtrů a typy aproximace jak s nulami, tak bez nul přenosu pro typy zakončení *II* a *T*. Návrh všech obvodů je možný pro libovolný řád filtru. Na programu se i nadále pracuje a vylepšují se jeho možnosti jako např. automatické vyplnění matic pro *RLC* a *ARC* obvody, přepočet stavebních prvků vzhledem k dynamice přenosů, volba ideálního *OZ* nebo *OZ* s jedním nebo dvěma kmitočty lomu.

Celá výše uvedená kapitola ohledně metody *Leap-Frog* popisuje stručně postup návrhu jednotlivých filtrů a začlenění této metody do programu *NAF*. Implementací této metody se jednoznačně snížila složitost navrhování těchto obvodů a tím se i zvýšila možnost využívání v praktické rovině vzhledem k výše popsaným výhodám.

3. Pásmové propusti s vázanými obvody

Kapitola pásmové propusti s vázanými obvody se zabývá možnostmi širšího využití vázaných *ARC* pásmových propustí, které využívají ztrátové uzemněné prvky jako jsou *FDNR* a *SI*. Kapitola popisuje návrh těchto obvodů, stanovuje rozsah možností jejich využití a uvádí výsledky vyšetřování jejich citlivostí. Pro syntézu těchto obvodů 4. a 6. řádu s následným zobrazením modulových a fázových kmitočtových charakteristik navržených obvodů byl navržen a odladěn v prostředí *C++ Builder* [65] program "*Coupled band-pass filters*" [55].

3.1 Návrh vázaných *RLC* filtrů a výpočtové vztahy

Při návrhu těchto obvodů vycházíme ze zadané šíře pásma B , středního kmitočtu F_0 , hodnot zakončovacích rezistorů R_1 , R_2 a také z normovaných hodnot a_1 , a_n podle zvoleného typu aproximace prototypu normované dolní propusti DP_n .

Postup transformace DP_n na PP s vázanými obvody a výpočet pro jednotlivé prvky je následující [1]:

- Modul impedance vazebního kapacitoru C_v či induktoru L_v je na rezonančním kmitočtu shodný s hodnotou odporu zakončovacích rezistorů,
- jednotlivé rezonanční obvody LC mají rezonanční kmitočet F_0 , pokud k C či L přičteme hodnotu vazebního prvku (u krajních obvodů $1x$, a u vnitřních obvodů $2x$),

- charakteristická impedance rezonančních obvodů je úměrná odporu a relativní šířce pásma a nepřímo úměrná hodnotám prvků prototypu DP_n .

Pro výpočet prvků PP s vazebním kapacitorem C_V a s vazebním induktorem L_V platí vztahy uvedené v disertační práci v kapitole 3.1.

3.2 Návrh vázaných ARC filtrů

3.2.1 Syntetický induktor - SI

Jedním z možných řešení, jak nahradit v zapojení RLC obvodů klasickou cívku vhodným zapojením s podobnými vlastnostmi, je využití SI . Tento prvek pracuje na principu přímé simulace cívek ekvivalentním složitějším obvodem - dvojpólem, který obsahuje jeden či několik aktivních prvků a příslušné pasivní prvky. Hodnota takové ekvivalentní indukčnosti L_{EKV} je charakterizována většinou součinem hodnot několika funkčních prvků, jak bude uvedeno pro konkrétní zapojení SI .

SI lze rozdělit do několika skupin a to podle ztrátovosti na ztrátové SI a bezztrátové SI . Dále podle vztahu ke společnému zemnímu uzlu na plovoucí SI a uzemněné SI .

Nejjednodušší principiální zapojení ztrátových uzemněných SI obsahují pouze jeden OZ (viz např. obr. 1. 8). Tento obvod realizuje ztrátový uzemněný SI s paralelním rezistorem R_p , kde ekvivalentní indukčnost L_{EKV} je dána součinem parametrů funkčních prvků R_1 , R_2 a C (viz rovnice (3.1)):

$$L_{EKV} = R_1 R_2 C. \quad (3.1)$$

Vstupní admitance Y_{IN} a impedance Z_{IN} obvodu může být vyjádřena:

$$Y_{IN} = \frac{1}{Z_{IN}} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{1 + p(R_1 C + R_2 C)}{p(R_1 R_2 C)} = \frac{1}{p(R_1 R_2 C)} + \frac{R_1 C + R_2 C}{R_1 R_2 C} = \frac{1}{pL_{EKV}} + \frac{2}{R} = \frac{1}{pL_{EKV}} + \frac{1}{R_p}, \quad (3.2)$$

$$Z_{IN} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{p(R_1 R_2 C)}{1 + p(R_1 C + R_2 C)} = \frac{pL_{EKV}}{1 + p(R_1 C + R_2 C)} \frac{R}{R} = \frac{pL_{EKV}}{1 + \frac{2pL_{EKV}}{R}} = \frac{pL_{EKV}}{1 + \frac{pL_{EKV}}{R_p}}. \quad (3.3)$$

3.2.2 Kmitočtově závislý negativní rezistor - FDNR

Obvody s prvky $FDNR$ jsou duální obdobou ztrátových syntetických induktorů (obr. 1. 9). Používají se ve filtrech označovaných jako RCD obvody bez indukčností, což je vykoupeno nutností realizace umělého prvku a tím je dvojný kapacitor a užitím Brutonovy transformace.

Pro uvedený ztrátový dvojný kapacitor lze definovat hodnotu ekvivalentní dvojně kapacity D_{EKV} jako součin parametrů funkčních prvků - v našem případě dvou kapacitorů C_1 , C_2 a rezistoru R :

$$D_{EKV} = C_1 C_2 R. \quad (3.4)$$

Vstupní impedance Z_{IN} pro obvod $FDNR$ s paralelním kapacitorem C_D je dána:

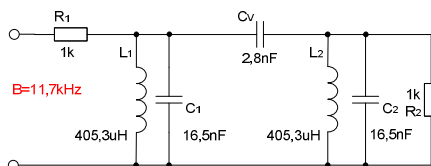
$$Z_{IN} = \frac{1}{Y_{IN}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1}{p(C_1 + C_2) + p^2(C_1 C_2 R)} = \frac{1}{pC_D + p^2 D_{EKV}}. \quad (3.5)$$

3.2.3 Využitelnosti jednotlivých prvků pro vázané ARC obvody

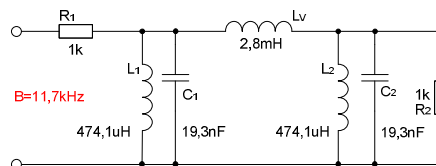
Jako příklad možnosti využití těchto obvodů a porovnání jejich vlastností byl proveden kompletní návrh RLC vázaných filtrů (obr. 3. 1, obr. 3. 2) a příčkových filtrů (obr. 3. 3) v programu [11], [55] pro následující parametry: $F_0 = 57 \text{ kHz}$, oboustranné zakončení

$R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, pro různé šířky pásma $B = 1 \text{ kHz}, 3 \text{ kHz}, 6 \text{ kHz}, 11,7 \text{ kHz}, 25 \text{ kHz}$, pro aproximaci typu Butterworth $a_1 = a_2 = 1,4142$.

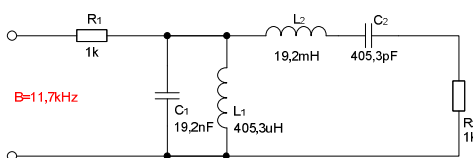
Podle zadaných parametrů pro RLC filtry je možné provést počáteční porovnání vlastností obou RLC obvodů. Vzájemné porovnání tvaru modulových kmitočtových charakteristik příčkových a vázaných PP je uvedeno na obr. 3. 5, které ukazuje rozdíl mezi oběma obvody vlivem vazebního prvku C_V a L_V u vázaných PP . V případě užití menší šíře pásma B by byl tento rozdíl menší či dokonce zanedbatelný.



Obr. 3. 1 RLC vázaná PP s vazebním kapacitorem.

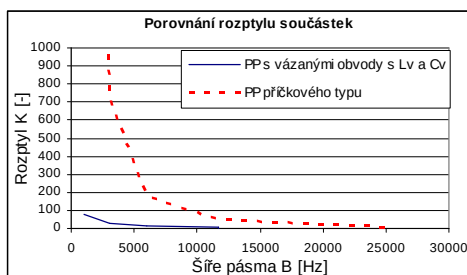


Obr. 3. 2 RLC vázaná PP s vazebním induktorem.

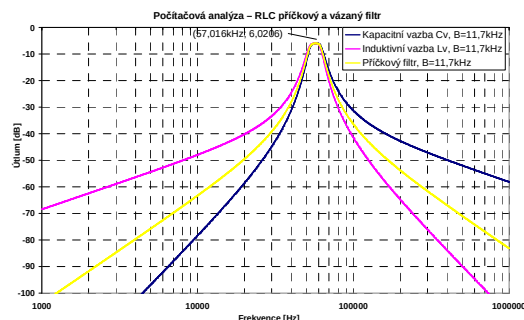


Obr. 3. 3 RLC příčková PP .

Porovnání rozptylu stavebních prvků uvedených RLC obvodů je patrné na obr. 3. 4. Toto porovnání ukazuje patrnou výhodu vázaných PP oproti příčkovým strukturám PP zvláště při malých šířkách pásma.



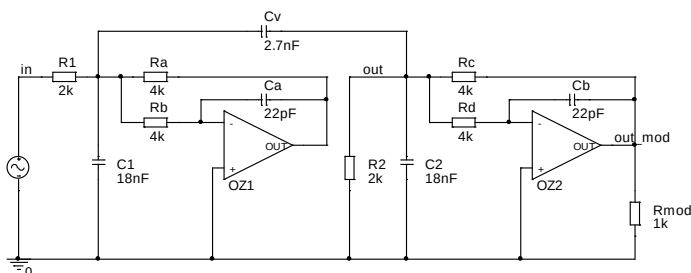
Obr. 3. 4 Porovnání rozptylu stavebních prvků.



Obr. 3. 5 Porovnání vázaných a příčkových RLC filtrů.

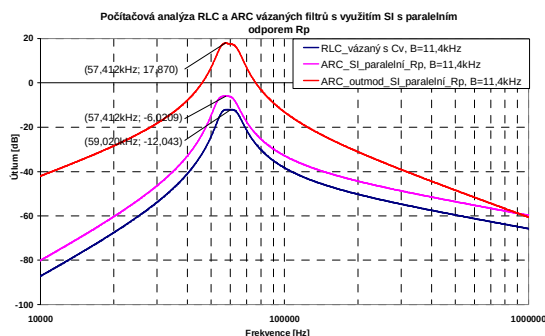
Stejně výhodné vlastnosti jako vykazují RLC vázané PP ve srovnání s RLC příčkovými strukturami, mají předpoklady mít i ARC filtry vycházející z těchto RLC prototypů.

Příklad zapojení ARC obvodu 4. řádu s využitím ztrátového uzemněného SI s paralelním rezistorem R_p (obr. 1. 8) je uveden na obr. 3. 6. Obvod je navržen pro následující parametry: $F_0 = 57 \text{ kHz}$, oboustranné zakončení $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $B = 11,4 \text{ kHz}$ ($Q = 5$), pro aproximaci typu Butterworth.



Obr. 3. 6 Vázaný ARC filtr s použitím SI s paralelním rezistorem R_p .

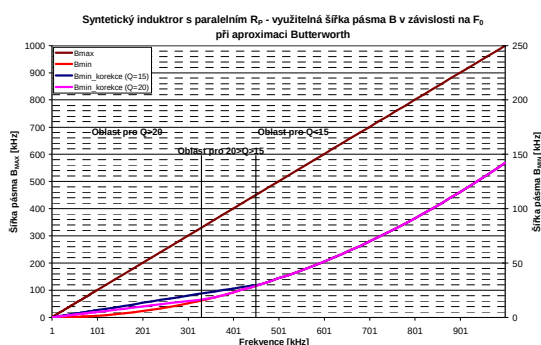
U tohoto obvodu je možné využít dva výstupy, a to standardní na rezistoru R_2 "out" nebo na výstupu OZ2 "out_mod". Modifikovaný výstup (OZ2) vykazuje tvar čisté PP (bez vlivu vazebního prvku) a výstupní signál je značně zesílený (viz obr. 3. 7).



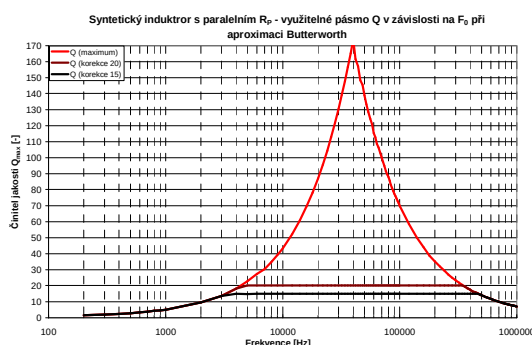
Obr. 3. 7 Počítačová analýza - RLC a ARC vázaný filtr s použitím SI s paralelním rezistorem R_p .

Vymezení pásma použitelnosti pro tento obvod se ztrátovým prvkem SI a pro aproximaci typu Butterworth je uvedeno na obr. 3. 8 (závislost šíře pásma B na kmitočtu F_0), oblast reálného použití se nachází ve vybarvených částech grafů mezi křivkami zobrazující maximální a minimální šířku pásma B (hnědá barva - oblast kde hodnota $Q_{\max} = 15$, u zelené + hnědé barvy je hodnota $Q_{\max} = 20$ a u červené + zelené + hnědé barvy hodnota Q převyšuje $Q > 20$). Vymezení pásma použitelnosti je určeno rozsahem minimálních a maximálních hodnot pasivních součástek (pro rezistory volíme rozmezí hodnot od 10Ω do $1 M\Omega$ a pro kapacitory je tento rozsah volen od $10 pF$ až do $1 \mu F$) a rovněž použitým reálným OZ (vliv na $Q_{\max}$). Při počítačové analýze s ideálním OZ je možné dosáhnout velmi vysoké hodnoty činitele jakosti Q (využití všech barevných oblastí grafu - především červené pole), avšak při praktickém návrhu s reálným OZ činitel jakosti Q klesá k hodnotě 15 až 20. Obvod vykazuje nejvyšší hodnoty $Q_{\max}$ okolo 300 kHz, poté již hodnota Q značně klesá. Největší šíři využitelnosti má obvod při aproximaci typu Butterworth a naopak nejmenší při aproximaci typu Bessel. Grafy také ukazují, do jakého kmitočtu je možné využívat různých hodnot Q , neboli průnik všech možných řešení pro maximální hodnotu $Q_{\max}$.

Na obr. 3. 9 je zobrazeno přepočítané pásmo použitelnosti tohoto obvodu pro závislost činitele jakosti Q na kmitočtu F_0 . Tyto grafy jsou mnohem přehlednější a dá se okamžitě odečíst, v jakém pásmu se dá obvod využít např. pro $Q = 20$, $Q = 15$ atd. Zvětšení pásma použitelnosti např. pro $Q = 20$ lze realizovat změnou maximálních a minimálních hodnot stavebních součástek.



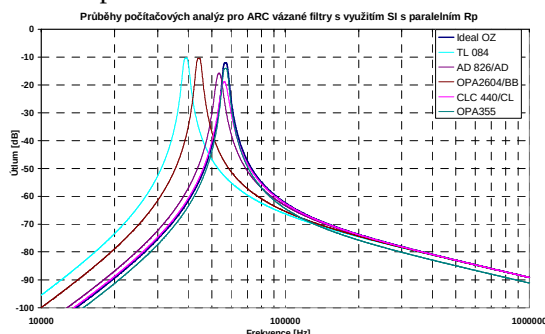
Obr. 3. 8 Oblasti použití při aproximaci typu Butterworth.



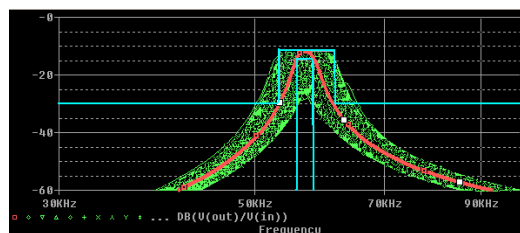
Obr. 3. 9 Oblasti použití při aproximaci typu Butterworth.

Pro lepší představu vlivu reálného OZ v obvodu ARC byly provedeny počítačové analýzy uvedené na obr. 3. 10. Grafy ukazují reálný vliv různých typů OZ pro výše uvedené parametry. OZ byly vybírány s ohledem na dostupnost v knihovnách simulačních programů a také s ohledem na dostupnost v obchodech či jako firemní vzorky. Při porovnání vlivu reálných OZ na modulovou kmitočtovou charakteristiku se potvrdily teoretické předpoklady. Největší odchylky modulové kmitočtové charakteristiky způsobují OZ s relativně malým GBW (TL084, OPA2604,

AD826) a to již při malé hodnotě činitele jakosti Q . Naopak výsledné simulované charakteristiky reálných OZ s velkým GBW (OPA355, CLC440) prokazují velmi dobrou shodu s ideálním průběhem.



Obr. 3.10 ARC vázaný filtr s využitím SI - $Q = 20$,
 $B = 2,85$ kHz.



Obr. 3.11 Počítačová citlivostní analýza -
 $Q = 20$, $B = 2,85$ kHz.

Grafy na obr. 3.11 zobrazuje počítačové citlivostní analýzy kompletního ARC obvodu s paralelním rezistorem R_p při využití reálných součástek při tolerancích prvků 10 % pro kapacity a 5 % pro rezistory, při použití ideálního OZ.

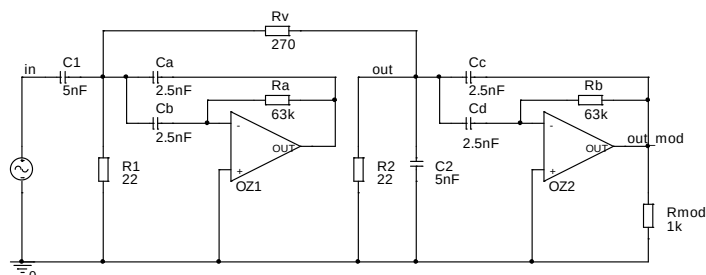
Souhrnný přehled použitelnosti tohoto obvodu je uveden v tab. 3.1.

Pro jednotlivé ARC obvody byly vytvořeny souhrnné tabulky udávající maximální hodnotu Q_{max} , minimální a maximální kmitočty pro danou šíři pásma a také srovnání citlivostí. ARC obvod se SI s paralelním rezistorem R_p vykazuje nejlepší parametry. Je možné využívat tento obvod až do oblasti okolo $Q = 20$ (případně i výše v závislosti na použití lepšího aktivního prvku), což je z analyzovaných ztrátových SI nejvyšší. Tento obvod také vykazuje nejnižší citlivosti (analyzováno při shodných hodnotách Q u jednotlivých ARC obvodů) na tolerance prvků vůči ARC obvodu se sériovým rezistorem R_s pro vyšší hodnotu Q . Srovnání s ARC obvodem se sériovým rezistorem R_s nebylo možné z důvodu nízkého činitele jakosti Q na daném kmitočtu. V případě potřeby využití ztrátového uzemněného SI se sériovým rezistorem R_s je mnohem výhodnější využít SI se sériovým rezistorem R_s pro vyšší hodnoty činitele jakosti Q . ARC obvody se sériovým rezistorem R_s mají teoreticky mírnou výhodu v možnosti použití pro vyšší kmitočty. Souhrnné tabulky popisují limitní hodnoty pro tři různé typy aproximací.

	Q_{max} [-] reálné součástky, závislost a omezení reálným OZ	F_{min} [Hz] pro danou šíři pásma, reálné součástky	F_{max} [MHz] pro danou šíři pásma, reálné součástky	Citlivost vliv na tolerance stavebních prvků
SI s paralelním rezistorem R_p	20	Butterworth: 200	~ 7	Z analyzovaných SI nejlepší citlivosti
		Bes - But: 300	~ 3	
		Bessel: 500	~ 2	

Tab. 3.1 Přehled využitelnosti ARC obvodu typu PP se SI s paralelním rezistorem R_p .

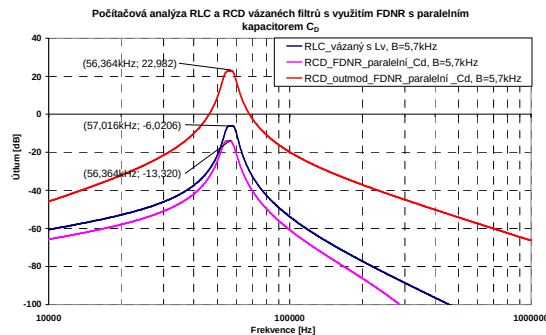
Kromě použití ztrátových uzemněných SI je možnost realizovat PP se ztrátovými uzemněnými FDNR s využitím Brutonovy transformace. Tímto způsobem realizujeme RCD filtry (viz obr. 3.12).



Obr. 3.12 Vázaný RCD filtr s použitím FDNR s paralelním kapacitorem C_D .

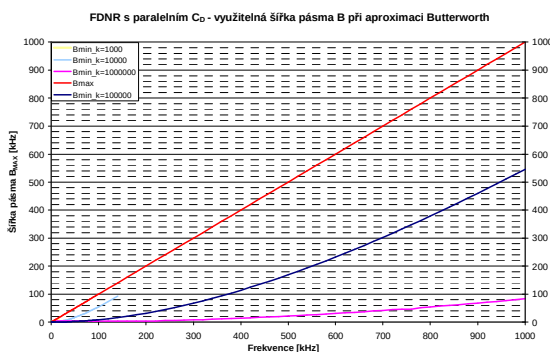
Obvod je navržen pro následující hodnoty: $F_0 = 57 \text{ kHz}$, $B = 5,7 \text{ kHz}$ ($Q = 10$), aproximace typu *Butterworth* a koeficient *Brutonovy* transformace $k = 100000$.

U tohoto obvodu stejně jako u *SI* s paralelním rezistorem R_p se dají využít dva výstupy a to na rezistoru R_2 (klasický výstup) nebo na výstupu *OZ2* (modifikovaný výstup). Modifikovaný výstup (*OZ2*) vykazuje frekvenční charakteristiku "čistě *PP*". Kompletní počítačová analýza obvodu je znázorněna na obr. 3. 13.

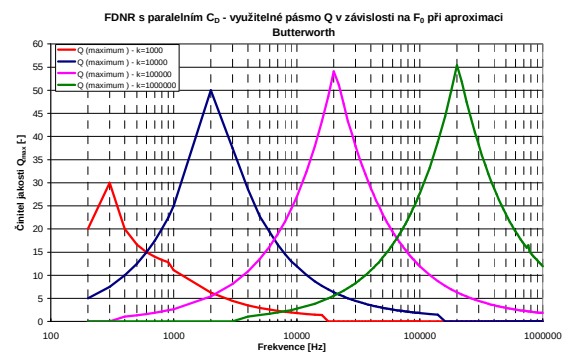


Obr. 3. 13 Počítačová analýza - RLC a RCD vázaný filtr s využitím *FDNR* s paralelním kapacitorem C_0 .

Příklad vymezení pásma použitelnosti pro výše uvedený *RCD* obvod se ztrátovým prvkem *FDNR* pro *Butterworthovu* aproximaci (různé koeficienty k) je uveden na obr. 3. 14 a obr. 3. 15.

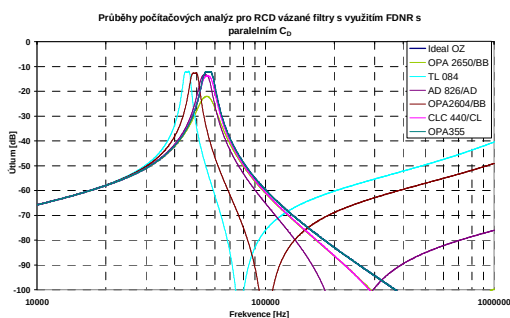


Obr. 3. 14 Oblasti použití při aproximaci typu *Butterworth*.

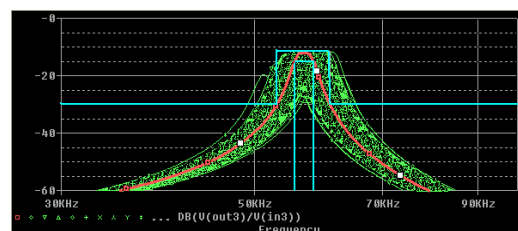


Obr. 3. 15 Oblasti použití při aproximaci typu *Butterworth*.

Volba koeficientu k (*Brutonovy* transformace) nepřímo ovlivňuje hodnoty součástek *RCD* obvodu a tím i použitelnosti filtru. Touto volbou se dá rozšířit kmitočtové pásmo použitelnosti obvodů. Pro nižší kmitočty je výhodnější využívat nižší hodnoty tohoto koeficientu k a pro vyšší kmitočty naopak vyšší hodnoty koeficientu k . Tímto způsobem není problém navrhnout tento obvod např. pro $Q_{\max} = 20$ pro celé kmitočtové pásmo (viz obr. 3. 15). S ohledem na pásmo použitelnosti a počítačové modelování obvodu s reálným *OZ* byla stanovena maximální hodnota činitele jakosti $Q_{\max} = 25$. Ostatní charakteristiky jsou uvedeny na obr. 3. 16 a obr. 3. 17.



Obr. 3. 16 RCD vázaný filtr s využitím *FDNR* - $Q = 10$, $B = 5,7 \text{ kHz}$.



Obr. 3. 17 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 20$, $B = 2,85 \text{ kHz}$.

Pro jednotlivé *RCD* obvody byly vytvořeny souhrnné tabulky udávající vlastnosti jednotlivých obvodů. *RCD* obvod s *FDNR* s paralelním kapacitorem C_D vykazuje nejlepší parametry. Tento obvod se dá použít až do oblasti činitele jakosti $Q = 25$, což je z analyzovaných ztrátových *FDNR* nejvýše a také vykazuje nejnížší citlivosti (opět analyzováno při shodných hodnotách Q u jednotlivých *RCD* obvodů) na tolerance prvků vůči *RCD* obvodům se sériovým kapacitorem C_D . Při srovnání *RCD* obvodů využívající *FDNR* se sériovým kapacitorem C_D má jednoznačně lepší parametry obvod využívající *FDNR* pro vyšší hodnotu Q . Souhrnná tabulka (tab. 3. 4) popisují limitní hodnoty pro výše popisovaný *FDNR* obvod.

	$Q [-]$ reálné součástky, závislost a omezení reálným OZ	$F_{\min} [Hz]$ pro danou šíři pásma, reálné součástky	$F_{\max} [MHz]$ pro danou šíři pásma, reálné součástky	Citlivost vliv na tolerance stavebních prvků
<i>FDNR</i> s paralelním kapacitorem C_D	25	Butterworth: 200	~ 10	Z analyzovaných <i>FDNR</i> nejlepší citlivosti
		Bes - But: 200	~ 10	
		Bessel: 200	~ 4	

Tab. 3. 4 Přehled využitelnosti ARC obvodu typu *PP* s *FDNR* s paralelním kapacitorem C_D .

Závěrem se dá říci, že obvod *RCD* navržený s *FDNR* s paralelním kapacitorem C_D je možné využívat až do oblasti okolo činitele jakosti $Q = 25$, což je z analyzovaných aktivních obvodů se ztrátovými *SI* a *FDNR* nejvýše. Tento obvod společně s *ARC* obvodem navrženým se *SI* s paralelním rezistorem R_p vykazuje nejnížší citlivosti na tolerance prvků z analyzovaných obvodů a nejvyšší hodnoty Q .

3.2.4 Realizace programu pro kompletní analýzu vázaných *PP* filtrů

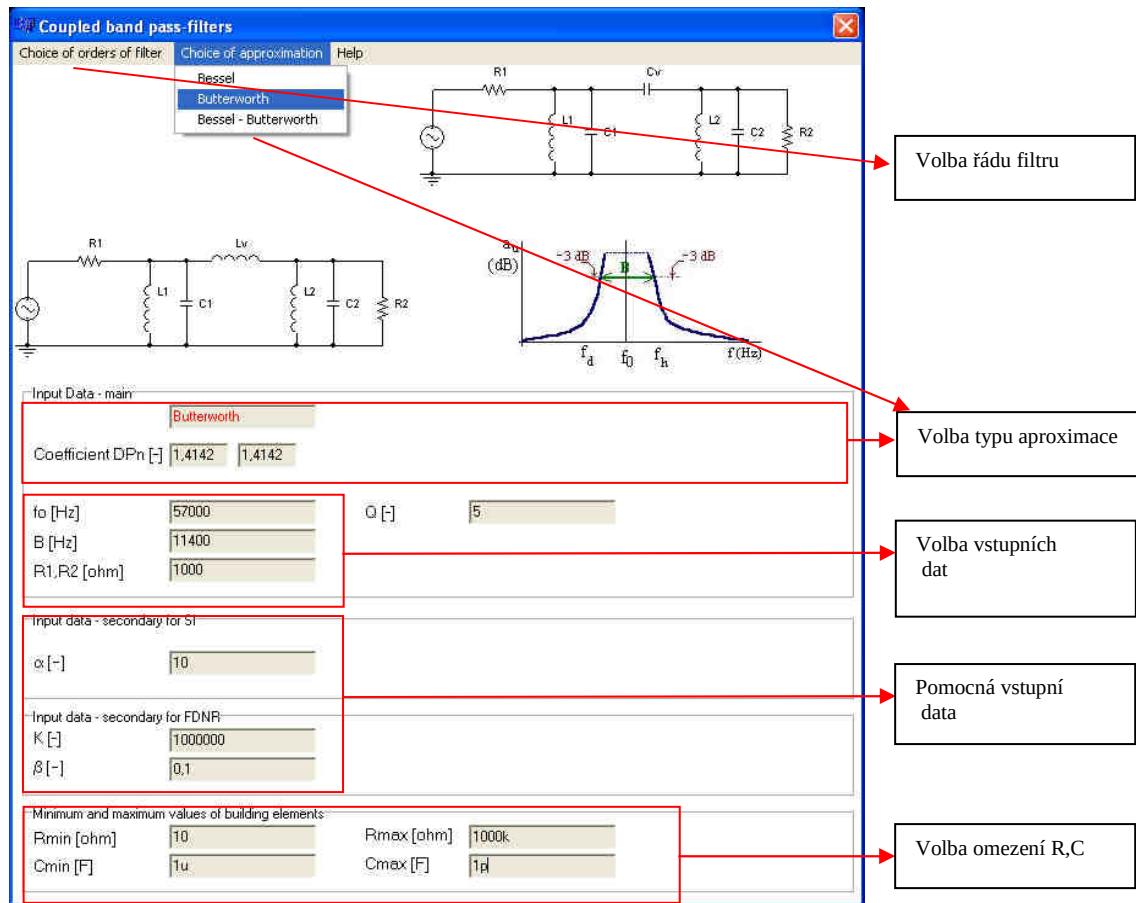
Jelikož kompletní návrh a následná analýza těchto obvodů z hlediska zobrazení modulových a fázových kmitočtových charakteristik je poměrně zdlouhavý proces, byl vytvořen program "*Coupled band-pass filters*", který slouží pro návrh výše uvedených obvodů a následnou analýzu se zobrazením přenosových charakteristik. Tento program slouží nejenom pro návrh vázaných *RLC* filtrů 4. a 6. řádu, ale také pro výše zmíněné vázané filtry *ARC* či *RCD* realizované pomocí ztrátových uzemněných *SI* a *FDNR* a také bezetrátové uzemněné prvky *GIC*. Vstupem programu jsou uživatelsky zadaná data (F_0 , B , $R_{1,2}$ a koeficienty příslušné aproximace bez nul přenosu) a pomocná data (k , α , β , maximální a minimální hodnoty stavebních součástek). Výstupem daného programu je zobrazení výsledných navržených *RLC*, *ARC* obvodů s hodnotami součástek, zobrazení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky a zobrazení rozptylu stavebních prvků obvodu.

Program "*Coupled band-pass filters*" byl realizován v programovém prostředí *Borland C++ Builder* [65]. Kompletní program bude přílohou disertační práce na *CD*. Program můžeme rozdělit do tří bloků:

- vykreslení *RLC* obvodů 4. a 6. řádu se zobrazením hodnot stavebních součástek,
- vykreslení *ARC* obvodů 4. a 6. řádu se zobrazením hodnot stavebních součástek,
- vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky *RLC* a *ARC* obvodu.

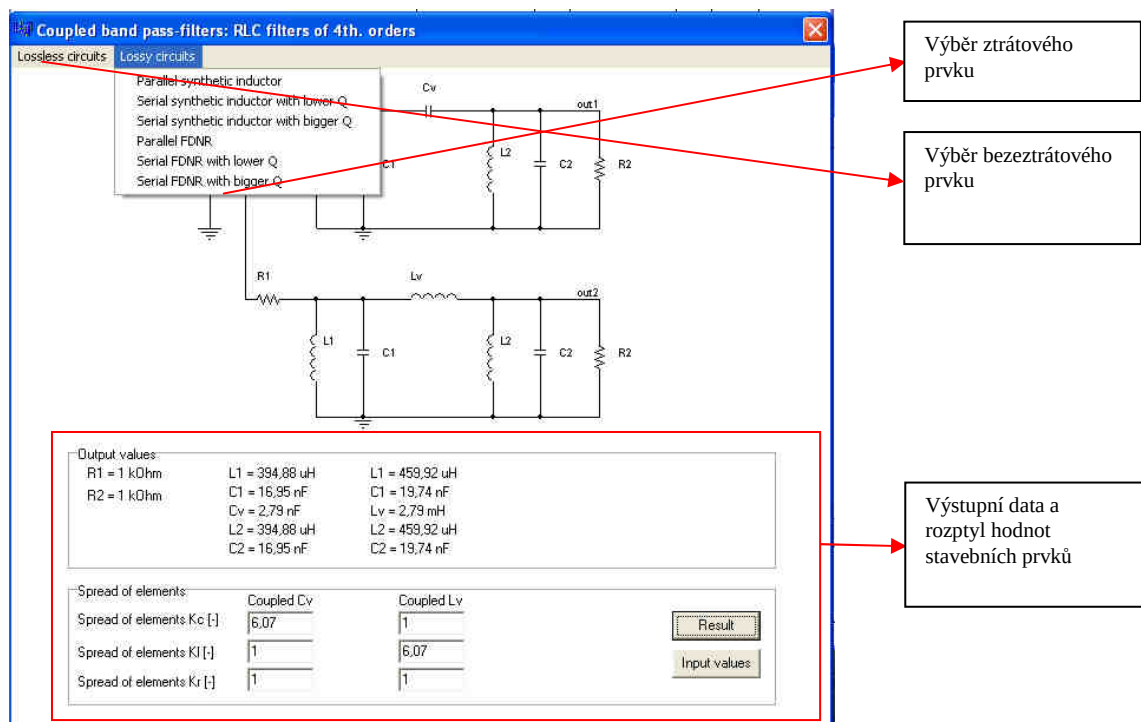
Obr. 3. 18 zobrazuje úvodní stránku programu „*Coupled band-pass filters*“. Tato úvodní část slouží k výběru typu aproximace (*Bessel*, *Bessel-Butterworth*, *Butterworth*), řádu filtru (4. či 6. řád), definování vstupních parametrů (F_0 , B , R_1 , R_2) a volby minimálních a maximálních hodnot stavebních součástek ($R_{\min}$, $R_{\max}$, $C_{\min}$, $C_{\max}$). Kromě těchto uvedených nejdůležitějších vstupních parametrů stránka obsahuje nápovědu, jak s programem zacházet, informaci o činiteli jakosti a pomocné vstupní parametry (*alfa*, *beta* a *k*). Parametry *alfa* a *beta* definují poměry hodnot rezistorů a kapacitorů pro filtry s jedním OZ a parametr *k* definuje transformační koeficient *Brutonovy* transformace.

Jednotlivá pole, do kterých je možné vkládat vstupní data, obsahují vlastní nápovědu - podržením šipky myši na daném poli.



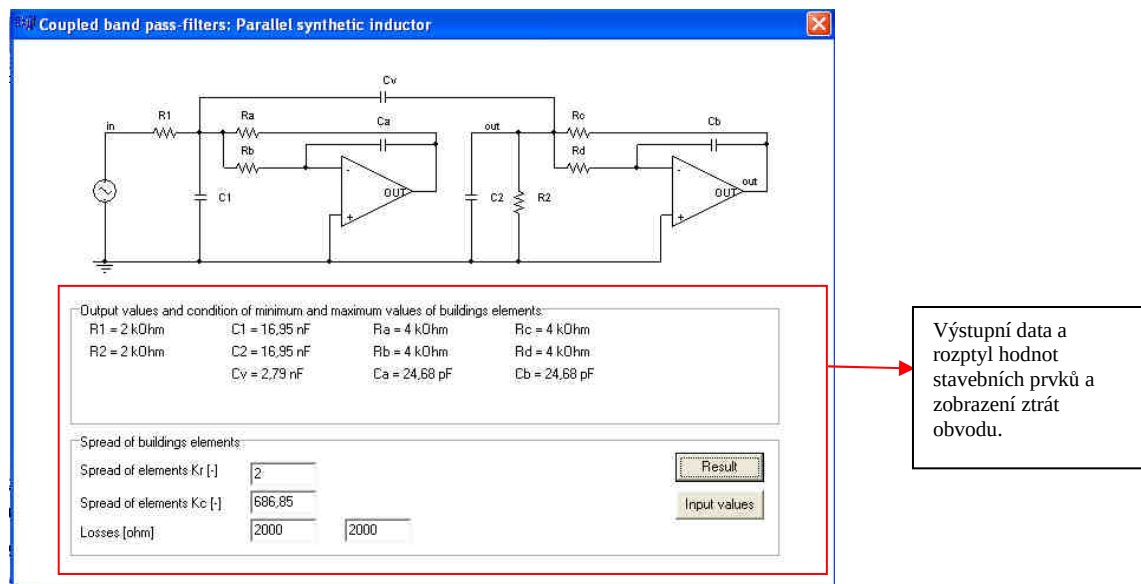
Obr. 3. 18 Úvodní stránka programu se zadáním vstupních parametrů.

Zobrazení RLC pásmových propustí i s vypočtenými hodnotami a rozptylem stavebních prvků je uvedeno na obr. 3. 19. Na tomto obrázku je i patrný možný výběr ztrátových uzemněných FDNR či SI a také bezztrátových uzemněných prvků GIC.



Obr. 3. 19 Zobrazení RLC vázaných filtrů 4. řádu s hodnotami, rozptylem stavebních prvků atd.

Konkrétní zapojení ARC obvodu typu *PP* se ztrátovým *SI* s paralelním rezistorem R_p je uvedeno na obr. 3. 20. Jako u zobrazení *RLC* filtrů, obvod je zobrazen s hodnotami prvků, rozptylem stavebních prvků a ztrátami v obvodu.



Obr. 3. 20 Zobrazení ARC vázaného filtru 4. řádu s hodnotami a rozptylem stavebních prvků.

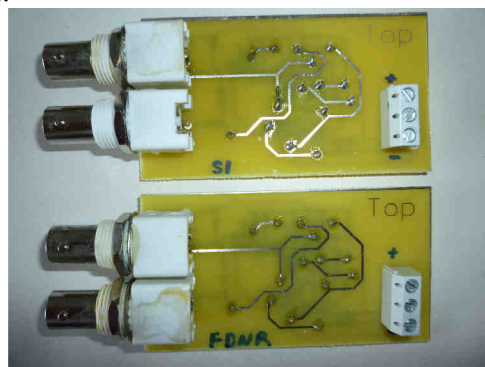
Výše popsany program umožňuje návrh a výpočet vázaných *RLC* a *ARC* obvodů 4. a 6. řádu. Pro *ARC* obvody byly využity stavební prvky popsané v kapitole 1.1.2. Tento program je především vhodný pro rychlý návrh těchto obvodových struktur. Program by bylo vhodné v budoucnu rozšířit i o návrh realizace pro filtry typu *DP*, *HP* nebo rozšířit možnost návrhu pro filtry vyšších řádů.

3.2.5 Měření ARC vázaných filtrů

Pro výše uvedené *ARC* vázané filtry byly provedeny fyzické realizace pro ověření vlastností vycházejících z návrhu filtrů a provedených počítačových analýz. Finální realizace se týkají *ARC* vázaných filtrů 4. řádu s využitím ztrátových uzemněných *SI* a *FDNR* s paralelními ztrátami (viz obr. 3. 21), ale také ztrátových uzemněných *SI* a *FDNR* se sériovými ztrátami pro vyšší hodnotu činitele jakosti Q (viz obr. 3. 22).



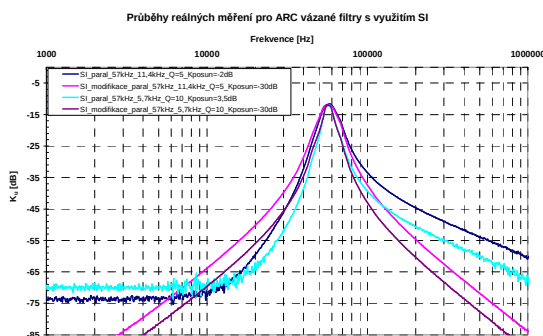
Obr. 3. 21 Realizace ARC obvodů se *SI* (obr. 3. 6) a *FDNR* (obr. 3. 12) - paralelní ztráty.



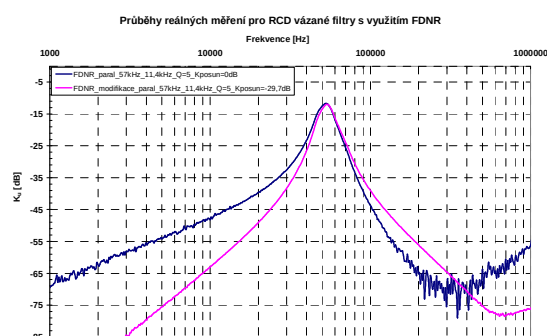
Obr. 3. 22 Realizace ARC obvodů se *SI* a *FDNR* - sériové ztráty.

Výsledné vlastnosti realizovaných obvodů zachycují následující grafy porovnávající průběhy vycházející z reálného měření [52] a počítačových analýz [51]. Jednotlivé obvody byly převážně měřeny na rezonančním kmitočtu $F_0 = 57 \text{ kHz}$ pro různé $Q = 5, 10, 15$ a to podle daného obvodu. Mimo jiné byly tyto obvody měřeny i pro kmitočty $F_0 = 10 \text{ kHz}, 100 \text{ kHz}$. Obvody byly realizovány s *OZ OPA355*. Na obr. 3. 23 je zobrazeno reálné měření pro *ARC* obvod se *SI* s paralelním rezistorem R_p . Všechny průběhy jsou realizované pro $F_0 = 57 \text{ kHz}$

a $Q = 5$ a 10 . Měření bylo prováděno pro oba výstupy obvodu (modifikovaný výstup byl posunut na hodnotu -12 dB na rezonančním kmitočtu z důvodu porovnání obou výstupů).



Obr. 3. 23 Měření ARC obvodu se SI s paralelním rezistorem R_p pro $F_0 = 57$ kHz a $Q = 5$ a 10 .



Obr. 3. 24 Měření RCD obvodu s FDNR s paralelními ztrátami pro $F_0 = 57$ kHz a $Q = 5$.

Poslední graf zobrazuje reálné průběhy pro RCD filtr s prvky FDNR (viz obr. 3. 24). Na tomto obrázku je zobrazeno porovnání dvou možných výstupů RCD obvodu s FDNR s paralelním kapacitorem C_D . Je patrné, že na modifikovaný výstup nemá vazební prvek žádný vliv na rozdíl od klasického výstupu (na rezistoru R_2).

Kapitola popisuje především návrhy ARC, RCD vázaných filtrů, ve kterých byly použity jako náhrada cívky ztrátové uzemněné bloky SI a FDNR. Pro jednotlivé obvody byla vytvořena pásma využitelnosti zobrazující závislosti šíře pásma B či činitele jakosti Q na rezonančním kmitočtu F_0 . Obvody využívající ztrátové uzemněné SI s paralelním rezistorem R_s či FDNR s paralelním kapacitorem C_D vykazují nejlepší parametry. Dosahují nejvyššího činitele jakosti a nejnižších citlivostí. Vzhledem k tomu, že návrh těchto obvodů je dosti zdoluhavý, byl vytvořen program pro návrh RLC a ARC vázaných filtrů pro 4. a 6. řád pro typy aproximací bez nul přenosu. V závěru kapitoly byla zobrazena realizace několika ARC filtrů s využitím SI a FDNR bloků. Tato realizace potvrdila správnost návrhů a počítačových analýz.

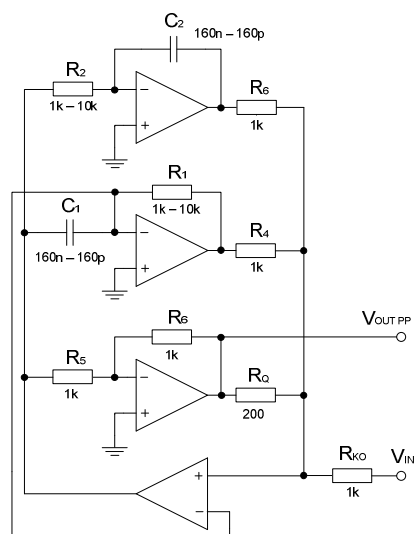
4. Univerzální a přeladitelné filtry

Tato kapitola se snaží o analýzu a porovnání méně známých univerzálních přeladitelných obvodů s obvodem typu A-M a K-H-N, které jsou v praxi velice často používány. Obvod, který bude vykazovat nejlepší parametry (např. univerzálnost, laditelnost, nastavitelnost, parazitní vlivy atd.) bude kompletně navržen a sestaven z důvodů ověření jeho reálných parametrů a možností využití.

4.1 Analýza jednotlivých univerzálních obvodů

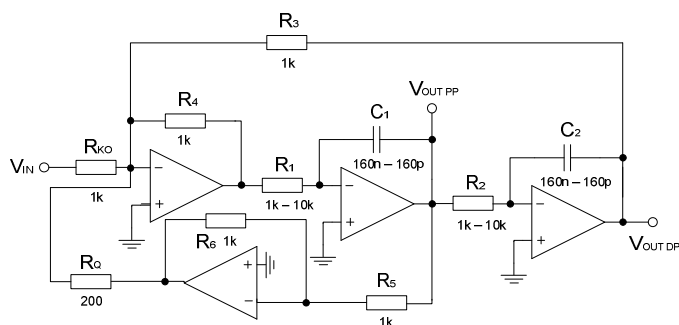
Univerzálních filtrů existuje celá řada. Ovšem nejvíce v praxi užívanými univerzálními filtry jsou filtry typu Akerberg - Mossberg (obr. 4. 1) a Kerwin - Huelsman - Newcomb (obr. 4. 2). K těmto filtrům bude směřováno následné porovnání vlastností dalších méně známých univerzálních filtrů a jejich případného rozšíření v praktické rovině. Především nám půjde o porovnání možností nezávislého ladění určitých parametrů. Pro všechny níže uvedené filtry je tedy třeba pomocí programu SNAP [54] odvodit přenosové funkce a jednotlivé výpočetní vztahy (viz kompletní rozbor v kapitole 4.1 disertační práce).

Obvod A-M i s hodnotami zvolených stavebních součástek je uveden na obr. 4. 1.



Obr. 4. 1 Schéma filtru A-M i s hodnotami součástek.

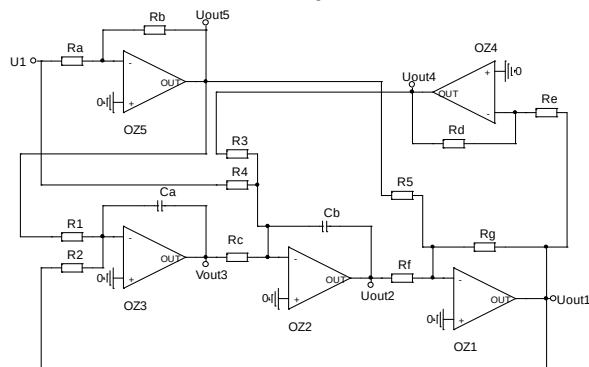
Obvod K-H-N i s hodnotami stavebních součástek je uveden s ideálními OZ na obr. 4. 2.



Obr. 4. 2 Schéma filtru K-H-N i s hodnotami součástek.

Po odvození přenosových funkcí obou filtrů je možné říci, že oba nejvíce v praxi užívané filtry umožňují při stejném počtu aktivních prvků (tedy pěti OZ) realizaci všech přenosových funkcí. Také umožňují využití digitálního řízení základních parametrů bez vzájemného ovlivňování. Oba dva filtry jsou velice dobře popsány v odborné literatuře, chybí v ní však definice přesností ladění parametrů F_0 a Q vztažené k relativní chybě Q a F_0 či citlivostem na tolerance součástek. Tyto vlastnosti budou dále prozkoumány.

Příklad méně známého univerzálního filtru je uveden na obr. 4. 3.



Obr. 4. 3 Ukázka univerzálního filtru s pěti OZ.

Jeho kompletní přenosová funkce $H(s)$ je uvedena ve vztahu (4.1). Ve vztahu (4.2) je již kompletní upravená přenosová funkce:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{R_2 R_3 R_4 R_5 R^3 + s(R_1 R_2 R_3 R_5 C R^4) + s^2(R_1 R_2 R_3 R_4 R^5 C^2)}{R_1 R_3 R_4 R_5 R^3 + s(R_1 R_2 R_4 R_5 R^4 C) + s^2(R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R^4 C^2)}, \quad (4.1)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R_5} \frac{s^2 + s\left(\frac{R_5}{R_4 R C}\right) + \frac{R_5}{R_1 R^2 C^2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_3 C}\right) + \frac{1}{R_2 R C^2}} = \frac{R}{R_5} \frac{s^2 + s\left(\frac{R_5}{R_4 R C_{lad}}\right) + \frac{R_5}{R_{dig} R^2 C_{lad}^2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_Q C_{lad}}\right) + \frac{1}{R_{dig} R C_{lad}^2}}. \quad (4.2)$$

Po kompletní analýze obvodů uvedených na *obr. 4. 1* až *obr. 4. 3* jsme došli k závěrům, že ani jeden z uvedených obvodů nedosahuje vlastností univerzálních filtrů typu *A-M* a *K-H-N*. Filtry sice vykazují univerzálnost - tedy možnost realizace více přenosových funkcí, ale také značnou vzájemnou závislost jednotlivých parametrů při možném digitálním řízení nebo ladění daného filtru, čímž se značně zhoršuje využitelnost uvedených obvodů v praxi. Z tohoto důvodu bude v dalších kapitolách věnována pozornost pouze filtru *A-M* a *K-H-N*.

4.2 Porovnání vlastností univerzálních filtrů *A-M* a *K-H-N*

Jelikož univerzální filtry *A-M* a *K-H-N* se vyznačují nejlepšími parametry (nezávislé digitální řízení Q a K_0), jsou nejčastěji v praxi využívány. Velice zajímavé je zkusit porovnat přesnosti nastavování jejich parametrů F_0 , Q a možnosti jejich ladění pomocí digitálních potenciometrů. Pomocí odvozených vztahů se každý filtr analyzoval pro frekvenční pásmo od 100 Hz do 1 MHz. Tyto výpočty pro filtry *A-M* a *K-H-N* složí k porovnání základních vlastností filtru.

Relativní odchylky rezonančních kmitočtů F_0 pro filtry *A-M* a *K-H-N* s ideálními OZ se pohybují do 0,5 % (*tab. 4. 1*). Nastavení rezonančního kmitočtu je tedy relativně přesné a shodné pro oba obvody.

F_0 [kHz]	0,1	1	10	100	1000
$\delta_f(A-M)$ [%]	0,496	0,496	0,497	0,496	0,500
$\delta_f(K-H-N)$ [%]	0,496	0,496	0,496	0,496	0,499

Tab. 4. 1 Relativní odchylky rezonančního kmitočtu F_0 filtrů *A-M* a *K-H-N* s ideálními OZ pro $Q = 5$.

Relativní odchylky činitele jakosti pro oba univerzální obvody s ideálními OZ na rezonančním kmitočtu $F_0 = 10$ kHz jsou uvedeny v *tab. 4. 2*. Odchylka Q se při hodnotě 1 pohybuje okolo 12 % a postupně klesá. Od hodnoty $Q = 5$ je to již méně než 1 %. Opět jsou hodnoty shodné pro oba obvody.

Q [-]	1	2	5	10	20	30	40	50
$\delta_q(A-M)$ [%]	12,02	3,31	0,73	0,36	0,26	0,23	0,22	0,21
$\delta_q(K-H-N)$ [%]	12,02	3,31	0,73	0,36	0,27	0,24	0,23	0,22

Tab. 4. 2 Relativní odchylky činitele jakosti Q filtrů *A-M* a *K-H-N* s ideálními OZ pro $F_0 = 10$ kHz.

Přesnost nastavení vyššího Q je uspokojivá, avšak při požadavku přesného nastavení nižšího Q by byla na místě korekce. Stejně tak při nižší hodnotě Q dochází i k odchylce nastaveného kmitočtu. Při $Q = 1$ je odchylka 11,7 % a postupně klesá. Od hodnoty $Q = 5$ je již odchylka menší než 0,5 %.

Počítačová analýza byla prováděna i pro filtry *A-M* a *K-H-N* s reálným OZ typu *CLC440*. Kmitočtové přeladění zůstává stejné, tedy od 100 Hz do 1 MHz (při $Q = 5$). Stejně tak hodnoty součástek zůstávají stejné. Data jsou uvedena v *tab. 4. 3*.

F_0 [kHz]	0,1	1	10	100	1000
δ_f (A-M) [%]	0562	0,504	0,473	0,215	2,800
δ_f (K-H-N) [%]	0,467	0,453	0,443	0,361	0,291

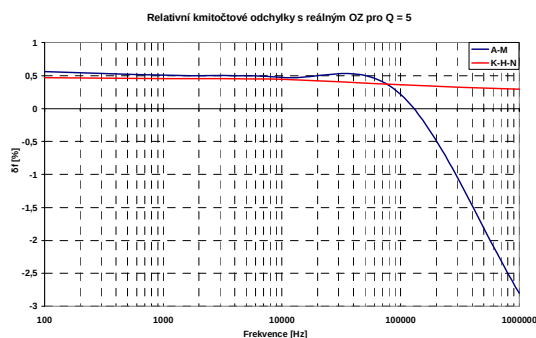
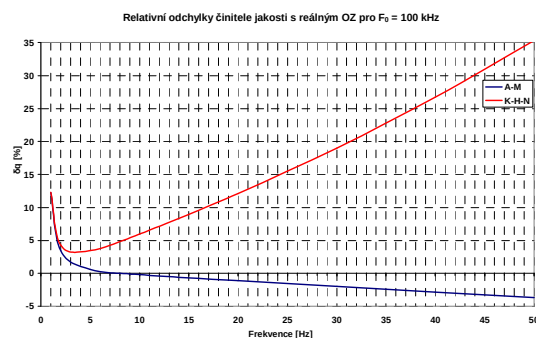
Tab. 4.3 Relativní odchylky rezonančního kmitočtu F_0 filtrů A-M a K-H-N s reálným OZ pro $Q = 5$.

Počítačová analýza přeladění činitele jakosti Q byla provedena rovněž v rozsahu od 1 do 50. Odchylky Q při malých a velkých hodnotách činitele jakosti Q jsou relativně velké (viz tab. 4.4). Pro přesné nastavení činitele jakosti Q by tedy byla na místě korekce. Pro lepší představu o chování obvodu bylo provedeno nastavení činitele jakosti i na kmitočtu 100 kHz. Odchylky Q zde byly podobné jako na kmitočtu 10 kHz do hodnoty $Q = 40$. Poté již relativní odchylka roste.

Q [-]	1	2	5	10	20	30	40	50
δ_q (A-M) [%]	11,98	3,16	0,29	0,55	1,58	2,52	3,43	4,33
δ_q (K-H-N) [%]	12,05	3,36	0,84	0,54	0,57	0,66	0,73	0,90

Tab. 4.4 Relativní odchylky činitele jakosti Q filtrů A-M a K-H-N s reálným OZ pro $F_0 = 10$ kHz.

Pro lepší porovnání filtrů K-H-N a A-M byly jednotlivé odchylky zakresleny do společných grafů. Na obr. 4.4 je porovnání kmitočtových odchylek δ_f pro činitel jakosti $Q = 5$ a na dalším obrázku (obr. 4.5) je porovnání odchylek δ_q pro kmitočet 100 kHz.

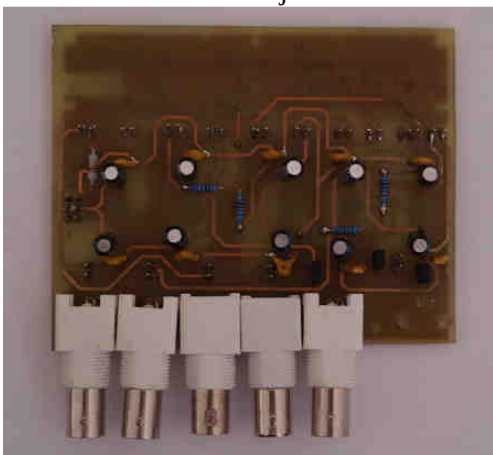

Obr. 4.4 Relativní frekvenční odchylky s reálnými OZ CLC440 pro $Q = 5$.

Obr. 4.5 Relativní odchylky činitele jakosti Q s reálnými OZ CLC440 pro $F_0 = 100$ kHz.

Z výsledků analýz vychází, že přesnějšího nastavení rezonančního kmitočtu F_0 pro určité hodnoty činitele jakosti Q lze dosáhnout s filtrem K-H-N. Rozdíl je zřejmý především na vyšších kmitočtech. Naopak v případě nastavování činitele jakosti Q pro určité hodnoty rezonančního kmitočtu F_0 lépe vychází zapojení filtru A-M. Tento rozdíl je poměrně podstatný.

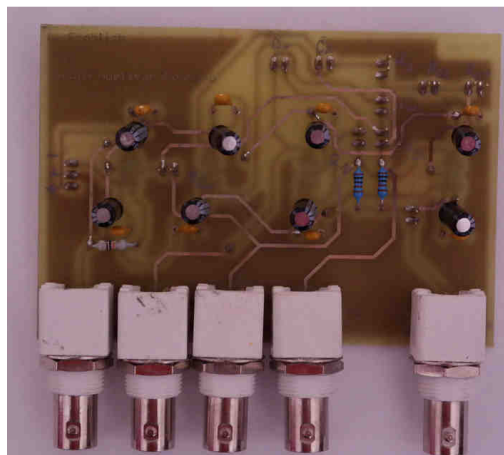
4.3 Realizace univerzálních filtrů

Z provedených počítačových analýz vyplývá, že oba filtry jsou vhodné pro fyzickou realizaci. Filtr A-M vykazuje lepší parametry pro nastavování konkrétní hodnoty činitele jakosti a filtr K-H-N naopak vykazuje lepší parametry pro konkrétní nastavení kmitočtu. Z těchto důvodů byly realizovány oba dva typy filtrů se čtyřmi OZ, které umožňují realizaci DP, HP, PP a PZ. Oba typy filtrů byly navrženy tak, aby šlo použít jak digitální ladění parametrů pomocí digitálních potenciometrů AD5231 [44], tak i mechanické ladění pomocí mechanických potenciometrů (pro ověření správného návrhu a funkce filtrů). Ve všech obvodech byly použity dva typy OZ a to OPA656U, OPA657U [59]. Obvody byly navrženy pro kmitočtové pásmo od 10 Hz do 1 MHz s činitelem jakosti od 1 do 20. Řízení bylo prováděno pomocí vývojového kitu s ATmega 16 [61], [62], [63], [64], který zajišťuje ovládání části digitálního řízení. Pro filtr A-M bylo realizováno pět bloků 2. řádu tak, aby mohl tento obvod být realizován až do 10. řádu při využití aproximace typu Bessel s kaskádním řazením bloků 2. řádu.

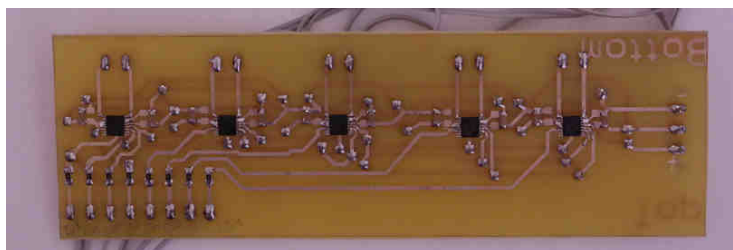
Příklad realizace filtru *A-M* s digitálním řízením parametrů je uvedeno na obr. 4. 6 a obr. 4. 8. Obvod *K-H-N* je uveden na obr. 4. 7.



Obr. 4. 6 Realizace filtru *A-M* 2. řádu.

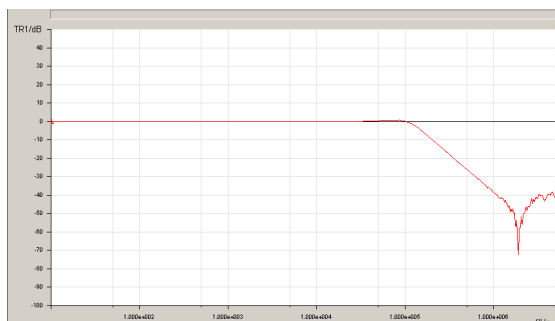


Obr. 4. 7 Realizace filtru *K-H-N* 2. řádu.

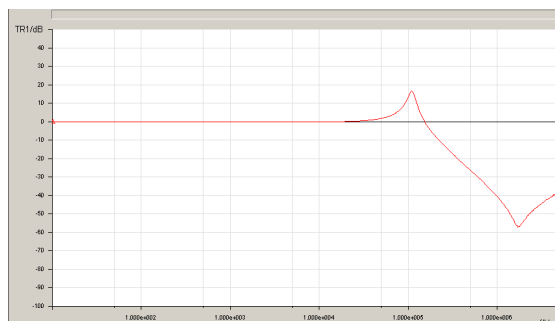


Obr. 4. 8 Realizace části digitálního řízení až pěti prvků digitálními potenciometry pro univerzální filtry.

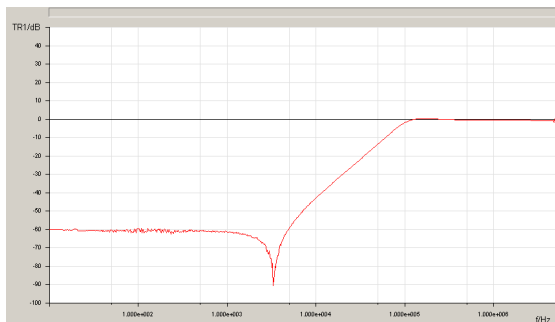
Výsledné průběhy z reálného měření univerzálního fitru typu *A-M* jsou uvedeny na obr. 4. 9 až obr. 4. 14.



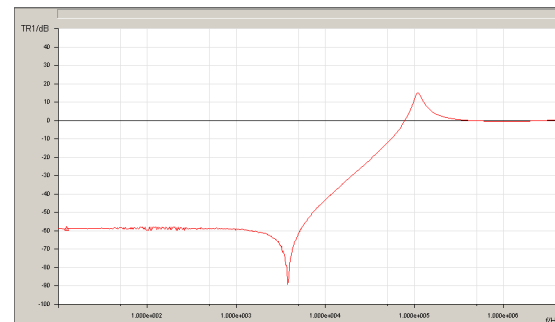
Obr. 4. 9 *DP* – 100 kHz, $Q = 1$.



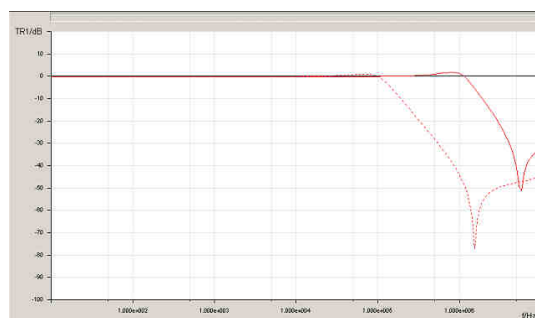
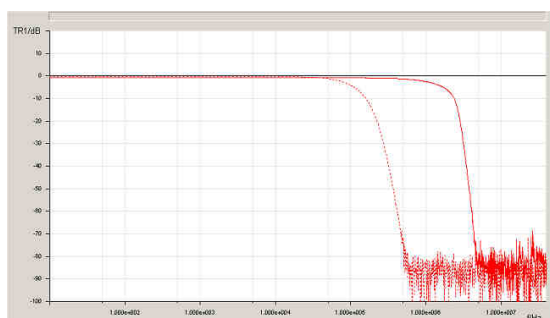
Obr. 4. 10 *DP* – 100 kHz, $Q = 10$.



Obr. 4. 11 *HP* – 100 kHz, $Q = 1$.



Obr. 4. 12 *HP* – 100 kHz, $Q = 10$.



Obr. 4.13 DP – 100 kHz až 1 MHz, Bessel 10. řádu. **Obr. 4.14** DP – 100 kHz až 1 MHz, $Q = 1, 2$. řád.

Závěrem můžeme tuto kapitulu shrnout tak, že použití či využívání obou filtru v praktické rovině přináší pro uživatele téměř stejné vlastnosti. Z hlediska větší přesnosti nastavování parametrů se podle výpočtů a počítačových analýz jeví jako lepší univerzální filtr typu *A-M*. Ohledně fyzické realizace jde oba filtry používat s digitálním řízením od oblastí 100 Hz až do 1 MHz bez znatelných problémů. Oba obvody byly testovány i na kmitočtech vyšších než 1 MHz, docházelo k znatelnému zkreslení modulové kmitočtové charakteristiky.

4. Závěr

Disertační práce je rozdělena na tři hlavní části. První část práce řeší problematiku ohledně nekaskádní *ARC* metody spojování bloků neboli *Leap-Frog* metody. Nejprve byl podrobně popsán postup vytváření *GST* pro prvky vyskytující se v zapojeních *RLC* filtrů. Na základě uvedených definic *GST* pro jednotlivé prvky je možné navrhnout jakýkoliv *ARC LF* filtr vycházející z příčkových *RLC* filtrů s uvedenými výhodami malých citlivostí, dobré dynamiky, malého rozptylu hodnot stavebních součástí a možnosti realizace filtrů *ASC*. Příklady lze využít po drobných modifikacích i pro návrh *ARC* filtrů touto metodou vycházejících z jiných zapojení *RLC* filtrů než právě zmiňovaných příčkových *RLC* filtrů (tedy např. vázaných filtrů).

Posléze byly popsány návrhy konkrétních *Leap-Frog* filtrů pro jednotlivé typy filtrů tak, aby mohly být následně využity při realizaci programu pro konkrétní návrh a výpočet těchto filtrů libovolného řádu, aproximace a typu zakončení. U každého příkladu byly také uvedeny možnosti rozdělení jednotlivých stavebních prvků v obvodech *RLC* na impedanční *Z* a admitanční *Y* složky, které poté dávají představu o použití ztrátových nebo bezetrátových integrátorů a také vlastností obvodů především z pohledu fáze. Pro každý typ filtru byla vždy vytvořena souhrnná tabulka definující optimalizovaný počet *OZ* v obvodu tak, aby všechny parametry navržených *ARC* obvodů odpovídaly parametrům prototypů *RLC* obvodů. V závěru byla provedena ukázka realizace i pro *ARC LF* filtry vycházející z vázaných filtrů.

Vzhledem k tomu, aby se prokázaly výhody a nevýhody takto navržených *ARC* filtrů, bylo provedeno porovnání těchto typů filtrů s jinými realizacemi. Nejprve s kaskádní metodou, pro kterou jednoznačně hovoří rychlost a jednoduchost návrhu, případně i cena z důvodu použití menšího počtu *OZ* v obvodu a také, protože návrh kaskádní metody se dá najít v mnohé literatuře či lze případně využít již realizované návrhové programy, které dokáží navrhnout dané filtry podle požadovaných vstupních parametrů. Pro metodu *LF* hovoří především velice nízký rozptyl hodnot stavebních součástí, s čímž úzce souvisí citlivost na hodnoty pasivních součástí. Problematiku návrhu by měl vyřešit program pro kompletní návrh filtrů pomocí metody *LF*, který je součástí této práce. Dále byla metoda *Leap-Frog* porovnána s nekaskádní metodou *PRB*. Obě metody se vyznačují značnou složitostí návrhu. Pro metodu *LF* hovoří především nižší citlivost na tolerance stavebních součástí.

Na základě získaných poznatků byla navržena a realizována řada vzorků filtrů pomocí metody *Leap-Frog*. Tyto filtry se dají bez větších problémů realizovat a průběhy reálných měření i počítačových analýz se téměř shodují. Také bylo ověřeno, že je možné realizovat modifikaci obvodu, u kterého je optimalizován počet *OZ* za cenu odlišného fázového posunu od

RLC prototypu. Značnou nevýhodou uvedené metody však může být již výše diskutovaný větší počet *OZ*.

Pro rozšíření této metody v praktické rovině byl vytvořen program umožňující návrh *RLC* a *ARC LF* obvodů pro všechny typy filtrů a typy aproximací jak s nulami, tak bez nul přenosu a pro typy zakončení *II* a *T*. Návrh všech obvodů je možný pro libovolný řád filtru. Program také umožňuje zobrazení modulových a fázových kmitočtových charakteristik navržených filtrů a zobrazení dynamiky přenosů.

Celá část práce ohledně metody *Leap-Frog* podrobně popisuje nejen návrh jednotlivých filtrů, ale také implementaci této metody do programu *NAF*. Tím se jednoznačně snížila složitost navrhování těchto obvodů a zvýšila možnost využívání těchto typů filtrů v praxi.

Druhá hlavní část práce se zabývá možností širšího využití vázaných *ARC* pásmových propustí pro relativně malé šíře pásma, které využívají ztrátové uzemněné prvky jako jsou *FDNR* a *SI*. Jednotlivé kapitoly popisují návrh těchto obvodů, stanovují pásma jejich použitelnosti a popisují jejich citlivosti. Rozborem vlastností obvodů bylo zjištěno, že nejlepší parametry vykazují *ARC* obvody využívající ztrátové uzemněné *SI* a *FDNR* s paralelními prvky. Jednak se tyto obvody s těmito prvky dají využít až k oblasti $Q = 25$, ale také vykazují výborné citlivosti na tolerance stavebních prvků. Ostatní analyzované obvody se spíše hodí na méně náročné aplikace.

Pro syntézu těchto obvodů 4. a 6. řádu s následným zobrazením modulových a fázových kmitočtových charakteristik navržených obvodů byl vytvořen program realizující návrh *ARC PP* využívající jak ztrátové, tak bezetrátové prvky *SI* a *FDNR*. Za pomoci tohoto programu byly realizovány *ARC* filtry a porovnány jejich vlastnosti s počítačovými realizacemi.

Poslední část práce se zabývá analýzou a porovnáním vlastností méně známých univerzálních přeladitelných obvodů s obvody typu *A-M* a *K-H-N*, které jsou v praxi velice často používány. Z analýz těchto dvou obvodů bylo zjištěno, že obvod *K-H-N* umožňuje přesnější nastavení kmitočtu a obvod *A-M* naopak umožňuje přesnější nastavení činitele jakosti. Kompletní analýza zkoumaných univerzálních obvodů vedla k závěrům, že ani jeden z uvedených obvodů nedosahuje vlastností univerzálních filtrů typu *A-M* a *K-H-N*. Filtry sice vykazují univerzálnost - tedy možnost realizace více přenosových funkcí, ale také značnou vzájemnou závislost jednotlivých parametrů při požadavku digitálního řízení nebo ladění daného filtru, čímž se značně komplikuje řešení. Z tohoto důvodu byly realizovány pouze filtry *A-M* a *K-H-N*, pro které bylo navrženo digitální řízení. Filtr *A-M* byl realizován s aproximací typu *Bessel* až do 10. řádu pro mezní kmitočet $F_M = 1 \text{ MHz}$ bez zjevných problémů.

Literatura

- [1] SEDLÁČEK, J.; HÁJEK, K. *Kmitočtové filtry*. 1. vydání. Praha: BEN - technická literatura, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [2] WAI-KAI CHEN. *The circuits and filters handbook*. Second edition. Florida: CRC Press LLC - The electrical engineering handbook series, 2003. 2961 p. ISBN 0-8493-0912-3.
- [3] SCHAUMANN, R.; GHASI, M. S.; LAKER, K. R. *Design of analog filters: passive, active RC, and switched capacitor*. New Jersey: Prentice Hall - Series in electrical engineering and computer engineering, 1990. 608 p. ISBN 0-13-200288-4.
- [4] SCHAUMANN, R.; VAN VALKENBURG, M. E. *Design of analog filters*. New York: Oxford University Press, 2001. 737 p. ISBN 0-19-511877-4.
- [5] FRÖHLICH, L.; FRIEDL, M.; SEDLÁČEK, J. *Design of ARC filters by Leap-Frog method*. In Proceedings of PIERS 2012 in Kuala Lumpur. Progress In Electromagnetics. 2012. s. 1212-1215. ISBN: 978-1-934142-20-2. ISSN: 1559- 9450.
- [6] YICHUANG SUN, *Synthesis of Leap-Frog Multiple-Loop Feedback OTA-C Filters*. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. p. 961-965. ISSN: 1549-7747.
- [7] CHUNYEU WANG; RONG ZHAO, *Continuous-Time Current-Mode Current Mirror Band Pass Filters with Improved Leap-Frog Structure*. Image and Signal Processing, 2008. CISP '08. Congress on. Sanya, Hainan. p. 146-148. ISBN: 978-0-7695-3119-9.
- [8] FRÖHLICH, L. *Design of ARC filters by Leap-Frog method and program for their synthesis*. Electronic devices and systems IMAPS CS international conference 2012, Brno.
- [9] FRÖHLICH, L.; FRIEDL, M.; SEDLÁČEK, J. *Programme for synthesis of ARC Leap-Frog filters*. In Proceedings of PIERS 2012 in Kuala Lumpur. Progress In Electromagnetics. 2012. p. 1216-1219. ISBN: 978-1-934142-20-2. ISSN: 1559- 9450.
- [10] JURISIC, D.; MIJAT, N.; MOSCHYTZ, G.S. *Dynamic range improvement of new LF filter using numerical optimalization*. Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2012 19th IEEE International Conference on. 2012. Seville. p. 264-267. ISBN: 978-1-4673-1261-5.
- [11] SEDLÁČEK, J.; HÁJEK, K. *Program NAF - Návrh analogových filtrů (NAFID)*. 1993. Dostupné z: <http://shop.ben.cz/cz/120911-kmitoctove-filtry.aspx#download>.
- [12] *Program FILTERcad 3.00*. Dostupné z: <http://www.softpedia.com/get/Science/CAD/FilterCAD.shtml>.
- [13] *Program ANALOG FILTER WIZARD*. Dostupné z: <http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/#/type>.
- [14] *Program FILTER PRO v3.1*. Dostupné z: <http://www.ti.com/tool/filterpro>.
- [15] JURISIC, D.; MIJAT, N.; RANILOVIC, M. *Novel low-sensitivity, third-order LP active Leap-Frog filters*. MIPRO, 2010 Proceedings of the 33rd International Convention. 2010. Croatia. p. 161-164. ISBN: 978-1-4244-7763-0.
- [16] DOSTÁL, J. *Operační zesilovače*. 1. vydání. Praha: BEN - technická literatura, 2005. 504 s. ISBN 80-7300-049-0.
- [17] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vydání. Praha: BEN - technická literatura, 2002. 495 s. ISBN 80-7300-059-8.
- [18] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Brno: skripta VUT FEKT UREL, 2004. s. 1-135. ISBN 80-214-2561-X.

- [19] PACTITIS, S. *Active filters: theory and design*. USA: CRC Press, 2008. 274 str. ISBN 978-1-4200-5476-7.
- [20] SZABÓ, Z. *Príspevek k optimálnej syntéze filtračných obvodů*. Brno, 2012. Disertační práce. VUT BRNO, FEKT, UTEE. Vedoucí práce Jiří Sedláček.
- [21] FRIEDL, M. *Syntéza moderních struktur kmitočtových filtrů*. Brno, 2013. Disertační práce. VUT BRNO, FEKT, UTEE. Vedoucí práce Jiří Sedláček.
- [22] OLIMAN, M. ; RAMY S. *Two New Families of Floating FDNR Circuits*. In: Journal of Electrical and Computer Engineering, 2010. DOI: 10.1155/2010/563761.
- [23] Bruton LT. *RC-Active Circuits Theory and Design*. Prentice-Hall, Inc.: Englewood Cliffs, New Jersey, 1980, ISBN 0-13-753467-1.
- [24] 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.
- [25] FRIEDL, M. *Active band pass coupled filters*. In Proceedings of the 15th conference student eeiect 2009 3 volume 3. Brno: NOVOPRESS s.r. o, 2009. s. 137-141. ISBN: 978-80-214-3870- 5.
- [26] FRIEDL, M.; SEDLÁČEK, J. *Syntéza aktivních filtrů vázaných pásmových propustí*. Elektrovue 3 Internetový časopis (<http://www.elektrovue.cz>), 2011, roč. 2011, č. 38, s. 1B6. ISSN: 1213- 1539.
- [27] 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.
- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] MURINA, M. *A contribution to the design of the lossy FDNR*. In: KTE3FEL3ZČU v Plzni, 2001. ISBN 80-7082-756-4.
- [31] HÁJEK, K. ; SEDLÁČEK, J. *Lossy LC Ladder Prototypes and their use for ARC Filter Optimization*. WSEAS TRANSACTIONS on ELECTRONICS, Issue3, Volume2, July 2005, p. 94-99, ISSN: 1109- 9445.
- [32] 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.
- [33] GALIAMICHEV, I. P.; LANE, A. A.; LUNDIN, V. Z.; PETRAKOV, V. A. *The synthesis of active RC network*. Moscow, Izdatel'stvo Sviaz', 1975. 296 p. In Russian.
- [34] ŠOTNER, R. *Digitálně elektronicky řízený univerzální filtr 2. řádu využívající transimpedanční zesilovače*. Elektrovue 3 Internetový časopis (<http://www.elektrovue.cz>), 2007. ISSN: 1213- 1539.
- [35] ŠOTNER, R.; PETRŽELA, J. *Možnosti elektronického ladění filtrů KHN struktury s různými komerčně dostupnými aktivními bloky*. Elektrovue 3 Internetový časopis (<http://www.elektrovue.cz>), 2009. ISSN: 1213- 1539.
- [36] FROHLICH, L.; SEDLÁČEK, J.; FRIEDL, M. *Universal ARC filters for ARC oscillators with automatic sequential filtration*. Progress In Electromagnetics, 2011, roč. 2011, č. 2011, s. 1008-1012. ISSN: 1559- 9450.

- [37] FROHLICH, L. *Adaptivní kmitočtový filtr*. Brno, 2007. Diplomová práce. VUT BRNO, FEKT, UTEE. Vedoucí práce Jiří Sedláček.
- [38] BIOLEK, D.; HÁJEK, K.; BIOLKOVÁ, V. *Elektronické ladění aktivních filtrů typu Ackerberg - Mossberg*. Vojenská akademie v Liptovskom Mikuláši, 2000, s. 31-37. ISBN: 80-8040-125-X.
- [39] ŠOTNER, R.; PETRŽELA, J.; KOVÁŘ, J. *Univerzální elektronicky přeladitelný bikvad s distribuovanou strukturou v proudovém módu využívající MO-CCII*. Elektrevue Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2009. ISSN: 1213- 1539.
- [40] JEŘÁBEK, J; ŠOTNER, R; VRBA, K. *Univerzální filtr s proudovými sledovači a transkonduktančními zesilovači (Universal filter with current followers and transconductance amplifiers)*. Elektrevue Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2010. ISSN: 1213- 1539.
- [41] JEŘÁBEK, J; ŠOTNER, R; VRBA, K; KOUDAR, I. *Plně diferenční univerzální a řiditelný filtr s proudovými aktivními prvky (Fully-differential universal and adjustable filter with current active elements)*. Elektrevue Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2010. ISSN: 1213- 1539.
- [42] ŠOTNER, R. *Univerzální filtr 4. řádu s transkonduktory*. Elektrevue Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008. ISSN: 1213- 1539.
- [43] ČAJKA, J.; VRBA, K. *Návrh univerzálního filtru s proudovými výstupy*. Elektrevue Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2002. ISSN: 1213- 1539.
- [44] Datasheet AD5231 - digitální potenciometr. Analog Devices, www.analog.com.
- [45] Datasheet AD7533 - D/A převodník. Analog Devices, www.analog.com; TLC7528, Texas Instrument, www.ti.com; LTC2627, Linear Technology, www.linear.com.
- [46] FROHLICH, L. *Synthesis of universal filters*. In Proceedings of the 17 th conference student EEICT 2011 - volume 3. Brno: NOVOPRESS s.r. o, 2011. s. 326-330. ISBN: 978-80-214-4273-3.
- [47] Kerwin, William J.; Huelsman, L.P.; Newcomb, R.W. *State-Variable Synthesis for Insensitive Integrated Circuit Transfer Functions*. Solid-State Circuits, IEEE Journal of (Volume:2, Issue:3), 1967, p. 87 - 92, ISSN : 0018-9200, 10.1109/JSSC.1967.1049798
- [48] KOTON, J; HERENCŠÁR, N; VRBA, K. *KHN-equivalent voltage-mode filters using universal voltage conveyors*. AEU - International Journal of Electronics and Communications, Volume 65, Issue 2, February 2011, Pages 154–160, ISSN: 1434-8411.
- [49] PUNČOCHÁŘ, J.; MOHYLOVÁ, J.; ORSÁG, P. *Řešení obvodů grafy signálových toků*. Ostrava: Investice do rozvoje vzdělávání, 2012. [online]. Dostupné z: www.mi21.vsb.cz.
- [50] BIOLEK, D.; BIOLKOVÁ, V. *Grafy signálových toků vhodné pro výuku analýzy obvodů*. Brno. [online]. Dostupné z: www.academia.edu.
- [51] CADENCE: OrCAD [online]. Dostupné z: www.cadence.com.
- [52] Omicron-lab [online]. Vector Network Analyzer - Bode 100 Extended frequency range 1 Hz - 40 MHz. Dostupné z: www.omicron-lab.com.
- [53] Borland Delphi v.7.0. [online]. Dostupné z: www.borland.com
- [54] SNAP: webpark. [online]. Dostupné z: www.snap.webpark.cz
- [55] FRÖHLICH, L. *Programe Coupled band-pass filters*. Aktivní kmitočtové filtry pro vyšší kmitočty. Brno, 2014. Disertační práce. VUT BRNO, FEKT, UTEE. Vedoucí práce Jiří Sedláček.
- [56] SPEKTRUM SOFTWARE: MicroCAP [online]. Dostupné z: www.spectrum-soft.com.
- [57] EAGLE 6.5.0, Kreslení schémat. Dostupné z: www.eagle.cz.

- [58] Datasheet OPA355. Texas Instruments, www.ti.com.
- [59] Datasheet OPA656, OPA657. Texas Instruments, www.ti.com.
- [60] Datasheet CLC440. National Semiconductor, www.ti.com.
- [61] Datasheet ATmega16. Atmel, www.atmel.com.
- [62] ATMEL: AVR Studio. Dostupné z: www.atmel.com.
- [63] FRIEDL, M. Vývojový kit s ATmega16. *Praktická elektronika a radio*, 2010, roč. 2010, č. 3, s. 19-20. ISSN: 1211- 328X.
- [64] FRIEDL, M. Vývojový kit s ATmega16 - dokončení. *Praktická elektronika a radio*, 2010, roč. 2010, č. 4, s. 21-24. ISSN: 1211- 328X.
- [65] Borland C++ Builder v.6.0. [online]. Dostupné z: www.borland.com
- [66] Biolek, D. *Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze*. 1. vydání. Praha: BEN - technická literatura, 2004. 519 s. ISBN 80-7300-125-X.
- [67] Knihovna pro Borland Delphi v.7.0. - *LU decomposition* [online]. Dostupné z: www.alglib.net/matrixops/lu.php

Vybrané publikace

- FROHLICH, L.; FRIEDL, M.; SEDLÁČEK, J. *Programme for Synthesis of ARC Leap-Frog Filters*. In *Proceedings of PIERS 2012 in Kuala Lumpur. Progress In Electromagnetics*. 2012. s. 1216-1219. ISBN: 978-1-934142-20- 2. ISSN: 1559- 9450.
- FROHLICH, L.; FRIEDL, M.; SEDLÁČEK, J. *Design of ARC Filters by Leap-Frog Method*. In *Proceedings of PIERS 2012 in Kuala Lumpur. Progress In Electromagnetics*. 2012. s. 1212-1215. ISBN: 978-1-934142-20- 2. ISSN: 1559- 9450.
- FROHLICH, L. *Design of ARC Filters by Leap-Frog Method and Program for Their Synthesis*. In *IMAPS CS International Conference 2012*. 1. Brno: VUT Brno, 2012. s. 27-32. ISBN: 978-80-214-4539- 0.
- 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.
- 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.; FROHLICH, L.; HADINEC, M. *ARC coupled band - pass filters*. In *AMTEE 09 proceedings*. Plzeň: 2009. s. 3-4. ISBN: 978-80-7043-821- 3.

Curriculum vitae

Personal data:

Name and surname, title:	Ing. Lubomír Fröhlich
Date of birth:	17. 05. 1983
Place of birth:	Chrudim
Nationality:	Czech
Marital status:	single
Address:	Labský palouk, 497 Polabiny – Pardubice 530 09
Telephone:	+ 420 777 343 462
E-mail:	fuserek@seznam.cz

Education:

2008 – now (2013)	<u>Brno university of technology</u>
Type of studies:	doctoral
Faculty:	Faculty of electrical engineering and communication
Major:	Theoretical electrical engineering
Topic of dissertation thesis:	Active frequency filters for higher frequency
2006 – 2008	<u>Brno university of technology</u>
Type of studies:	master
Faculty:	Faculty of electrical engineering and communication
Major:	Electronics and communication
Topic of diploma thesis:	Adaptive frequency filter
2003 – 2006	<u>Brno university of technology</u>
Type of studies:	bachelor
Faculty:	Faculty of electrical engineering and communication
Major:	Electronics and communication
Topic of bachelor thesis:	Narrow frequency filters

Work experience:

2. 2009 – now	<u>ELDIS Pardubice, s.r.o.</u>
Field of activities:	Development and manufacture of the radar technology and systems for the air traffic control
Position:	Quality and test manager
7. 2006 – 2. 2009	Foxconn CZ - Pardubice
Field of activities:	Production of consumer electronics including production of elements for communication and electronic appliances
Department:	CISCO engineering
Position:	Quality and process engineer

Languages:

English - B2, German - A2

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 napětíovou 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 přičkových 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.