

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

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

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

Aktivní kmitočtové filtry pro vyšší kmitočty

DOKTORSKÁ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

ING. LUBOMÍR FRÖHLICH

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



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

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

AKTIVNÍ KMITOČTOVÉ FILTRY PRO VYŠŠÍ KMITOČTY

ACTIVE FREQUENCY FILTERS FOR HIGHER FREQUENCIES

DOKTORSKÁ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

ING. LUBOMÍR FRÖHLICH

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

DOC. ING. JIŘÍ SEDLÁČEK, CSC.

BRNO 2014

Abstrakt

Práce pojednává o syntéze a optimalizaci kmitočtových analogových filtrů s moderními aktivními prvky užitých pro vyšší frekvence.

Práce je rozdělena do tří částí, první část se zabývá problematikou týkající se kombinované ARC struktury *Leap-Frog*. Tato metoda není vzhledem k složitému návrhu řádně popsána a využívána v praktické rovině, přestože vykazuje např. nízké citlivosti. Pro rozšíření této metody byla nejprve provedena kompletní analýza jednotlivých typů filtrů pro zakončení typu *II* a *T* a následné poznatky byly využity při implementaci této metody do programu *NAF*. V závěru byly zrealizovány vzorky reálných filtrů pro ověření funkčnosti a správného návrhu.

Dalším velice zajímavým tématem v oblasti filtrů je využití vázaných pásmových propustí pro malé šířky pásma, kde je především nutné řešit problematiku týkající se poměru hodnot stavebních prvků, ale také ceny, kvality, rozměru cívek, citlivostí, činitelů jakosti, koeficientů atd. Proto se v praxi velice často nahrazuje cívka v obvodech *RLC* jinými ekvivalentními ztrátovými nebo bezztrátovými bloky, které vytvářejí strukturu filtrů *ARC*. Zde byl především popsán návrh a možnost využití ztrátových uzemněných prvků jako jsou syntetické indukory a kmitočtově závislé negativní rezistory. Součástí návrhu jsou jednotlivé počítačové citlivostní analýzy, vymezení pásma použitelnosti a porovnání vlastností jednotlivých ztrátových uzemněných bloků. Kromě toho byl vytvořen pro tyto prvky program, který slouží k rychlému návrhu a zobrazení modulových a fázových kmitočtových charakteristik.

Třetí část se zabývá využitím laditelných univerzálních filtrů obsahující tři či více operačních zesilovačů, čímž je zajištěna jejich univerzálnost a možnost vytvářet různé druhy přenosových charakteristik. V praxi jsou nejvíce využívány dva typy univerzálních filtrů, a to *Akerberg - Mossberg* a *Kerwin - Huelsman - Newcomb*, ke kterým bylo vztaženo porovnávání dalších méně známých univerzálních filtrů. V závěru byla ukázána možnost digitálního ladění univerzálního filtru pomocí digitálních potenciometrů pro filtr *10.* řádu a kmitočet okolo *1 MHz*.

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, impedanční konvertor, univerzální filtr, digitální řízení, vázané filtry, operační zesilovač.

Abstract

This thesis deals with the synthesis and optimization of frequency analogue filters with modern active elements usable for higher frequencies.

The thesis is divided into three parts, the first part deals with the problematic concerning *Leap-Frog* combined *ARC* structure. Due to a difficult design, this method is not described in a detail and used in practice, although it shows e.g. low sensitivity. Firstly, a complete analysis of individual filters was made (for *II* and *T* endings) and consequently these findings were used during implementation of this method to *NAF* program. Finally, samples of real filters were realized (for verification of functioning and correct design).

Another very interesting topic concerning filters is usage of coupled band-pass for small bandwidth, where it is necessary to solve the problems concerning ratio of building elements values, but also price, quality, size of coils, sensitivity, *Q* factors, coefficients etc. That is why in practice a coil is very often substituted with other equivalent lossy and lossless blocks which create *ARC* filters structure. The design and the possibility of usage of lossy grounded elements were described here (such as synthetic inductors, frequency dependent negative resistor). Some parts of the design are individual computer sensitivity analysis, setting of usage and quality comparison of individual lossy grounded blocks. Besides, a program for these elements was created, it is useful for a quick design and depiction of transfer characteristics.

The third part deals with the usage of tuning universal filters consisting three or more operational amplifiers, which secures its universality and possibility to create different kinds of transfer characteristic. In practice, *Akerberg - Mossberg* and *Kerwin - Huelsman - Newcomb* are the most used types of filters. These were also compared with less common universal filters. In the end, the possibility of digital tuning of universal filter with the help of digital potentiometers for filters of 10^{th} order and frequency around 1 MHz was shown.

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, impedance inverter, universal filter, digital tuning, coupled filters, operation amplifier.

Bibliografická citace práce

FRÖHLICH, L. *Aktivní kmitočtové filtry pro vyšší kmitočty*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 150 s. Vedoucí disertační práce doc. Ing. Jiří Sedláček, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou disertační práci na téma „*Aktivní kmitočtové filtry pro vyšší kmitočty*“ jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele doktorského studia a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury.

V Brně, 30. 6. 2014

.....

Ing. Lubomír Fröhlich

Poděkování

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

V Brně, 30. 6. 2014

.....

Ing. Lubomír Fröhlich

Obsah

Seznam použitých zkratk a symbolů

1. Úvod	1
1.1 Současný stav	1
1.1.1 Filtry ARC s kombinovanou strukturou Leap-Frog	1
1.1.2 Pásmové propusti s vázanými obvody	3
1.1.3 Univerzální a přeladitelné filtry	6
1.2 Cíle disertační práce	10
2. FILTRY ARC S KOMBINOVANOU STRUKTUROU LEAP-FROG	11
2.1 Základní principy pro vytváření GST	11
2.2 Definice GST pro jednotlivé prvky	12
2.3 Realizace ARC filtrů navržených pomocí metody Leap-Frog	20
2.3.1 Návrh DP se zakončením typu Π a T	20
2.3.2 Návrh HP se zakončením typu Π a T	34
2.3.3 Návrh PP se zakončením typu Π a T	41
2.3.4 Návrh PZ se zakončením typu Π a T	44
2.3.5 Návrh DPN se zakončením typu Π a T	47
2.3.6 Návrh HPN se zakončením typu Π a T	48
2.3.7 Návrh PPN se zakončením typu Π a T	50
2.3.8 Návrh PZN se zakončením typu Π a T	51
2.3.9 Ukázka návrhu PP vycházející z vázaných filtrů	52
2.4 Porovnání metody Leap-Frog s kaskádní metodou	54
2.5 Porovnání metody Leap-Frog s nekaskádní metodou PRB	60
2.7 Realizace filtrů metodou Leap-Frog	62
2.8 Realizace programového segmentu pro návrh filtrů metodou Leap-Frog	64
3. PÁSMOVÉ PROPUSTI S VÁZANÝMI OBVODY	79
3.1 Návrh vázaných RLC filtrů a výpočtové vztahy	79

3.2	Návrh vázaných ARC filtrů	80
3.2.1	Syntetický induktor - SI	80
3.2.2	Kmitočtově závislý negativní rezistor - $FDNR$	81
3.2.3	Využitelnosti jednotlivých prvků pro vázané ARC obvody	81
3.2.4	Realizace programu pro kompletní analýzu vázaných PP filtrů	94
3.2.5	Měření ARC vázaných filtrů	99
4	UNIVERZÁLNÍ A PŘELADITELNÉ FILTRY	102
4.1	Analýza jednotlivých univerzálních obvodů	102
4.2	Porovnání vlastností univerzálních filtrů $A-M$ a $K-H-N$	108
4.3	Realizace univerzálních filtrů	113
5	ZÁVĚR	116
	LITERATURA	118
	PŘÍLOHY	122
Příloha 1	Počítačová citlivostní analýza DP 3. řádu	122
Příloha 2	Počítačová citlivostní analýza HP 2. řádu	123
Příloha 3	Počítačová citlivostní analýza HP 3. řádu	125
Příloha 4	Počítačová citlivostní analýza PP 4. a 6. řádu	126
Příloha 5	Počítačová citlivostní analýza PZ 4. a 6. řádu	127
Příloha 6	Ukázky z programu NAF - vykreslení RLC filtrů	129
Příloha 7	Ukázky z programu NAF - vykreslení <i>charakteristik</i>	132
Příloha 8	Ukázky z programu NAF - vykreslení ARC filtrů	135
Příloha 9	Ukázky z programu NAF - části zdrojového kódu	137
Příloha 10	Ukázky z programu <i>Coupled band-pass filters</i>	140
Příloha 11	Analýza méně známých univerzálních filtrů	143
Příloha 12	Základní parametry reálných OZ použitých v této práci	149
	CURRICULUM VITAE	150

Seznam použitých zkratek a symbolů

a_1, a_2, a_n	koefficienty činitele a jmenovatele přenosové funkce, koefficienty dynamiky přenosu u metody <i>Leap-Frog</i>
$A-M$	univerzální filtr <i>Akerberg - Mossberg</i>
ARC	aktivní filtr RC
ASC	aktivní filtr se spínanými kapacitami
B, B_{zvl}, B_{pot}	šířka pásma (propustného pásma, pro potlačení přenosu)
C	kapacitor
C_V, L_V	kapacitní, induktivní vazba u vázaných RLC, ARC filtrů
$D(s)$	jmenovatel přenosové funkce
$D/A, A/D$	digitální / analogový převod, analogový / digitální přenos
D_{EKV}	dvojná kapacita
DP	filtr typu dolní propust
DPN	filtr typu dolní propust s nulou přenosu
DP_n	normovaná dolní propust
DPS	deska plošných spojů
$E6, E12$	normované řady pasivních součástek R, L, C
F_0	rezonanční (střední) kmitočet
$F\check{C}$	fázovací členek
$FDNR$	kmitočtově závislý negativní rezistor (dvojný kapacitor - D)
FET	tranzistor řízený elektrickým polem (field-effect transistor)
F_M	mezni kmitočet dolní a horní propusti
F_N	kmitočet nulového přenosu
F_P	mezni kmitočet pásma potlačení přenosu dolní a horní propusti
F_T, GBW	tranzitní kmitočet OZ
G	vodivost
GIC	impedanční konvertor
GST	graf signálových toků
$H(s)$	přenosová funkce
HP	filtr typu horní propust
HPN	filtr typu horní propust s nulou přenosu
I, U	proud, napětí
k	koefficient <i>Brutonovy</i> transformace
K_0	koefficient základního přenosu filtru v propustném pásmu
$K-H-N$	univerzální filtr <i>Kerwin - Huelsman - Newcomb</i>
k_L, k_C	koefficienty rozptylu hodnot kapacit a indukčností
K_{pot}, A_{pot}	maximální přenos v nepropustném pásmu
KZ	<i>Kirchhoffův</i> zákon
K_{zvl}, A_{zvl}	maximální odchylka přenosu v propustném pásmu
L	indukčnost
LED	dioda emitující světlo (light-emitting diode)
L_{EKV}	ekvivalentní indukčnost
LF	nekaskádní metoda <i>Leap-Frog</i>
n	řád filtru
$N(s)$	čítatel přenosové funkce
NAF	program pro návrh analogových filtrů
OTA	transkonduktanční zesilovač (operational transconductance amplifier)
out, in	výstup, vstup obvodu, výstup, vstup operačního zesilovače
OZ	operační zesilovač
PP	filtr typu pásmová propust
PPN	filtr typu pásmová propust s nulou přenosu
PRB	nekaskádní metoda spojování bloků (primary resonator block)
PZ	filtr typu pásmová zádrž
PZN	filtr typu pásmová zádrž s nulou přenosu
Q	činitel jakosti
R	rezistor
RCD	aktivní filtr s dvojným kapacitorem
RLC	pasivní filtr RLC

R_N	normovací rezistor u metody <i>Leap-Frog</i>
R_S, R_P	ztráty definované paralelním nebo sériovým rezistorem
SI	syntetický induktor
T, Π	způsoby zakončení příčkových filtrů
$T-T$	univerzální filtr <i>Towa - Thomas</i>
var	varianta označení filtru
Y, Y_{IN}	admittance, vstupní admittance
Z, Z_{IN}	impedance, vstupní impedance
α, β	poměry hodnot rezistorů a kapacitorů pro filtry s jedním <i>OZ</i>

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.

Jak již bylo řečeno, 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

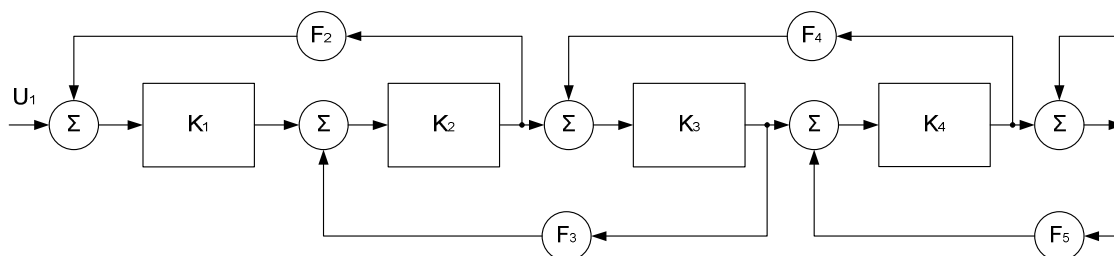
1.1.1 Filtry ARC s kombinovanou strukturou Leap-Frog

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. Pro zpřístupnění návrhu širšímu okruhu uživatelů a případně efektivnější využití těchto filtrů (např. v průmyslových realizacích jako integrované obvody), by bylo vhodné navrhnout a ověřit zjednodušenou metodiku návrhu, algoritmizovat ji a případně navrhnout program pro kompletní syntézu těchto obvodových struktur [8], [9], [10]. Program by měl umožňovat řešení syntézy filtrů pro široký rozsah vstupních požadavků na dané filtry, ať už se jedná o řád filtru, zvolenou aproximaci či přenosovou funkci. Tyto vstupní požadavky tvoří velmi složitou a rozsáhlou část, která je již vyřešena v mnohých programech pro návrh analogových filtrů [11], [12], [13], [14]. Ideální je proto vyjít například z programu „*Návrh analogových filtrů*“ *NAF* [11], kde jsou již tyto vstupní požadavky jako např. uživatelská zadání interaktivně zpracovány a zbývá vhodným způsobem doplnit do tohoto programu právě zmiňovanou metodu *LF*.

Chceme-li realizovat *ARC* filtry vyšších řádů [1], je možné využít většího množství různých návrhových variant než u pasivních *RLC* filtrů (*RLC*) [1]. Návrh vychází ze dvou principů, které je možné definovat jako spojování bloků 1. a 2. řádu, nebo zapojení simulující filtry *RLC*. Zmíněné principy je možné dále dělit na různé obvodové struktury, na kaskádní a nekaskádní spojení bloků 1. a 2. řádu, simulace filtrů *RLC*, kombinace předchozích principů *LF* a v neposlední řadě speciální typy realizací [1]. Pro vhodný výběr řešení a metody realizace je možné stanovení následujících několika kritérií, jako jsou citlivosti na tolerance stavebních prvků filtru [15], rozptyl hodnot stavebních prvků filtru, počet prvků, vliv parazitních vlastností a možnosti jejich eliminace, realizovatelnost typů filtrů, dynamiky přenosů, rozptyl hodnot činitelů jakosti *Q* a jejich maximální velikosti, ale také složitost výroby atd.

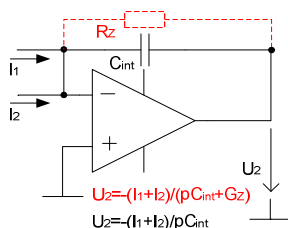
Samotnou metodu *LF* řadíme do nekaskádního spojování bloků, což je vlastně rozšíření přímého kaskádního propojení selektivních bloků o další vazby různého druhu. Obvodová struktura *ARC* filtrů vytvořená pomocí metody *LF* kombinuje vlastnosti blokových realizací a realizací vycházejících z příčkových filtrů *RLC*. Mezi hlavní výhody této realizace patří především malé citlivosti stavebních prvků na kompletní chování obvodu, kde citlivosti vycházejí z prototypu *RLC* filtru. Za další výhodu můžeme označit dobrou dynamiku přenosů a malý rozptyl hodnot pasivních prvků. V neposlední řadě se tato metoda dá využít v syntéze filtrů se spínanými kapacitami (*ASC*) zajišťující možnost případné integrace. Naopak mezi hlavní nevýhody patří velice obtížný návrh, potřeba většího počtu operačních zesilovačů *OZ*, větší vliv reálných vlastností *OZ* na vyšších kmitočtech, obtížné digitální řízení rezonančního nebo mezního kmitočtu a obtížnější nastavitelnost kompletního filtru.

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 kapacitorech jsou simulovány napěťovými integrátory. Integrátorem je myšlen *OZ* s kapacitou C_{int} ve zpětné vazbě [1], [2], [16], [17].

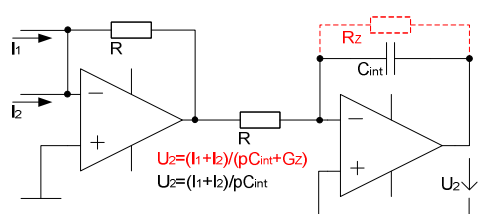


Obr. 1. 1 Blokové schéma realizace *Leap-Frog*.

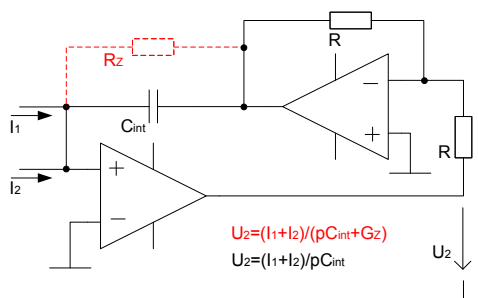
Chceme-li navrhnout obvod pomocí této metody, existuje několik možností. Patrně nejjednodušší je využití popisu původního *RLC* obvodu pomocí grafu signálových toků (*GST*) a jejich následný převod na blokovou strukturu s napěťovými integrátory. *GST* definuje popis proudů a napětí na jednotlivých prvcích a jejich grafické znázornění tak, že proudové uzly jsou v horní a napěťové uzly ve spodní řadě *GST* [1]. Zapojení napěťových integrátorů jsou uvedena níže.



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



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



Obr. 1. 4 Neinvertující sumační integrátor *I-U*.

Uvedené zapojení napěťového invertujícího integrátoru $I-U$ (obr. 1. 2) a zapojení napěťových neinvertujících integrátorů $I-U$ (obr. 1. 3 a obr. 1. 4) se používají k nahrazení prvků pasivního RLC obvodu. V případě užití ztrátového rezistoru R_z poté hovoříme o ztrátovém integrátoru (naznačeno červenou barvou).

Jednotlivé typy zapojení induktorů a kapacitorů vycházejících z RLC filtru a jejich vyjádření pomocí grafů signálových toků je nejjednodušší pro zapojení příčného kapacitoru a podélného induktoru. Obvody typu dolní propust DP a pásmová propust PP se tedy budou vyznačovat nejjednodušším návrhem.

Vzhledem ke snaze vyrábět plně integrované kmitočtové filtry vznikla realizace aktivních kmitočtových filtrů se spínanými kapacitami označovaná jako ASC filtry [1], [2], [3], [4], což jsou obvody, ve kterých je odpor nahrazen pomocí spínaného kapacitoru. Vznik těchto obvodů inicioval zejména požadavek realizace přesných a kvalitních rezistorů integrovaných ARC obvodů.

ASC filtry mají jednu výraznou výhodu, a to možnost snadného ladění jednoduchou změnou spínacího kmitočtu. Jelikož tuto vlastnost nemá žádná realizace kmitočtových filtrů, je ideální tuto metodu realizovat s filtry vytvořenými metodou LF . I tato realizace má určité nevýhody (stejně jako jiné realizace), které jsou spojené především s technologií spínačů, tj. rušivé vlivy, vznik offsetu, či určité kmitočtové omezení. U těchto obvodů se nesmí zapomínat na možnost vzniku aliasingového efektu, který se může řešit např. antialiasingovým filtrem. Důležitou roli zde hraje i energetické hledisko z důvodu ztrát.

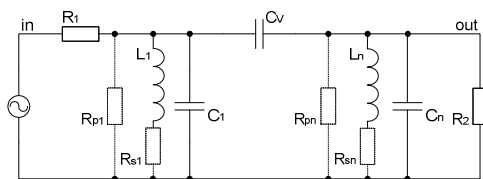
Závěrem této kapitoly lze shrnout výhody a nevýhody popisované metody a definovat cíle této práce. Jak již bylo řečeno, mezi hlavní výhody této metody patří malé citlivosti, dobrá dynamika přenosů, malý rozptyl hodnot součástí (stavebních prvků) a možnost spojení s filtry ASC. Naopak mezi hlavní nevýhody 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.

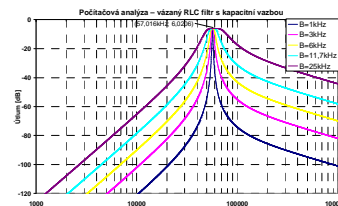
1.1.2 Pásmové propusti s vázanými obvody

Velice zajímavým tématem v oblasti kmitočtových filtrů je využití vázaných pásmových propustí pro malé šířky pásma. 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 šířkách 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 rozptylu hodnot stavebních prvků a finální dostavování obvodu je též náročné.

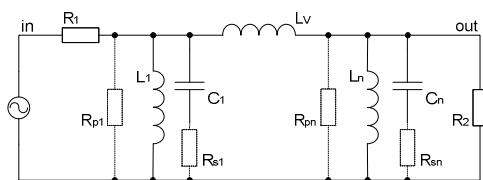
Řešením těchto problémů může být využití vázaných rezonančních obvodů, které jsou zobrazeny s kapacitní vazbou C_V na obr. 1. 5 a s induktivní vazbou L_V na obr. 1. 7, kde případné ztráty jsou definovány sériovým rezistorem R_S nebo paralelním rezistorem R_P . Při této realizaci je třeba mít na paměti, že výsledná modulová kmitočtová charakteristika bude mít tvar horní propusti v případě použití obvodu s kapacitní vazbou (viz obr. 1. 6), nebo dolní propusti v případě užití induktivní vazby (viz obr. 1. 8). Bude se tedy jednat o kvazipolynomiální pásmové propusti. Tyto projevy vazebních prvků zanikají v případě, že relativní šířka pásmové propusti B je dostatečně malá oproti střednímu kmitočtu F_0 ($B/F_0 < 0,1$), poté převládá charakter PP [1].



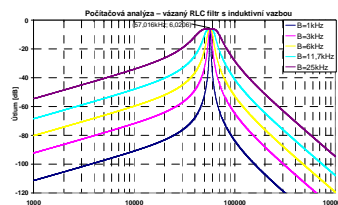
Obr. 1. 5 Princip - vázaný filtr *RLC* s vazebním kapacitorem C_v .



Obr. 1. 6 Zobrazení vlivu vazebního prvku C_v .

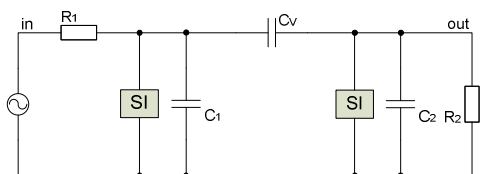


Obr. 1. 7 Princip - vázaný filtr *RLC* s vazebním induktorem L_v .

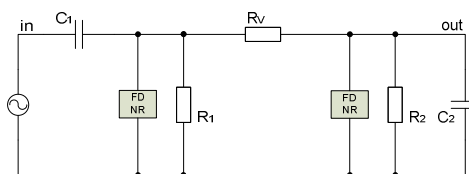


Obr. 1. 8 Zobrazení vlivu vazebního prvku L_v .

Filtry *ARC* s výhodou nahrazují filtry *RLC* především pro nízké kmitočty. Na těchto kmitočtech je nutné u filtrů *RLC* řešit problematiku okolo poměru hodnot stavebních prvků, ale také ceny, kvality, technologické náročnosti a rozměru cívek, citlivostí, činitelů jakosti, koeficientů atd. 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 dvojčlenný 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*. Princip náhrady cívky u vázané *PP* 4. řádu je patrný z *obr. 1. 9* a *obr. 1. 10*. Zakončovací rezistory R_1 a R_2 , jsou nutné pro správnou funkci filtru a představují ztráty celého obvodu.



Obr. 1. 9 Vázaný filtr *ARC* s použitím *SI*.

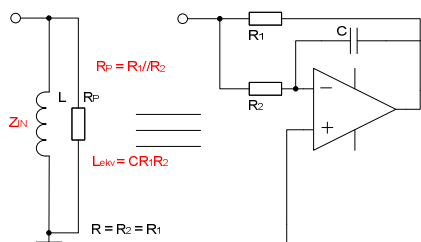


Obr. 1. 10 Vázaný filtr *RCD* s použitím *FDNR*.

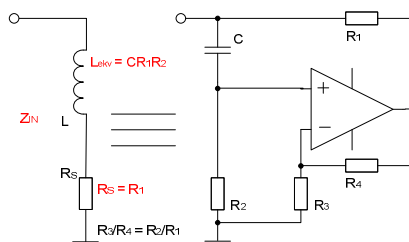
Jednou z možností jak nahradit pasivní induktor z *obr. 1. 5* je realizace pomocí uzemněného bezztrátového syntetického induktoru [1] (viz *obr. 1. 14*), který obsahuje dva *OZ*. Při náhradě obou cívek by obvod (*obr. 1. 9*) byl realizován pomocí dvou bezztrátových uzemněných *SI* (tedy 4 *OZ*).

Druhá možnost jak nahradit klasický induktor z *obr. 1. 5* spočívá v použití uzemněného ztrátového prvku *SI* (*obr. 1. 11* až *obr. 1. 13*) [24], [25], [26], [27], [28], který obsahuje pouze jeden *OZ*. Při náhradě obou cívek by obvod (*obr. 1. 9*) byl realizován pomocí dvou ztrátových uzemněných *SI* (tedy 2 *OZ*). Zapojení vázaného filtru (*obr. 1. 9*) 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 bezztrátové 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 bezztrátových 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* (*obr. 1. 15* až *obr. 1. 17*) s tím

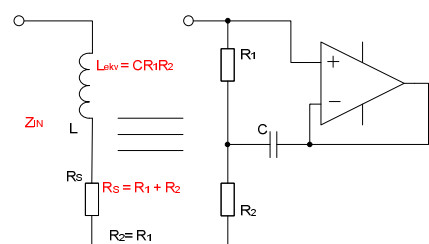
rozdílem, že je nutné nejprve použít *Brutonovu* transformaci. Příklad je patrný z *obr. 1. 7* a *obr. 1. 10*. Ukázky uzemněných ztrátových a bezztrátových *SI* jsou uvedeny na *obr. 1. 11* až *obr. 1. 14*. *SI* pracuje na principu přímé simulace cívek ekvivalentním složitějším obvodem - dvojpólem, který obsahuje jeden či několik aktivních prvků a příslušné pasivní prvky.



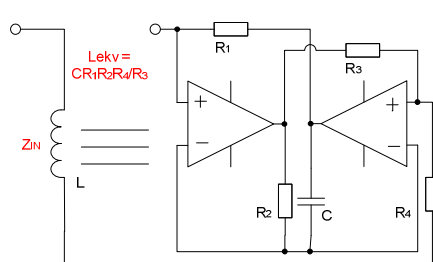
Obr. 1. 11 Ztrátový uzemněný *SI* s paralelním rezistorem R_p .



Obr. 1. 12 Ztrátový uzemněný *SI* se sériovým rezistorem R_s pro vyšší hodnotu Q .

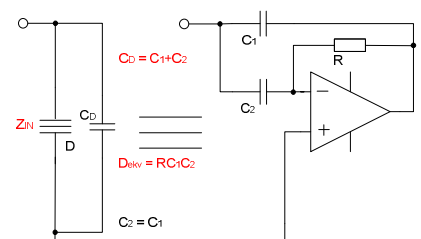


Obr. 1. 13 Ztrátový uzemněný *SI* se sériovým rezistorem R_s .

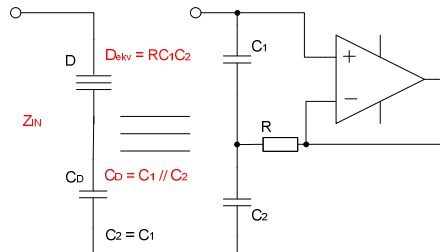


Obr. 1. 14 Bezeztrátový uzemněný *SI* (*GIC*).

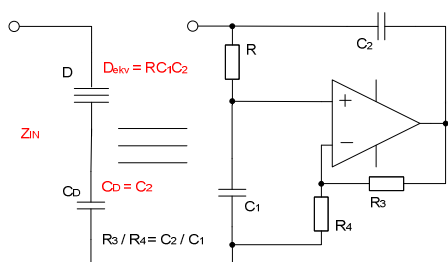
Prvky *FDNR* jsou duální obdobou syntetických induktorů [29], [30], [31], [32]. Používají se v *RCD* filtrech bez indukčností, což je vykoupeno nutností realizace umělého prvku *FDNR* (*dvojný kapacitor*) a užitím *Brutonovy* transformace (viz *obr. 1. 15* až *obr. 1. 18*).



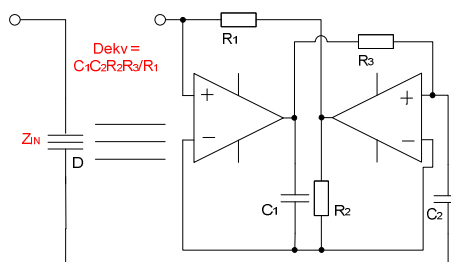
Obr. 1. 15 Ztrátový uzemněný *FDNR* s paralelním kapacitorem C_D .



Obr. 1. 16 Ztrátový uzemněný *FDNR* se sériovým kapacitorem C_D .



Obr. 1. 17 Ztrátový uzemněný *FDNR* se sériovým kapacitorem C_D pro vyšší hodnotou Q .



Obr. 1. 18 Bezeztrátový uzemněný *FDNR* (*GIC*).

Výše uvedené ztrátové obvody se vyjadřují definovanými ztrátami a dají se využít v případě, kdy není kladen důraz na vysokou hodnotu činitele jakosti Q . Tyto obvody jsou předurčeny k využívání v méně náročných aplikacích, anebo právě u PP s vázanými obvody, kdy nám nevadí jejich definované ztráty.

Při využití ztrátových prvků je nutné brát ohled na zvolenou šíři pásma B a na strmost navrhovaného filtru vzhledem k realizovatelnosti filtru. Při určitém překročení těchto dvou požadavků vycházejí hodnoty součástek prakticky nerealizovatelné a v navrhovaném filtru již není možné využít ztrátových uzemněných prvků SI a $FDNR$, ale pouze bezeztrátové prvky GIC , které obsahují mnohem větší počet OZ , což zvyšuje složitost obvodů.

Jednoznačnou výhodou těchto obvodů je především jejich jednoduchý návrh, náhrada klasické cívky, možnost využití při nízkých kmitočtech a využití pouze jednoho OZ pro každý ztrátový blok.

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.

1.1.3 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, kterými mohou být dolní propust DP , horní propust HP , pásmová propust PP , pásmová zádrž PZ , ale i např. dolní propust s nulou přenosu DPN , horní propust s nulou přenosu HPN nebo fázovací článek FC . Pro výběr z celé řady zapojení je nutné nejprve zhodnotit základní parametry jednotlivých obvodů. Parametry mohou být cena, možnost řízení, ale i potlačení nežádoucích vlivů, rozptyl stavebních součástek atd. 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 dekádami. U jednotlivých obvodů je vždy velkou 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 vyšších kmitočtech je třeba u návrhu eliminovat vliv parazitních vlastností použitých prvků, které vedou ke vzniku parazitních nul přenosu, zvyšování či snižování Q na rezonančním kmitočtu nebo posunu rezonančního kmitočtu.

Ladění či řízení těchto filtrů se již v dnešní době většinou požaduje elektronické, např. pro ladění F_0 , F_M , kmitočtu nulového přenosu F_N , $Q(B)$, K_0 . Přeladování může být realizované např. změnou řídicího napětí nebo spínacího kmitočtu, digitálně řízenými zesilovači, digitálními potenciometry nebo D/A převodníky. V určitých aplikacích je možné využít mechanického přeladění pomocí mechanických potenciometrů či proměnných kondenzátorů.

Vzhledem k tomu, že požadujeme přeladování filtrů beze změny tvaru modulové kmitočtové charakteristiky, je ladění prováděno nejčastěji pomocí souběžné změny dvou či více kapacitorů - přepínání mezi kmitočtovými dekádami, nebo častěji jednodušší variantou pomocí rezistorů - jemné řízení v kmitočtové dekádě a to s využitím mechanicky ovládaných potenciometrů, optočleny s fotoodpory a diodami LED , polem řízených tranzistorů FET , řízených OTA zesilovačů, řízených napěťových zesilovačů, spínaných odporů, simulací odporu přepínaným kondenzátorem, D/A převodníky a digitálními potenciometry.

Jelikož je snaha využívat univerzální filtry v co nejširším kmitočtovém pásmu (nad 1 MHz), je zde nutné řešit především výrazné parazitní projevy reálných prvků. Je nutné provést vhodný výběr aproximace, vybrat zapojení s minimálními citlivostmi či možnostmi kompenzací parazitních projevů,

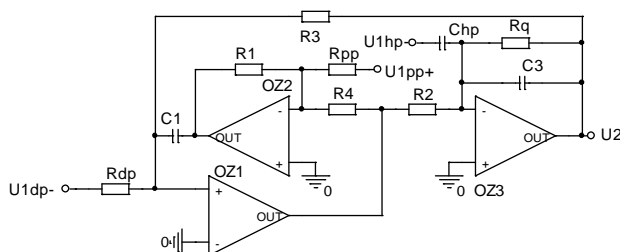
které mohou způsobovat změny činitele jakosti, vznik parazitní nuly přenosu, posun rezonančního kmitočtu.

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 propustí či zádrží, dynamický rozsah - úroveň šumu a maximálního signálu.

Univerzálních ARC filtrů existuje celá řada a tyto filtry většinou umožňují realizovat přenosovou funkci $H(s)$ ve formě bikvadu:

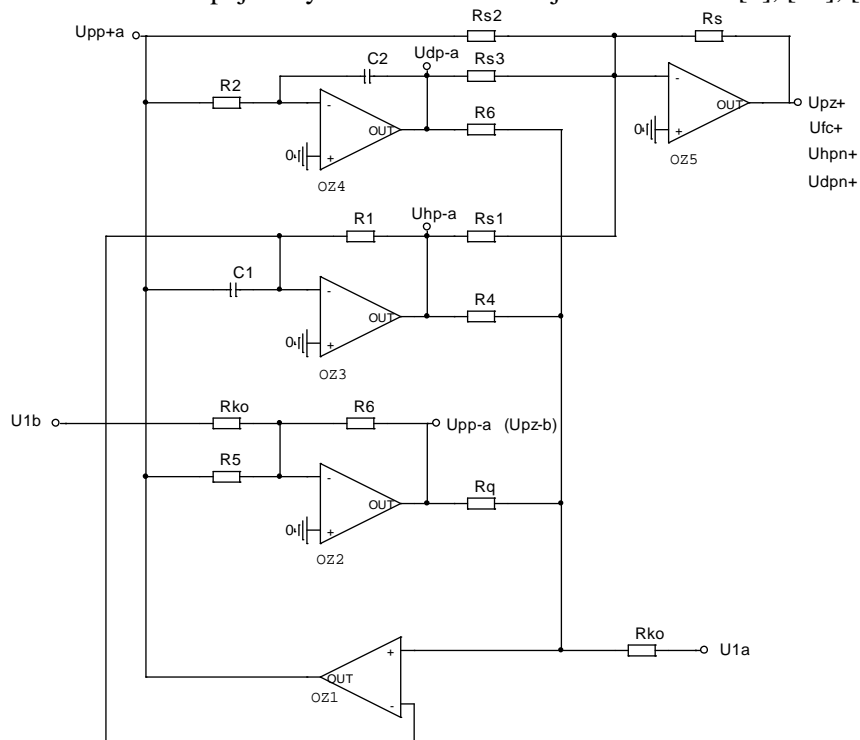
$$H(s) = K \frac{N(s)}{D(s)} = K \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = K \frac{s^2 + s\omega_z / Q_z + \omega_z^2}{s^2 + s\omega_0 / Q_0 + \omega_0^2}. \quad (1.1)$$

Příkladem velice často v praxi užívaných univerzálních obvodů je zapojení typu *Akerberg - Mossberg* (A-M) na obr. 1. 19 [1]. Obvod je složen ze tří OZ a lze jej použít až do hodnoty rezonančního kmitočtu $0,1 F_T$. Významnou nevýhodou je ztráta univerzálnosti a laditelnosti parametrů souběžnou změnou dvou rezistorů a také to, že obvod současně umožňuje realizovat pouze dva typy filtrů.



Obr. 1. 19 Akerbergovo - Mossbergovo zapojení.

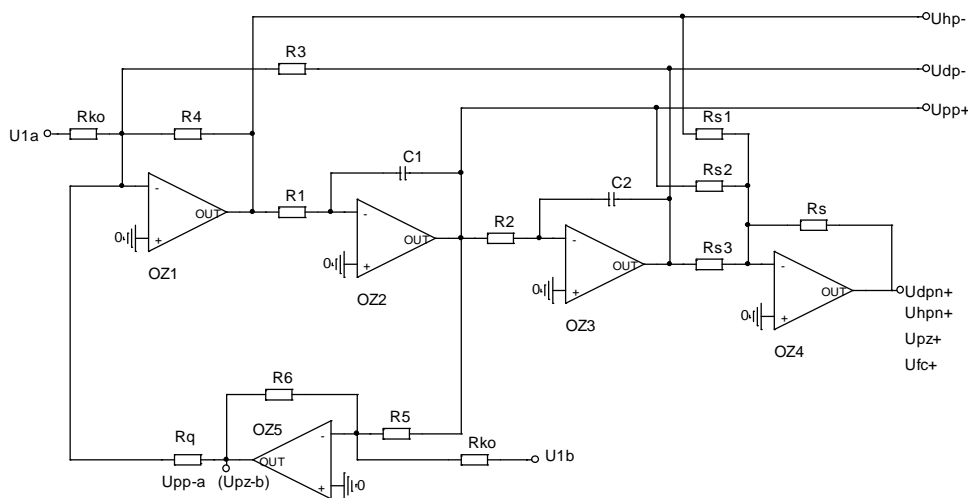
Modifikované laditelné zapojení výše uvedeného filtru je na obr. 1. 20 [1], [36], [46].



Obr. 1. 20 Akerbergovo - Mossbergovo modifikované zapojení s pěti OZ.

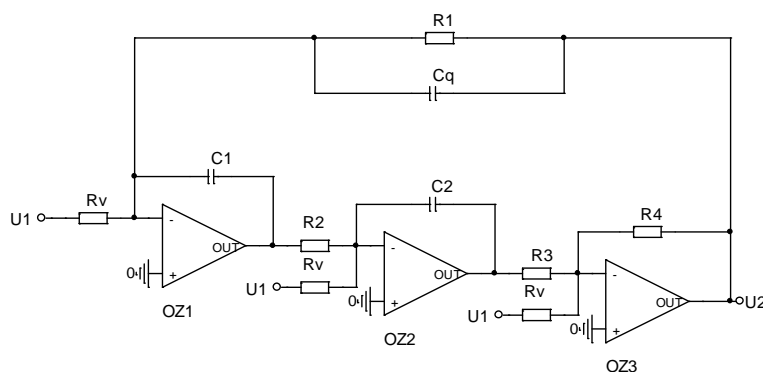
Upravením *Akerbergova - Mossbergova* zapojení se třemi *OZ* vznikne nový typ univerzálního obvodu 2. řádu, který odstraňuje původní nevýhody obvodu se třemi *OZ* [1]. Pro vyznačený vstup U_{1a} umožňuje současnou realizaci filtrů typu *DP*, *HP* a *PP*. V případě připojení sumačního diferenčního zesilovače (*OZ5*) i další filtry typu *PZ*, *DPN*, *HPN* a *FČ*. Ladění je zde realizovatelné souběžnou změnou prvků $R_1 - R_2$ a $C_1 - C_2$. Je zde také další možnost řídit i činitel jakosti Q či celkový přenos K_0 rezistorem R_Q nebo R_{K0} . Tento obvod umožňuje lineární a nezávislé nastavení Q a K_0 . Kromě využití vstupu U_{1a} je možnost využití i druhého vstupu U_{1b} , pro který je na výstupu OZ_2 filtru *PZ* s dobrou dynamikou přenosů. Drobnou nevýhodou je tendence k parazitním oscilacím, které lze v praxi odstranit vhodnou volbou hodnot prvků a korekcí.

Druhým velice často užívaným univerzálním filtrem je zapojení *Kerwin - Huelsman - Newcomb* (*K-H-N*) [1], [47], [48]. Tento filtr na obr. 1. 21 umožňuje současnou realizaci všech typů filtrů. Ladění je prováděno souběžnou změnou dvou rezistorů $R_1 - R_2$ a i dvou kapacitorů $C_1 - C_2$. Určitou nevýhodou je u něj nelineární závislost hodnoty Q na hodnotách nastavovacích odporů a vzájemná závislost hodnoty Q a přenosu K_0 . Při požadavku maximální univerzálnosti je nutné připojit čtvrtý *OZ* (*OZ4*) jako sumátor realizující přenosové funkce *HPN*, *DPN*, *PZ*, *FČ*. Pro jednoduchost realizace elektronického řízení hodnoty Q a K_0 je vhodné přidat jako tlumící prvek zpětnou vazbu s pátým operačním zesilovačem (*OZ5*) jako invertorem pro získání nezávislého nastavování hodnot Q a K_0 . Těmito dodatečnými kroky je tento obvod sestaven pomocí pěti *OZ*, stejně jako předchozí filtr (obr. 1. 20).



Obr. 1. 21 Zapojení typu *Kerwin - Huelsman - Newcomb* s pěti *OZ*.

Dalším velice známým a v praxi často využívaným obvodem je obvod *Towa - Thomas* (*T-T*). Tento filtr se třemi *OZ* a vstupy (U_1 , U_2 a U_3) s tlumením ztrátovým prvkem C_Q je patrný na obr. 1. 22 [1]. Oproti filtrům *A-M* a *K-H-N* má značnou nevýhodu v nutnosti použít složitější způsob přeladování.



Obr. 1. 22 Zapojení typu *Towa - Thomas* se třemi *OZ*.

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:

- 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.

Cílem disertační práce obecně je optimalizace metod syntézy analogových kmitočtových filtrů.

2. FILTRY ARC S KOMBINOVANOU STRUKTUROU LEAP-FROG

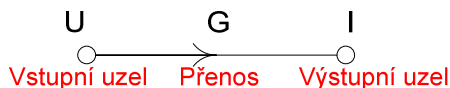
V kapitole 1.1 byla stručně popsána problematika návrhu ARC filtrů pomocí kombinované struktury LF využívající vlastností jak blokových realizací (kaskádní metoda), tak vlastností realizací vyplývajících z příčkových RLC filtrů. Návrh samotné metody vychází z RLC filtrů, kde jednotlivé prvky RLC filtru 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

Jak již bylo řečeno, metoda LF vychází z GST reprezentující zapojení RLC filtrů. Aby bylo možné vykreslovat jednotlivé pasivní prvky pomocí GST, je nutné definovat základní pravidla pro jejich vykreslování. Nejprve si definujeme rovnici vycházející z Ohmova zákona pro výpočet proudu I :

$$I = \frac{U}{R} = \frac{1}{R} \cdot U = G \cdot U, \quad (2.1)$$

kde proud I a napětí U jsou obvodové veličiny (signály) a rezistor R vyjádřený jako vodivost G definuje přenos větve (U/I) mezi počátečním uzlem U (zřídlo, nezávislá veličina) a koncovým uzlem I (nora, závislá veličina). Vyjádření rovnice (2.1) realizuje orientovaný graf [49] (viz obr. 2. 1).



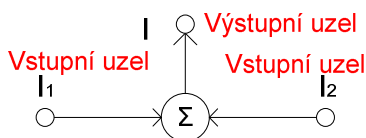
Obr. 2. 1 Přiřazení orientovaného grafu k rovnici (2.1).

Při vytváření GST se setkáme s následujícím nebo podobným typem rovnic vycházejících z prvního nebo druhého Kirchhoffova zákona:

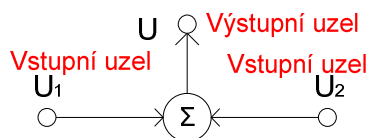
$$I = I_1 + I_2, \quad (2.2)$$

$$U = U_1 + U_2, \quad (2.3)$$

rovnice (2.2) a (2.3) vyjadřují tzv. větu aditivní [49], která se definuje jako: veličina uzlu je dána součtem všech veličin do uzlu vstupujících (vzniká sumace vstupních napětí - 2. KZ nebo proudů - 1. KZ). Takto uvedené rovnice odpovídají orientovaným grafům pro první KZ (viz obr. 2. 2) a druhý KZ (viz obr. 2. 3).

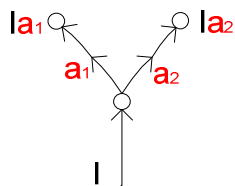


Obr. 2. 2 Přiřazení orientovaného grafu k 1. KZ.

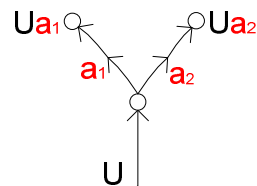


Obr. 2. 3 Přiřazení orientovaného grafu k 2. KZ.

Mezi základní principy se řadí i tzv. věta přenosová [49] (viz obr. 2. 4). Tato věta udává: veličina uzlu (signál uzlu) je přenášena všemi větvemi vycházejícími z uzlu. Příklad si můžeme uvést na výstupním uzlu I (obr. 2. 2) nebo výstupním uzlu U (obr. 2. 3), které by např. bylo vhodné rozdělit na dvě větve s možnými koeficienty přenosu a_1, a_2 (viz obr. 2. 4 a obr. 2. 5).



Obr. 2. 4 Princip věty přenosové.

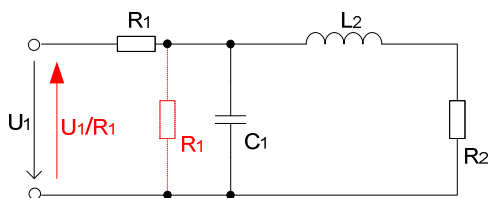
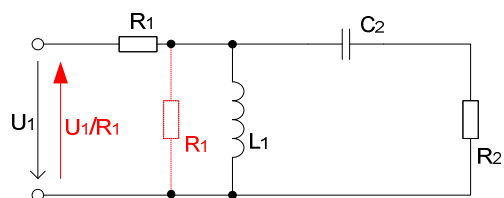
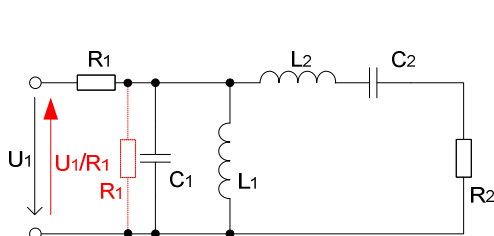
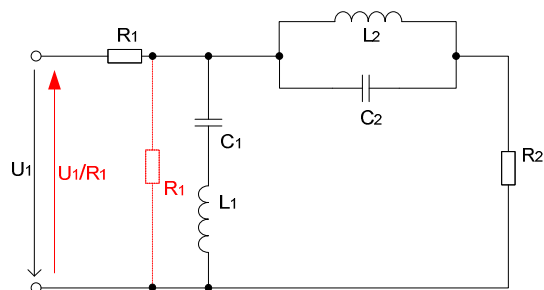


Obr. 2. 5 Princip věty přenosové.

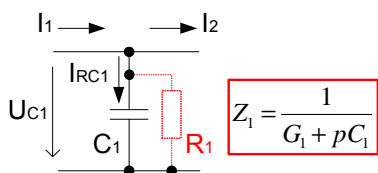
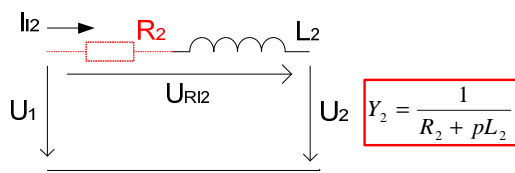
Celá řada principů vytváření *GST* je popsána v mnohé literatuře a tato práce tedy dále nebude uvádět všechny principy a podmínky návrhů *GST* [49], [50].

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. Příklady zapojení příčkových *RLC* filtrů, ze kterých vycházejí zapojení jednotlivých pasivních prvků jsou uvedeny na obr. 2. 6 až obr. 2. 9. 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. 6 Příklad příčkového *RLC* filtru - DP.

 Obr. 2. 7 Příklad příčkového *RLC* filtru - HP.

 Obr. 2. 8 Příklad příčkového *RLC* filtru - PP.

 Obr. 2. 9 Příklad příčkového *RLC* filtru - PZ.

Nejprve je vhodné vytvoření univerzálních dílčích *GST* pro prvky vyskytující se v zapojení *DP* (viz obr. 2. 6). Rozeberme si nejprve akumulární prvky, tedy kapacitor C_1 (obr. 2. 10) a induktor L_2 (obr. 2. 11). Červenou barvou je v těchto zapojeních zobrazena kombinace s rezistory R_1 , R_2 , které představují případné ztráty v napěťových integrátoch.


 Obr. 2. 10 Příčné zapojení kapacitoru C_1 .

 Obr. 2. 11 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 .

Poté je nutné vyjádřit obvodovou rovnici pro prvky na *obr. 2. 10* a to pomocí veličiny napětí U_{C1} (vzhledem k tomu, že v obvodu je patrná sumace vstupních proudů vyjádřená prvním KZ jako vstupní veličina). Odvození je dáno rovnicí (2.4) podle výše uvedených požadavků, kde přenos je realizován impedancí Z_1 :

$$U_{C1} = \frac{I_{RC1}}{G_1 + pC_1} = \frac{I_1 - I_2}{G_1 + pC_1} = \frac{I_1 + (-I_2)}{Y_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_2)], \quad (2.4)$$

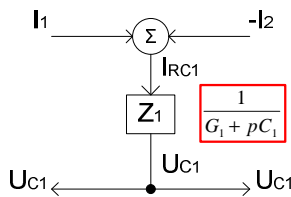
kde rezistor R_1 představuje ztráty v obvodu. Bereme-li v potaz pouze zapojení příčného kapacitoru C_1 , vodivost G_1 nebude v rovnici (2.4) vyjádřena.

Podle stejných pravidel dojde k odvození obvodové rovnice pro zapojení prvků na *obr. 2. 11*, kde je sumace vstupních napětí vyjádřená druhým KZ. Rovnice tedy musí být vyjádřena veličinou I_{L2} podle *Ohmova* zákona. V tomto případě bude přenos vyjádřen admitancí Y_2 (viz rovnice (2.5)):

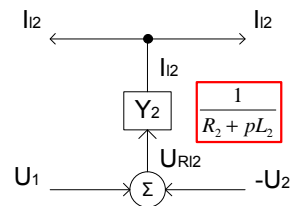
$$I_{L2} = \frac{U_{RL2}}{R_2 + pL_2} = \frac{U_1 - U_2}{R_2 + pL_2} = \frac{U_1 + (-U_2)}{Z_2} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_2)], \quad (2.5)$$

kde stejně jako v předešlém případě rezistor R_2 představuje ztráty v obvodu. Bereme-li v potaz pouze zapojení podélné indukčnosti L_2 , rezistor R_2 v rovnici (2.5) nebude vyjádřen.

Vykreslení dílčích GST pro příčné zapojení kapacitoru C_1 vychází z rovnice (2.4), a pro podélné zapojení induktoru L_2 vychází z rovnice (2.5) a pravidel definovaných v kapitole 2.1. Začneme rovnicí (2.4) a to tak, že si nejprve definujeme orientovaný graf, na jejímž vstupním uzlu je vyjádřena veličina I_{RC1} a na výstupním uzlu je vyjádřena veličina U_{C1} . Poté se do grafu zakreslí přenos vyjádřený impedancí Z_1 s šipkou směřující k výstupnímu uzlu (veličině U_{C1}), čímž je jednoznačně definován přenos mezi oběma veličinami. Nyní je nutné pro vstupní uzel I_{RC1} aplikovat větu aditivní (sumaci) neboli první KZ, který sčítá všechny veličiny do uzlu vstupující. V našem případě proudy I_1 a $-I_2$. Naopak na výstupním uzlu se může podle požadavků aplikovat věta přenosová. V našem případě jsme se rozhodli výstupní uzel rozdělit na dva směry se stejným přenosem U_{C1} . Tento postup je graficky zobrazen na *obr. 2. 12*. Úplně stejně by se vytvořil GST i pro rovnici (2.5) s tím rozdílem, že vstupní veličina je U_{RL2} a výstupní veličina I_{L2} a přenos by byl realizovaný admitancí Y_2 (viz *obr. 2. 13*).



Obr. 2. 12 Původní GST pro příčný kapacitor C_1 .



Obr. 2. 13 Původní GST pro podélný induktor L_2 .

Aby bylo možné do výše uvedených GST implementovat základní stavební prvek, kterým je napěťový invertující sumační integrátor (*obr. 1. 2*), pomocí něhož modelujeme vztah napětí a proudu na prvcích neboli *Ohmův* zákon, je nutné provést určité úpravy v původních GST (*obr. 2. 12*, *obr. 2. 13*). Vzhledem k tomu, že GST na *obr. 2. 12*, vyjadřuje stejně jako invertující integrátor výstupní veličinu napětí U_C ve tvaru $U_C = I_C / pC$, můžeme pro něj definovat vztah uvedený jako (2.4) s jednou změnou (viz *obr. 2. 14*). V rovnici (2.4) je nutné změnit znaménko přenosu $-Z_1$ a na druhé straně rovnice změnit také znaménko výstupního napětí $-U_1$ tak, aby šel použít invertující integrátor.

Odvození parametrů prvků obsažených v integrátoru vychází z rovnice (2.6) charakterizující napěťový integrátor a rovnice (2.4) charakterizující zapojení kapacitoru C_1 , případně jeho kombinace s rezistorem R_1 :

$$U_2 = -\frac{1}{pC_{\text{int}} + G_Z} \cdot (I_1 + I_2). \quad (2.6)$$

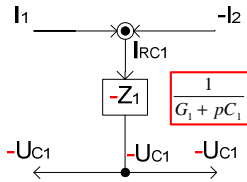
Jelikož platí $U_2 = U_{C1}$, vzniká rovnice (2.7), ze které se již dá odvodit potřebná hodnota prvků:

$$\frac{1}{pC_{\text{int}} + G_Z} = \frac{1}{pC_1 + G_1}, \quad (2.7)$$

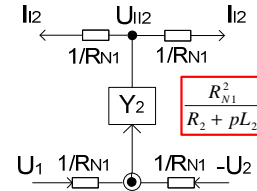
kde:

$$C_{\text{int}} = C_1 \text{ a } R_Z = R_1. \quad (2.8)$$

Hodnoty parametrů napěťového integrátoru (kapacitor C_{int} a rezistor R_Z) jsou dány vztahem (2.8) a v tomto případě budeme využívat ztrátový napěťový invertující integrátor. V případě užití bezztrátového invertujícího integrátoru (pouze příčný kapacitor C_1) by se rezistor R_Z nepoužil.



Obr. 2. 14 Upravený GST pro příčný kapacitor C_1 .



Obr. 2. 15 Upravený GST pro podélný induktor L_2 .

Pro GST (obr. 2. 13) je implementace o něco složitější vzhledem k tomu, že je vyjádřen ve formě $I_L = U_L / pL$. Tento vztah se bude muset realizovat pomocí převodů, které jsou realizované normovacími rezistory R_N . Tedy napětí U_{RL2} převedeme na zdroj proudu I_{URL2} přes normovací rezistory R_N a proudový uzel I_{L2} v horní větvi převedeme na napěťový uzel U_{IL2} . Tato změna je realizována pro rovnici (2.5) následujícím postupem za pomoci normovacích rezistorů R_{N1} :

$$R_{N1} \cdot I_{L2} = \frac{R_{N1}^2}{R_2 + pL_2} \frac{U_{RL2}}{R_{N1}}, \quad (2.9)$$

$$U_{IL2} = \frac{R_{N1}^2}{R_2 + pL_2} I_{URL2}. \quad (2.10)$$

Poté bylo nutné umístit do podélných větví GST normovací rezistory R_{N1} tak, aby celý GST dával smysl neboli, aby došlo k převodu proudu na napětí (viz obr. 2. 15). Jelikož napěťový integrátor je definovaný vztahem (2.6), je potom proměnná U_2 rovna proměnné U_{IL2} z rovnice (2.10):

$$\frac{1}{pC_{\text{int}} + G_Z} = \frac{R_{N1}^2}{pL_2 + R_2}, \quad (2.11)$$

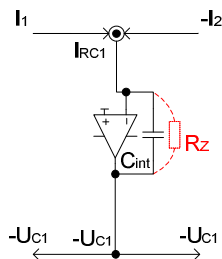
odtud určíme R_{N1} a R_Z :

$$R_{N1} = \sqrt{\frac{L_2}{C_{\text{int}}}} \text{ a } R_Z = \frac{R_{N1}^2}{R_2}. \quad (2.12)$$

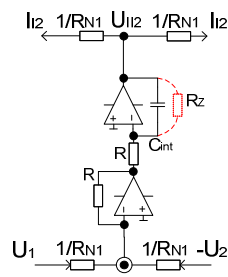
Finální rovnice (2.12) udávající výpočet proměnných ztrátového neinvertujícího napěťového integrátoru definuje hodnotu normovacích rezistorů R_{N1} , dále hodnotu indukčnosti cívky L_2 z příčkového RLC obvodu (obr. 2. 6) a hodnotu kapacitoru C_{int} napěťového integrátoru ARC obvodu.

V případě uvažování pouze o podélné indukčnosti L_2 se rezistor R_Z nepoužije a jedná se o bezztrátový neinvertující integrátor.

Příklad nahrazení větve G_{ST} (obr. 2. 14) napěťovým invertujícím integrátorem je vyznačen na obr. 2. 16 a nahrazení větve G_{ST} (obr. 2. 15) napěťovým neinvertujícím integrátorem je uvedeno na obr. 2. 17.

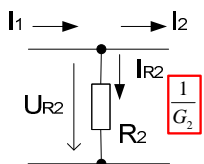


Obr. 2. 16 Příklad nahrazení větve G_{ST} invertujícím integrátorem.

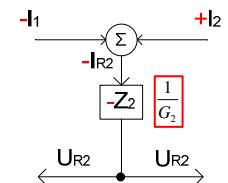


Obr. 2. 17 Nahrazení větve G_{ST} neinvertujícím integrátorem.

Posledním prvkem vyskytujícím se v zapojení DP (platí i pro zapojení typu HP , PP , PZ) je zapojení samotného příčného rezistoru R_2 (viz obr. 2. 18).



Obr. 2. 18 Příčné zapojení rezistoru R_2 .



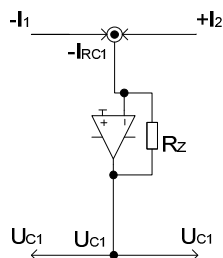
Obr. 2. 19 Původní G_{ST} pro příčný rezistor R_2 .

Pro toto zapojení je vyjádření prvku R_2 dáno rovnicí (2.13):

$$U_{R2} = \frac{I_{R2}}{G_2} = \frac{I_1 + (-I_2)}{G_2} = Z_2 \cdot [I_1 + (-I_2)]. \quad (2.13)$$

Z výše uvedené rovnice vychází G_{ST} uvedený na obr. 2. 19. Výstupní veličina je definována napětím U_{R2} a vstupní veličina proudem I_{R2} . Mezi těmito veličinami vznikl přenos Z_2 se šipkou směřující od vstupního uzlu k výstupnímu uzlu. Ve vstupním uzlu je realizovaná sumace proudů (první KZ), která byla vyjádřena zdrojem proudu. Aby byl tento prvek realizován invertujícím prvkem, je nutné změnit znaménko přenosu $-Z_2$ a vstupní veličiny $-I_{R2}$ (viz obr. 2. 20). Hodnota prvků napěťového integrátoru je odvozena z rovnosti rovnic (2.6) a (2.13), tedy:

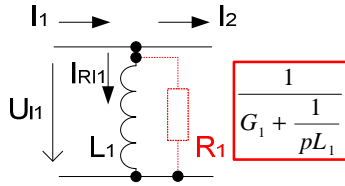
$$C_{int} = 0 \text{ a } R_Z = R_2. \quad (2.14)$$



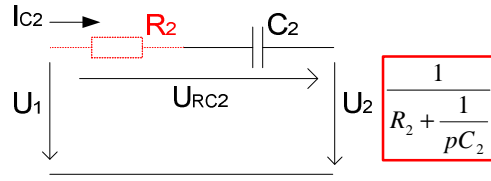
Obr. 2. 20 Příklad nahrazení větve G_{ST} invertujícím integrátorem.

Nyní je možné vytvořit G_{ST} i pro prvky a kombinace prvků vyskytující se v zapojení příčkového RLC filtru typu HP (viz obr. 2. 7). Z obrázku vyplývá, že se bude jednat o příčné zapojení

induktoru L_1 (obr. 2. 21) a podélné zapojení kapacitoru C_2 (obr. 2. 22), případně jejich kombinace s rezistory R_1 a R_2 .



Obr. 2. 21 Příčné zapojení induktoru L_1 .



Obr. 2. 22 Podélné zapojení kapacitoru C_2 .

Vyjádření obvodové rovnice pro kombinaci příčné indukčnosti L_1 a rezistoru R_1 je uvedené jako (2.15) a obvodová rovnice pro podélné zapojení kapacitoru C_2 a rezistoru R_2 jako (2.16):

$$U_{L1} = \frac{I_{RL1}}{G_1 + \frac{1}{pL_1}} = \frac{I_1 + (-I_2)}{Y_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_2)], \quad (2.15)$$

$$I_{C2} = \frac{U_{RC2}}{R_2 + \frac{1}{pC_2}} = \frac{U_1 + (-U_2)}{Z_2} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_2)]. \quad (2.16)$$

Obě rovnice jsou vyjádřeny tak, aby sumace proudů (první KZ (2.15)) nebo napětí (druhý KZ (2.16)) byly vyjádřeny jako vstupní veličiny a respektovaly *Ohmův* zákon. Vzhledem k vyjádření obou rovnic ve tvaru řetězového vzorce (indukčnosti L_1 jako $1/(1/pL_1)$ a kapacitoru C_2 jako $1/(1/pC_2)$) je nutné rozdělit obě rovnice na dvě samostatné části (viz vztahy (2.17, 2.18) a (2.23 a 2.24)). Posléze se obě rovnice vyjádří do jednoho GST (viz obr. 2. 23 a obr. 2. 24).

Nejprve si tento postup zobrazme pro rovnici (2.15). Tuto rovnici rozdělíme na dvě části. První část tvoří rezistor R_1 :

$$U_{L1} = \frac{I_{RL1}}{G_1} = \frac{I_1 + (-I_2)}{G_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_2)], \quad (2.17)$$

kde tato část odpovídá vyjádření rovnice (2.1) a může se bez problému sestavit dílčí GST pro první část, kde impedance Z_1 bude vyjádřena napětovým ztrátovým invertujícím integrátorem (viz obr. 2. 23).

Druhou část tvoří indukčnost L_1 :

$$U_{L1} = \frac{I_{RL1}}{\frac{1}{pL_1}} = \frac{I_1 + (-I_2)}{Y_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_2)], \quad (2.18)$$

kde tato část nesplňuje podmínky (tvar) podle rovnice (2.1), a proto se musí celá rovnice převést tak, aby byl přenos vyjádřen admitancí Y_1 následujícím postupem:

$$\frac{U_{L1}}{R_{N1}} = \frac{R_{N1} \cdot I_{RL1}}{R_{N1}^2}, \quad (2.19)$$

$$I_{UL1} = \frac{R_{N1}^2}{pL_1} \cdot U_{IRL1} = Y_1 \cdot U_{IRL1}. \quad (2.20)$$

Nyní se rovnice (2.20) může vykreslit do GST (viz obr. 2. 23), kde admitance Y_1 bude vyjádřena napětovým bezztrátovým neinvertujícím integrátorem.

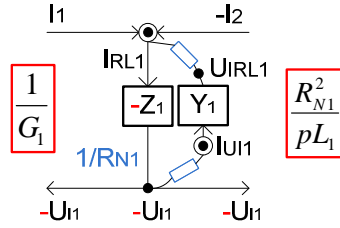
Hodnoty prvků pro jednotlivé integrátory budou vycházet z rovnice (2.6) charakterizující napěťový integrátor a rovnice (2.17) charakterizující první část neboli prvek R_1 :

$$C_{\text{int}} = 0 \text{ a } R_Z = R_1, \quad (2.21)$$

a rovnice (2.20) charakterizující druhou část:

$$R_{N1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_{\text{int}}}}. \quad (2.22)$$

V případě uvažování pouze o podélné indukčnosti L_1 se rezistor R_Z v rovnici (2.21) nepoužije.



Obr. 2. 23 Upravený GST pro příčný induktor L_1 .

Úplně stejně se bude provádět vykreslení GST pro podélné zapojení kapacitoru C_2 a rezistoru R_2 . Nejprve se rovnice (2.16) rozdělí na dvě části a poté, co každá část bude splňovat podmínku (tvar) podle rovnice (2.1), se vykreslí do společného GST. První část je definována rovnicí (2.23):

$$I_{C2} = \frac{U_{RC2}}{R_2} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_2)], \quad (2.23)$$

a druhá část je definována rovnicí (2.24):

$$I_{C2} = \frac{U_{RC2}}{\frac{1}{pC_2}} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_2)]. \quad (2.24)$$

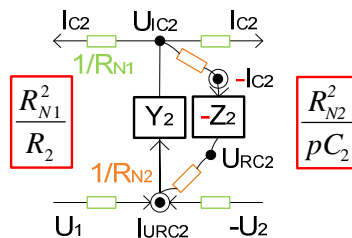
Oproti předchozímu příkladu zde budeme muset v obou rovnicích využít normovací rezistory. Rovnici (2.23) budeme upravovat normovacím rezistorem R_{N1} vzhledem k tomu, že sumaci napětí (druhý KZ) U_{RC2} potřebujeme převést na zdroj proudu I_{URC2} a uzel proudu I_{C2} na uzel napětí U_{IC2} :

$$U_{IC2} = \frac{R_{N1}^2}{R_2} I_{URC2}, \quad (2.25)$$

a rovnici (2.24) budeme upravovat normovacím rezistorem R_{N2} :

$$U_{IC2} = \frac{R_{N2}^2}{pC_2} I_{URC2}. \quad (2.26)$$

Vykreslení rovnic do GST je uvedeno jako obr. 2. 24.



Obr. 2. 24 Upravený GST pro podélný kapacitor C_2 .

Hodnoty prvků pro jednotlivé integrátory budou vycházet z rovnice (2.6) charakterizující napěťový integrátor a rovnice (2.25) charakterizující první část neboli prvek R_2 :

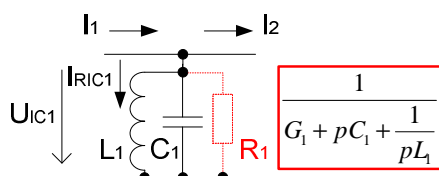
$$C_{\text{int}} = 0 \text{ a } R_Z = \frac{R_{N1}^2}{R_2}, \quad (2.27)$$

a rovnice (2.26) charakterizující druhou část:

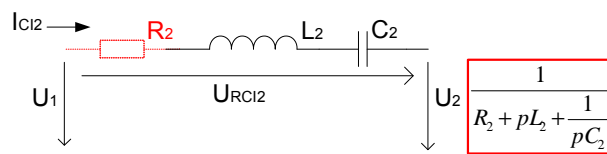
$$R_{N2} = R_{N1} \sqrt{\frac{C_2}{C_{\text{int}}}}. \quad (2.28)$$

V případě uvažování pouze o příčné kapacitě C_2 se rezistor R_Z v rovnici (2.27) nepoužije. Admitance Y_2 v *GST* (obr. 2. 24) bude realizována napěťovým ztrátovým neinvertujícím integrátorem a impedance Z_2 napěťovým bezeztrátovým invertujícím integrátorem.

Po provedení rozboru prvků a jejich kombinací vyskytujících se v zapojeních typu *DP* a *HP* již není problém aplikovat všechny výše uvedené principy pro zapojení prvků vyskytujících se na obr. 2. 8 a obr. 2. 9. Rozeberme si nejprve vykreslení prvků do *GST* vyplývající z obr. 2. 8 neboli *PP*. Jedná se o zapojení příčné paralelní kombinace induktoru L_1 a kapacitoru C_1 (viz obr. 2. 25) a podélné sériové kombinace kapacitoru C_2 a induktoru L_2 (viz obr. 2. 26).



Obr. 2. 25 Příčné paralelní zapojení induktoru L_1 a kapacitoru C_1 .



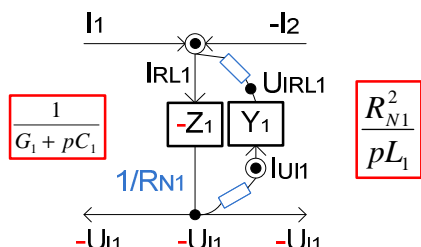
Obr. 2. 26 Podélné sériové zapojení induktoru L_2 a kapacitoru C_2 .

Vyjádření obvodové rovnice (2.29) odpovídá kombinaci uvedené na obr. 2. 25 a rovnice (2.30) odpovídá obr. 2. 26:

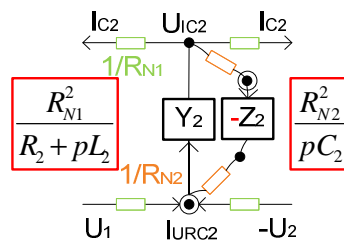
$$U_{LC1} = \frac{I_{RLC1}}{G_1 + pC_1 + \frac{1}{pL_1}} = \frac{I_1 + (-I_2)}{Y_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_2)], \quad (2.29)$$

$$I_{CL2} = \frac{U_{RCL2}}{R_2 + pL_2 + \frac{1}{pC_2}} = \frac{U_1 + (-U_2)}{Z_2} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_2)]. \quad (2.30)$$

Postup pro vyjádření *GST* je zcela totožný s postupem pro vyjádření prvků *DP* a *HP*.



Obr. 2. 27 Upravený *GST* pro obr. 2. 25.



Obr. 2. 28 Upravený *GST* pro obr. 2. 26.

Hodnoty prvků pro obr. 2. 27 udávají rovnice (2.31) a (2.32):

$$C_{\text{int}} = C_1 \text{ a } R_Z = R_1, \quad (2.31)$$

$$R_{N1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_{\text{int}}}}, \quad (2.32)$$

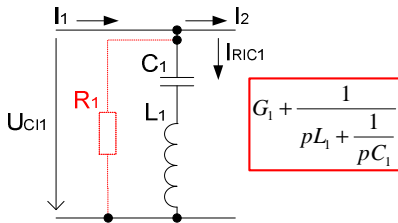
hodnoty prvků pro *obr. 2. 28* udávají rovnice (2.33) a (2.34):

$$R_{N1} = \sqrt{\frac{L_2}{C_{\text{int}}}} \text{ a } R_Z = \frac{R_{N1}^2}{R_2}, \quad (2.33)$$

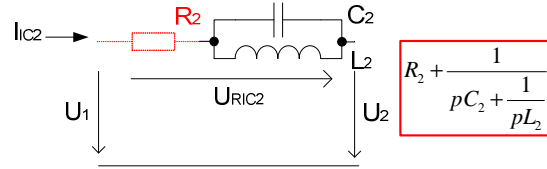
$$R_{N2} = R_{N1} \sqrt{\frac{C_2}{C_{\text{int}}}}. \quad (2.34)$$

V obou případech při uvažování pouze o akumulačních prvcích se rezistor R_Z nepoužije.

Posledními kombinacemi v zapojeních RLC příčkových filtrů (*obr. 2. 9*) je příčná sériová kombinace zapojení prvků L_1 a C_1 uvedena na *obr. 2. 29* a podélná paralelní kombinace zapojení prvků L_2 a C_2 , která je uvedena na *obr. 2. 30*.



Obr. 2. 29 Příčné sériové zapojení induktoru L_1 a kapacitoru C_1 .



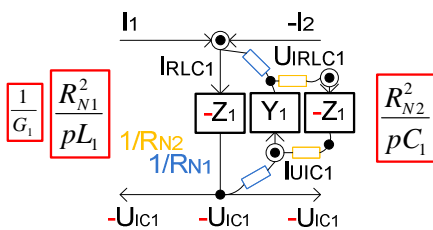
Obr. 2. 30 Podélné paralelní zapojení induktoru L_2 a kapacitoru C_2 .

Těmto zapojením odpovídají obvodové rovnice (2.35) pro *obr. 2. 29* a rovnice (2.36) pro *obr. 2. 30*:

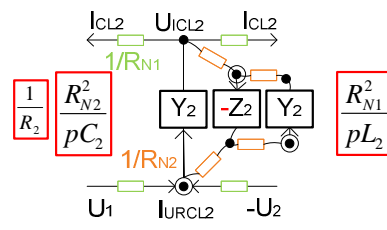
$$U_{LC1} = \frac{I_{RLC1}}{G_1 + \frac{1}{pL_1 + \frac{1}{pC_1}}} = \frac{I_1 + (-I_2)}{Y_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_2)], \quad (2.35)$$

$$I_{CL2} = \frac{U_{RCL2}}{R_2 + \frac{1}{pC_2 + \frac{1}{pL_2}}} = \frac{U_1 + (-U_2)}{Z_2} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_2)]. \quad (2.36)$$

Z obou rovnic vyplývá, že bude nutné rovnice rozdělit na tři části, ze kterých poté vyplynou výsledné GST (viz *obr. 2. 31* a *obr. 2. 32*).



Obr. 2. 31 Upravený GST pro *obr. 2. 29*.



Obr. 2. 32 Upravený GST pro *obr. 2. 30*.

Hodnoty prvků pro *obr. 2. 31* udávají rovnice (2.37) až (2.39):

$$C_{\text{int}} = 0 \text{ a } R_Z = R_1, \quad (2.37)$$

$$R_{N1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_{\text{int}}}}, \quad (2.38)$$

$$R_{N2} = R_{N1} \sqrt{\frac{C_1}{C_{\text{int}}}}, \quad (2.39)$$

hodnoty prvků pro *obr. 2. 32* udávají rovnice (2.40) až (2.42):

$$C_{\text{int}} = 0 \text{ a } R_Z = \frac{R_{N1}^2}{R_2}, \quad (2.40)$$

$$R_{N1} = \sqrt{\frac{L_2}{C_{\text{int}}}}, \quad (2.41)$$

$$R_{N2} = R_{N1} \sqrt{\frac{C_2}{C_{\text{int}}}}. \quad (2.42)$$

V obou případech při uvažování pouze akumulčních prvků se rezistor R_Z nepoužije.

Na základě výše uvedených definic *GST* pro jednotlivé prvky je možné navrhnout jakýkoliv *ARC LF* filtr vycházející z příčkových *RLC* filtrů, které mají výhody v malých citlivostech, dobré dynamiky přenosů, malého rozptylu hodnot a možnosti spojení s filtry *ASC*. 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. Příklady návrhů *ARC* filtrů vycházejících z příčkových a vázaných *RLC* filtrů budou uvedeny dále.

2.3 Realizace *ARC* filtrů navržených pomocí metody *Leap-Frog*

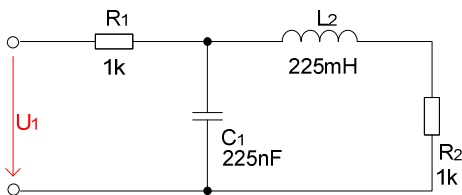
Návrh obecné metodiky syntézy filtru libovolné složitosti bude vycházet z návrhu metody *ARC* obvodu pro nejnižší možný řád filtru. Návrh filtrů *DP*, *HP* bude vycházet z návrhu filtrů 2. a 3. řádu. Pro *PP* a *PZ* budou návrhy vycházet z metody syntézy filtrů 4. a 6. řádu. Tyto obvody budou navrženy 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 bezetrátových integrátorů.

2.3.1 Návrh *DP* se zakončením typu *II* a *T*

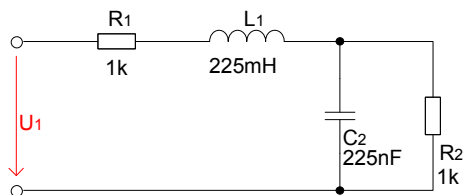
2.3.1.1 Návrh *DP* 2. řádu bez nul přenosu

Nejjednodušší postup návrhu pomocí metody *LF* představuje syntéza *DP* bez nul přenosu. Pro ilustraci je zde uveden kompletní návrh *DP* jak pro zakončení typu *II*, tak *T* včetně konkrétních numerických parametrů. Vstupní hodnoty pro návrh filtru byly zvoleny následovně: mezní kmitočet $F_M = 1 \text{ kHz}$, kmitočet potlačení $F_P = 5 \text{ kHz}$, zvlnění přenosu $K_{zv1} = -3 \text{ dB}$ a potlačení přenosu $K_{\text{pot}} = -20 \text{ dB}$ pro aproximaci typu *Butterworth*, zakončovací rezistory $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$.

Podle uvedených vstupních hodnot byl proveden výpočet *RLC* filtrů pro obě zakončení v programu *NAF* [11]. Konkrétní *RLC* obvody filtru *DP* jsou zobrazeny na *obr. 2. 33* a *obr. 2. 34*.

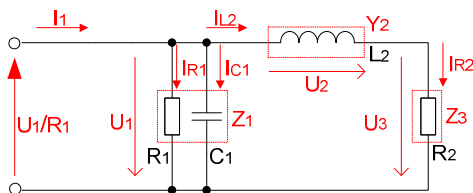


Obr. 2. 33 RLC filtr typu DP 2. řádu se zakončením typu Π (Butterworth).

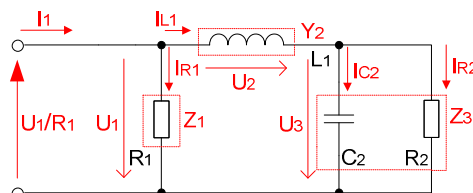


Obr. 2. 34 RLC filtr typu DP 2. řádu se zakončením typu T (Butterworth).

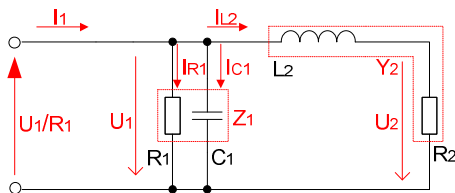
Před návrhem GST je nutné prvky rozdělit na impedanční Z (příčné) a admitanční Y (podélné) složky a tyto složky popsat rovnicemi pomocí *Ohmova* a *Kirchoffova* zákona, a také jak již bylo uvedeno v kapitole 2.2, pro určité případy je nutné realizovat ekvivalentní transformaci zdroje napětí U_1 na zdroj proudu I_1 pomocí přizpůsobovacího rezistoru R_1 . 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 Π je uvedeno na obr. 2. 35 a obr. 2. 37. Pro DP se zakončením typu T platí obr. 2. 36 a obr. 2. 38.



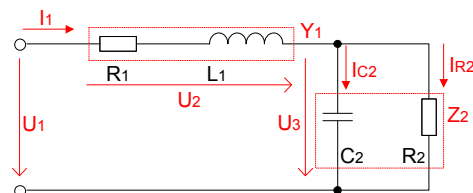
Obr. 2. 35 DP po rozdělení prvků a transformaci U_1 a R_1 , var.1 Π .



Obr. 2. 36 DP po rozdělení prvků a transformaci U_1 a R_1 , var.1 T .



Obr. 2. 37 DP po rozdělení prvků a transformaci U_1 a R_1 , var.2 Π .



Obr. 2. 38 DP po rozdělení prvků, var.2 T .

Na obrázcích je naznačeno principiální rozdělení stavebních prvků obvodu s patřičným vyznačením proudů a napětí na daných prvcích. Také je jednoznačně vyznačeno z kolika prvků (ztrátových či bezztrátových integrátorů) se bude obvod skládat. 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 podle postupu popsaného v kapitole 2.2.

Definujme si nejprve rovnice podle kapitoly 2.2 pro RLC obvod na obr. 2. 35 (DP se zakončením typu Π). Tomuto obvodu odpovídají rovnice (2.42 až 2.44). DP se zakončením typu T (obr. 2. 36) je popsána rovnicemi (2.45 až 2.47). Podle rozdělení prvků budou tyto obvody realizovány ztrátovými i bezztrátovými integrátory neboli jejich kombinace.

$$U_1 = \frac{I_{RC1}}{G_1 + pC_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_{L2})], \quad (2.42) \quad U_1 = \frac{I_{R1}}{G_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_{L1})], \quad (2.45)$$

$$I_{L2} = \frac{U_2}{pL_2} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_3)], \quad (2.43) \quad I_{L1} = \frac{U_2}{pL_1} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_3)], \quad (2.46)$$

$$U_3 = \frac{I_{R2}}{G_2} = Z_3 \cdot I_{L2}, \quad (2.44) \quad U_3 = \frac{I_{RC2}}{G_2 + pC_2} = Z_3 \cdot I_{L1}. \quad (2.47)$$

V případě realizace obvodu na *obr. 2. 37* by poté platily rovnice (2.42 a 2.48). Rovnice (2.47 a 2.49) platí pro obvod na *obr. 2. 38*. Obvody budou realizovány pouze ztrátovými integrátory.

$$I_{L2} = \frac{U_2}{R_2 + pL_2} = Y_2 \cdot U_2, \quad (2.48) \quad I_1 = \frac{U_2}{R_1 + pL_1} = Y_1 \cdot [U_1 + (-U_3)]. \quad (2.49)$$

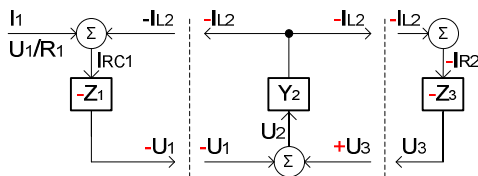
Pomocí výše zmíněných rovnic (2.42 až 2.44) vyjadřující napěťové a proudové poměry prvků *RLC* filtru je možné sestavit dílčí *GST*. Jejich složením vzniká kompletní *GST* charakterizující *ARC* obvod se zakončením typu *II* (viz *obr. 2. 39*). V tomto kompletním zapojení *GST* neodpovídají navzájem polaritě proudů a napětí při vzájemném propojení dílčích *GST*. Je zde nutné provést určité korekce v jednotlivých rovnicích. V rovnici (2.42) je nutné změnit znaménko přenosu $-Z_1$ a na druhé straně rovnice změnit také znaménko výstupního napětí $-U_1$. Druhá nutná změna je patrná z rovnice (2.43), kde se musí změnit znaménko u vstupních napětí $-U_1$ a U_3 a výstupních proudů $-I_{L2}$. V rovnici (2.44) charakterizující přenos impedance Z_3 bylo nutné změnit znaménka tak, aby polaritě *GST* byly shodné. Jednotlivé změny jsou na *obr. 2. 39* zobrazeny červeně a rovněž zobrazují, jaký blok musí být zapojen v invertujícím nebo neinvertujícím provedení.

Aby obvod byl realizovatelný dostupnými napěťovými integrátory, je zapotřebí v kompletním *GST* (*obr. 2. 39*) převést proudový uzel $-I_{L2}$ (2.43) na napěťový uzel a sumaci napětí (2. *KZ*) na zdroj proudu pomocí vhodného násobení (dělení) proudu a napětí zvoleným normovacím odporem R_{N1} (viz rovnice níže):

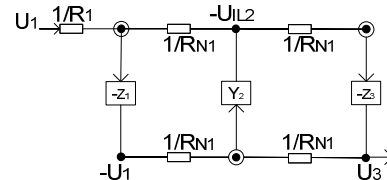
$$-R_{N1}I_{L2} = \frac{R_{N1}^2}{pL_2 R_{N1}} U_2, \quad (2.50)$$

$$-U_{IL2} = \frac{R_{N1}^2}{pL_2} I_{U2}, \quad (2.51)$$

Nyní je možné sestavit výsledný *GST* (viz *obr. 2. 40*), kde jsou pouze napěťové uzly realizované řízenými zdroji napětí a zbývající uzly mají nulové napětí a sčítají proudy [1].



Obr. 2. 39 Kompletní *GST* pro obvod na *obr. 2. 35*.



Obr. 2. 40 Kompletní *GST* po převodu zdroje napětí na zdroj proudu.

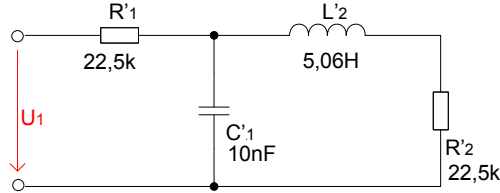
Před samotným vykreslením *ARC* obvodu je nutné vypočítat parametry stavebních prvků. Jak již bylo popsáno v kapitole 2.2, lze hodnoty prvků pro rezistory R_1 , R_2 a kapacitor C_1 (C_{int}) příslušného *ARC* obvodu převzít ze základního zapojení *RLC* filtru (*obr. 2. 33*). Vše záleží na tom, s jakým poměrem stavebních prvků k_C a případně normovaných řad pasivních součástek chceme pracovat. Pro snadný návrh je vhodné volit kapacitory podle řad *E12* a k nim dopočítávat příslušné rezistory. Vzhledem k potřebě nízkých citlivostí *ARC* obvodů je vhodné normování kompletního *RLC* obvodu podle hodnot krajních kapacit C_1 (pro zakončení typu *II*) vzhledem k tomu, že se tento prvek nevypočítává. Princip normování obvodu vychází z následujících vztahů. Nejprve je nutné vypočítat normovací koeficient K a to podle vztahu $K = C/C'$, kde C definuje původní hodnotu kapacitoru C_1 z *RLC* filtru a C' , námi požadovanou hodnotu kapacitoru C_{int} napěťového integrátoru. Ostatní pasivní součástky v *RLC* obvodu se přepočtou podle vztahů $R' = K \cdot R$ a $L' = K \cdot L$. Konkrétní příklad normování *RLC* obvodu pro *obr. 2. 33* odpovídá rovnicím (2.52 až 2.54):

$$K = \frac{C_1}{C'_1} = \frac{C_1}{C_{\text{int}}} = \frac{225n}{10n} = 22,5, \quad (2.52)$$

$$R'_{1,2} = K \cdot R_{1,2} = 22,5 \cdot 1000 = 22,5k\Omega, \quad (2.53)$$

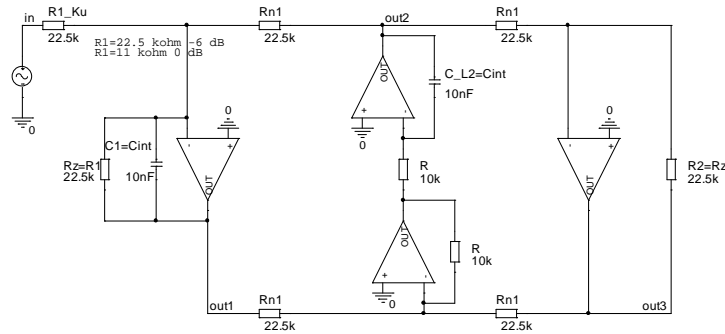
$$L'_2 = K \cdot L_2 = 22,5 \cdot 225m = 5,06H. \quad (2.54)$$

RLC obvod se zakončením typu Π s normovanými hodnotami prvků je uveden na obr. 2. 41.

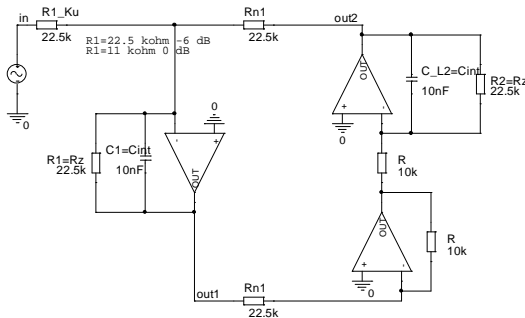


Obr. 2. 41 RLC filtr z obr. 2. 33 s normovanými hodnotami součástek.

S ohledem na zvolenou hodnotu kapacity $C'_1 = 10nF$ byly v tomto případě rezistory normovány na hodnoty $R'_{1,2} = 22,5k\Omega$. Hodnotu C_{L2} (C_{int}) napěťového integrátoru simulující inductor L_2 zvolíme shodně s C'_1 (C_{int}) vzhledem k rozptylu hodnot stavebních prvků k_C . Pro hodnoty normovaného rezistoru R_{N1} platí rovnice (2.12), kde $R_{N1} = \sqrt{(L_2 / C_{L2})} = \sqrt{(5,06 / 10n)} = 22,5k\Omega$. Pomocné rezistory R patřící k napěťovému integrátoru simulující inductor L_2 je možné volit libovolně např. $1k\Omega$ nebo $10k\Omega$. Z finálního GST a vypočtených hodnot součástek není problém vytvořit výsledné zapojení ARC obvodů. Zapojení ARC filtrů pro zakončení typu Π je i s hodnotami součástek uvedeno na obr. 2. 42 (var.1II), obr. 2. 43 (var.2II), kde vstup obvodu je vždy značen jako *in* a výstup obvodu jako *out* s nejvyšším indexem. Ostatní výstupy *out* v obvodu jsou uvedeny vzhledem k řešení problematiky dynamiky přenosů. V tomto případě není nutné upravovat dynamiku přenosů.

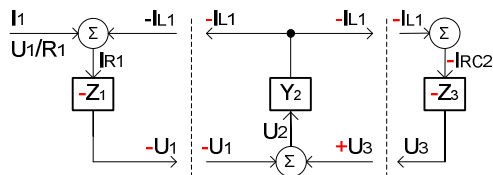


Obr. 2. 42 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 35 - DP 2. řádu zakončení typu Π , var.1II.

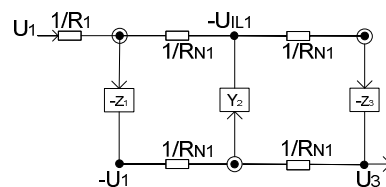


Obr. 2. 43 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 37 - DP 2. řádu zakončení typu Π , var.2II.

Stejným způsobem je možné postupovat i při realizaci ARC obvodu se zakončením typu *T*. Z rovnic (2.45 až 2.47), které popisují obvod na obr. 2. 36 byl vytvořen GST (viz obr. 2. 44), kde jsou zobrazeny úpravy jednotlivých rovnic pomocí červené barvy tak, aby si jednotlivé polaritty z dílčích GST odpovídaly. Stejně jako v předešlém případě je nutné převedení proudového uzlu $-I_{L1}$ (2.46) na napěťový uzel $-U_{IL1}$. Tyto změny jsou patrné na obr. 2. 44 a obr. 2. 45.

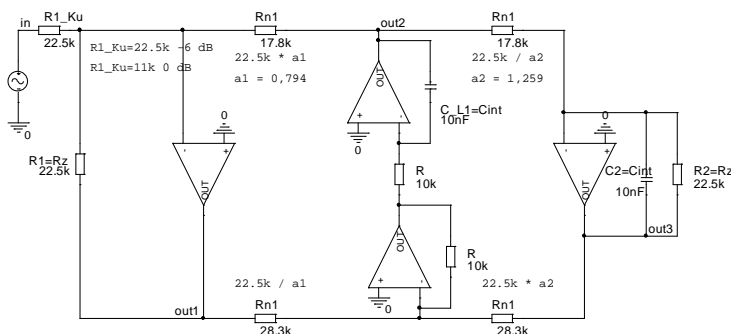


Obr. 2. 44 Kompletní GST pro obvod obr. 2. 36.



Obr. 2. 45 Kompletní GST po převodu zdroje napětí na zdroj proudu.

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. 46. I pro tento obvod bylo nutné normovat hodnoty RLC příčkového obvodu tak, aby hodnota kapacity C_2 byla rovna 10 nF . Rovnice, ze kterých vycházejí výpočty pro jednotlivé prvky, jsou uvedeny v kapitole 2.2.



Obr. 2. 46 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 36 - DP 2. řádu zakončení typu *T*, var.1*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 $a_2 = 1,259$ a výpočet rezistorů R_{N1} pro přímou cestu od vstupu k výstupu obvodu bude následovný (viz rovnice (2.55 a 2.56)):

$$R'_{N1} = a_1 \cdot R_{N1} = 0,794 \cdot 22,5k = 17,8k\Omega, \quad (2.55)$$

$$R'_{N1} = R_{N1} / a_2 = 22,5k / 1,259 = 17,8k\Omega. \quad (2.56)$$

V nepřímé (spodní) větvi se nejprve dělí konstantou a_1 a posléze násobí konstantou a_2 . Výpočet rezistorů R_{N1} je definován od vstupu k výstupu obvodu rovnicemi (2.57 a 2.58):

$$R'_{N1} = R_{N1} / a_1 = 22,5k / 0,794 = 28,3k\Omega, \quad (2.57)$$

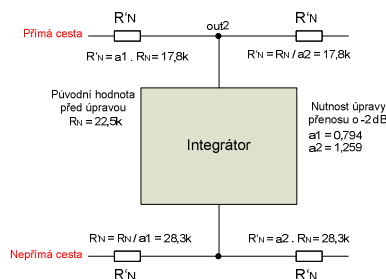
$$R'_{N1} = a_2 \cdot R_{N1} = 1,259 \cdot 22,5k = 28,3k\Omega. \quad (2.58)$$

Tím jsou všechna maxima přenosů v přijatelné mezi a obvod má dobrou dynamiku přenosů. Poslední úpravou u obou zapojení je určení celkového přenosu filtru. Je možné ponechat přenos odpovídající přenosu RLC filtru, tedy -6 dB nebo rezistor R_{1_Ku} násobit koeficientem K podle

požadovaného celkového přenosu. Kdyby byl požadovaný celkový přenos filtru 0 dB , odpovídající konstanta $K = 0,5$. Výpočet rezistoru R_{1_Ku} by byl dán rovnicí (2.59):

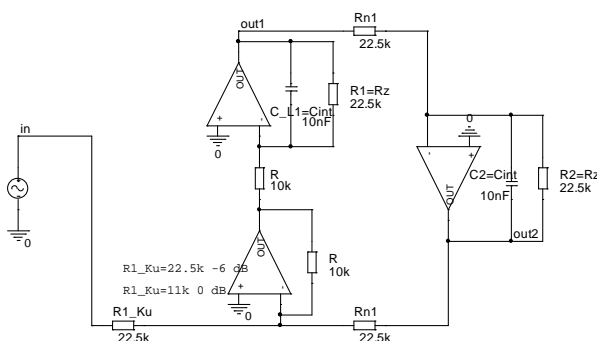
$$R'_1 = K \cdot R_1 = 0,5 \cdot 22,5k = 11,25k\Omega. \quad (2.59)$$

Princip úpravy dynamiky přenosu pro výstup *out2* (obr. 2. 46) je uveden na zjednodušeném obrázku zapojení části ARC filtru se zakončením typu *T* (viz obr. 2. 47).



Obr. 2. 47 Princip úpravy dynamiky přenosu pro *out2* - DP 2. řádu zakončení typu *T*.

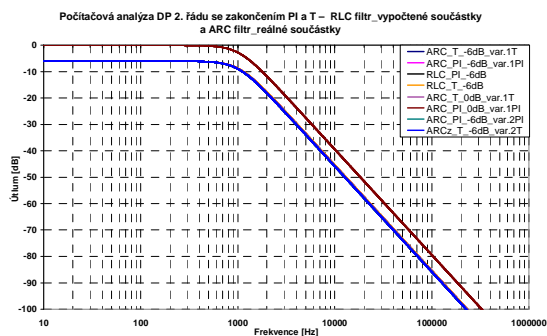
I pro tento typ zapojení je možné realizovat i druhý ARC obvod se zakončením typu *T*, který vychází z rozdělení prvků na obr. 2. 38. Obvod byl sestaven pouze ze ztrátových napět'ových integrátorů.



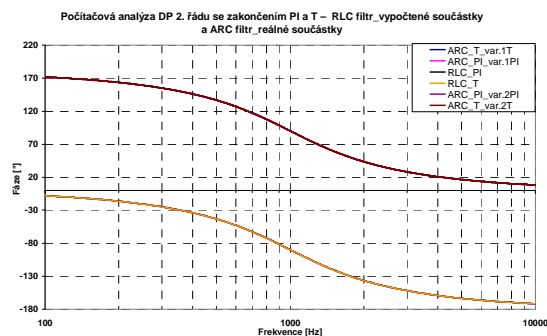
Obr. 2. 48 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 38 - DP 2. řádu zakončení typu *T*, var.2T.

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. 49 až obr. 2. 52). 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 (viz obr. 2. 49, obr. 2. 51 a obr. 2. 52). Modulové kmitočtové charakteristiky ARC obvodů jsou vždy vykresleny pro pokles 0 dB a -6 dB (pokles shodný s *RLC* obvody). Na obr. 2. 50 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° . Při požadavku naprosto shodné fáze se musí použít v obvodu další blok, čímž se dostáváme na rozdělení obvodu pomocí tří prvků. Tento fakt nám jednoznačně definuje korektní rozdělení prvků *RLC* obvodu na tři části, jak je uvedeno na obr. 2. 35 a obr. 2. 36. V případě realizace obvodu se čtyřmi prvky by opět docházelo k posunu fáze vůči *RLC* obvodům a zbytečnému zvyšování počtu OZ v obvodu.

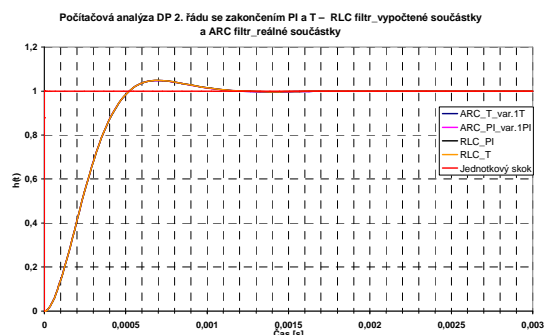
Poslední dvě analýzy zobrazují dynamiku přenosů pro ARC obvody uvedené na obr. 2. 42 a obr. 2. 46. Pro obvod se zakončením typu *II* (obr. 2. 42) nebylo nutné upravovat dynamiku přenosů (viz obr. 2. 53). Ohledně dynamiky přenosů v obvodu se zakončením typu *T* (obr. 2. 46) je možné snížit o -2 dB přenos na výstupu *out2*. Postup úpravy dynamiky přenosů byl popsán výše. Zobrazení výsledků počítačové analýzy po úpravě dynamiky přenosů je uvedeno na obr. 2. 54.



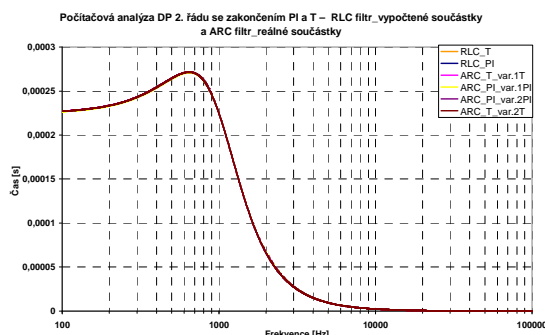
Obr. 2. 49 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.



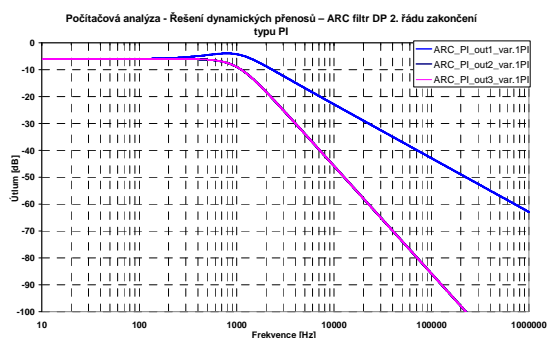
Obr. 2. 50 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - fázová kmitočtová charakteristika.



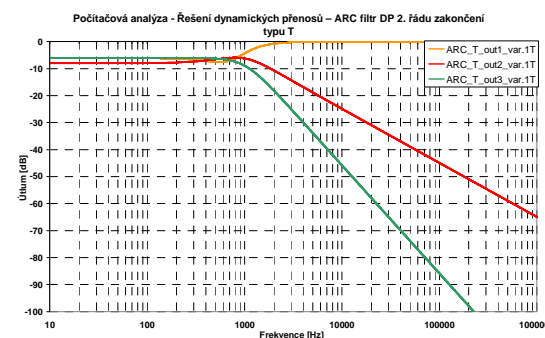
Obr. 2. 51 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - odezva na jednotkový skok.



Obr. 2. 52 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - skupinové zpoždění.

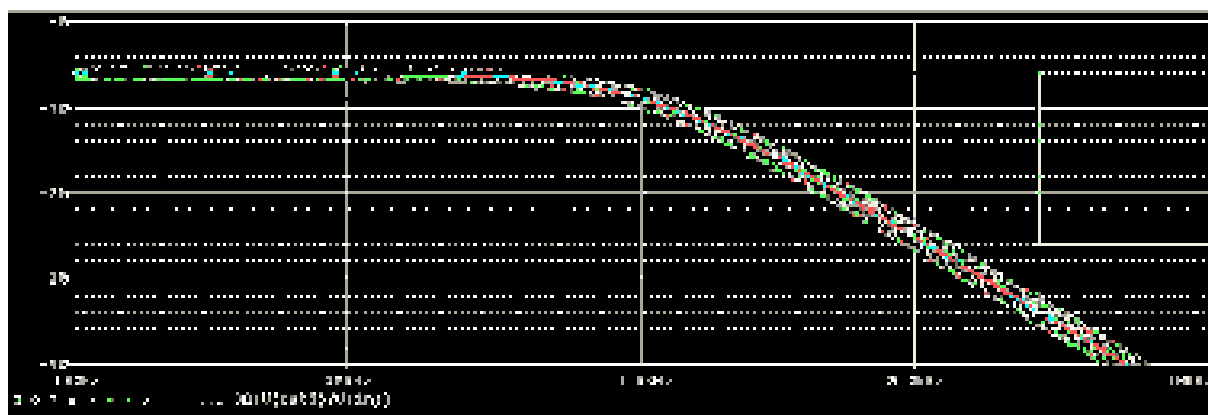


Obr. 2. 53 Počítačová analýza dynamiky přenosů pro obr. 2. 42.

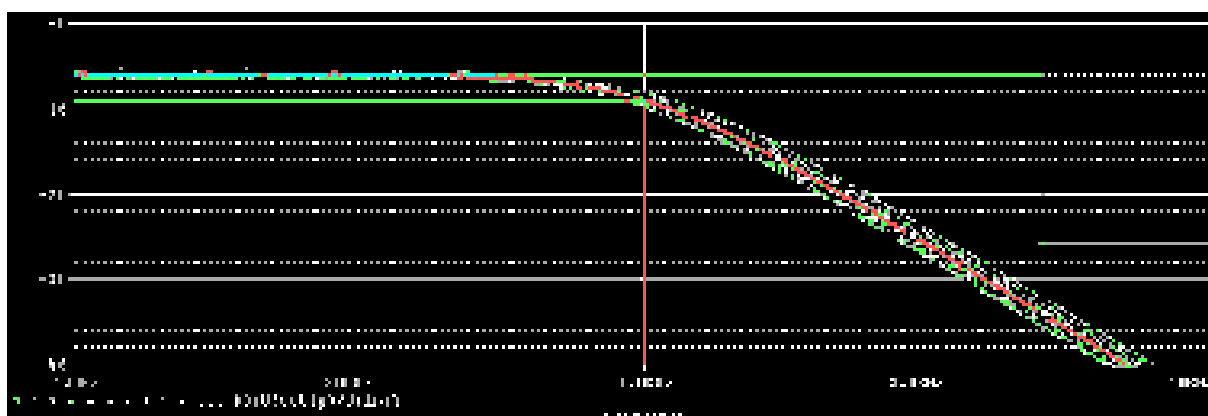


Obr. 2. 54 Počítačová analýza po úpravě dynamiky přenosů pro obr. 2. 46.

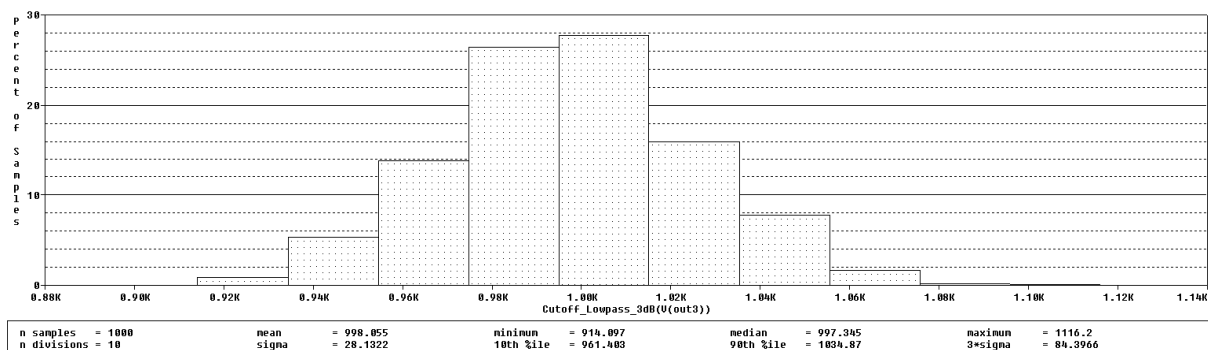
Pro porovnání vlastností RLC a ARC obvodů byly provedeny také počítačové citlivostní analýzy (viz obr. 2. 55 a obr. 2. 56). Rozptyl součástek byl zvolen 5 % pro rezistory a 10 % pro kapacitory. Již z těchto obrázků je patrné, že RLC obvod vykazuje menší citlivosti oproti ARC obvodu. Pro určení rozdílu mezi jednotlivými citlivostními charakteristikami byl zvolen histogram, který nám zobrazuje variabilitu F_M pro pokles -3 dB od mezního kmitočtu (viz obr. 2. 57 až obr. 2. 60). Kompletní citlivostní počítačová analýza ARC a RLC obvodů byla realizována s reálnými OZ (CLC440/CL [60]) a součástkami z řady E12. Citlivostní analýza byla provedena v programu [51]. Nastavení bylo prováděno pomocí analýzy Monte Carlo pro následující proměnné: Number of runs = 1000, Use distribution = Gaussian, Random number seed = 10. Výsledné parametry z těchto počítačových analýz jsou jednak uvedeny v souhrnné tabulce níže, ale také jsou uvedeny u jednotlivých histogramů. Toto nastavení pro počítačovou analýzu Monte Carlo je platné pro všechny níže uvedené obvody, stejně tak rozptyl stavebních součástek a použití reálného OZ.



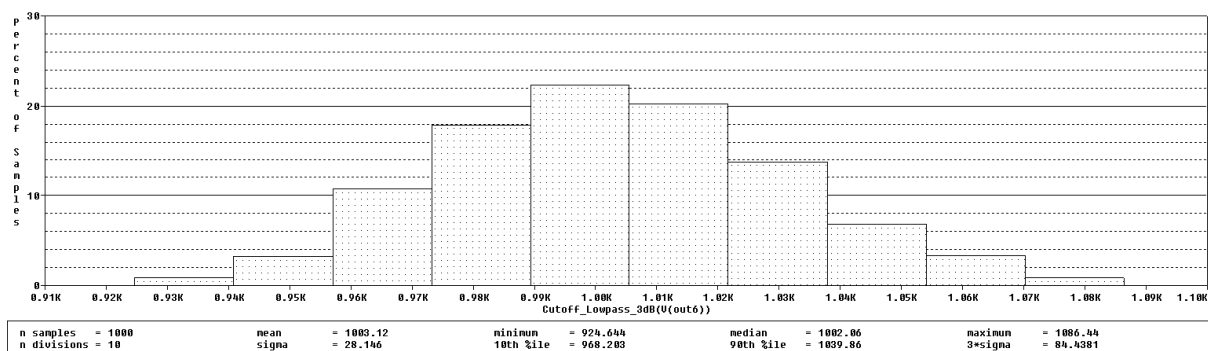
Obr. 2. 55 Počítačová citlivostní analýza přenosů ARC filtru (obr. 2. 42) se zakončením typu Π - var.1 Π .



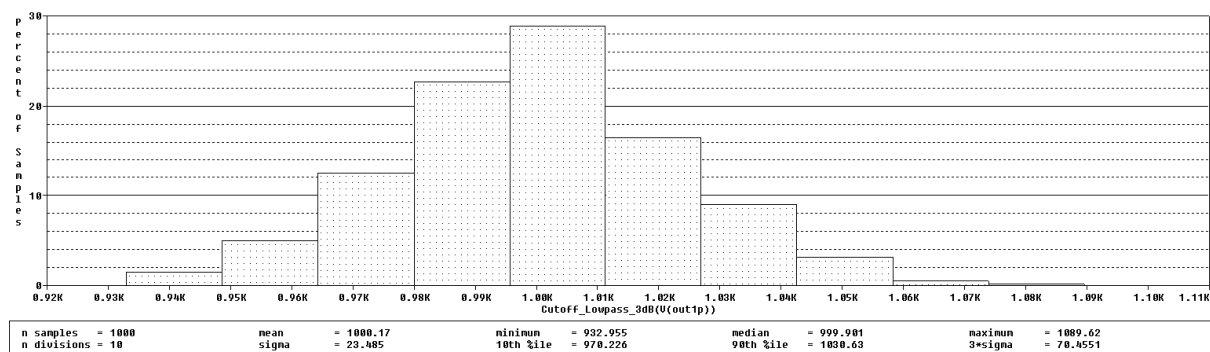
Obr. 2. 56 Počítačová citlivostní analýza přenosů RLC filtru se zakončením typu Π .



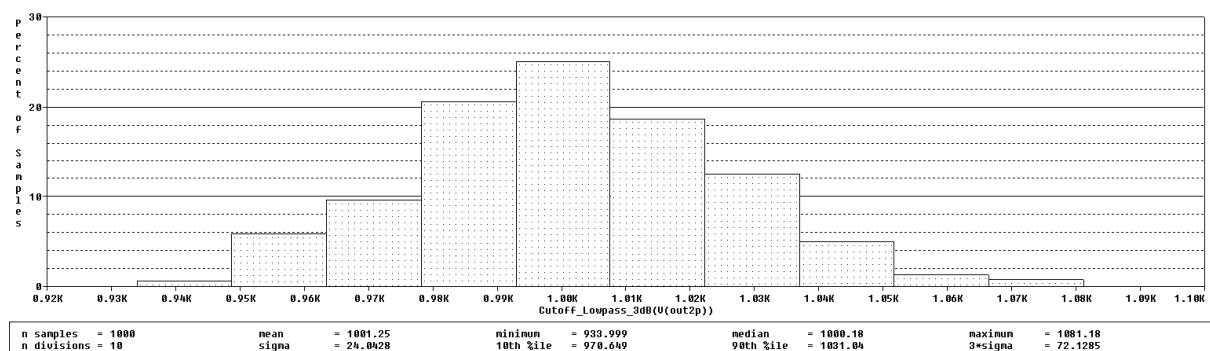
Obr. 2. 57 Počítačová citlivostní analýza přenosů ARC filtru (obr. 2. 42) se zakončením typu Π - histogram, var.1 Π .



Obr. 2. 58 Počítačová citlivostní analýza přenosů ARC filtru (obr. 2. 46) se zakončením typu T - histogram, var.1 T .



Obr. 2. 59 Počítačová citlivostní analýza přenosů RLC filtru se zakončením typu Π - histogram.



Obr. 2. 60 Počítačová citlivostní analýza přenosů RLC filtru se zakončením typu T - histogram.

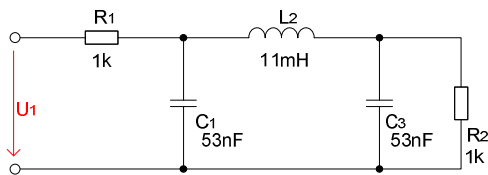
Závěrem k obvodům navrženým metodou LF lze říci, že realizace pomocí čtyř OZ se vyznačuje shodnými přenosovými charakteristikami jako mají RLC příčkové filtry. Lze také realizovat ARC filtry pomocí tří OZ , kde ovšem musíme počítat s posuvem fáze o 180° vůči RLC filtrům. Porovnáním výstupních dat z histogramu pro ARC filtry se dá říci, že nepatrně lépe vychází ARC obvod se zakončením typu Π realizovaný pomocí čtyř OZ (obr. 2. 42). Má menší směrodatnou odchylku ($\sigma = 28,13$) než ostatní ARC obvody a i průměr se více přibližuje požadované hodnotě. Jelikož ARC filtry vykazují malé rozdíly, dá se říci, že všechny varianty ARC filtrů vykazují stejné parametry vycházející z citlivostních analýz a v porovnání s RLC filtry vykazují o trochu horší citlivosti (parametry). RLC filtry vykazují menší směrodatnou odchylku a to přibližně o 5 ($\sigma = 23,49$) a i průměrná hodnota se více přibližuje požadované hodnotě. Parametry jsou uvedeny v souhrnné tabulce (viz tab. 2. 1). Poměry stavebních prvků pro DP jsou následující: $k_R = 2,25$; $k_C = 1$ (pro zapojení na obr. 2. 42) a $k_R = 2,83$; $k_C = 1$ (pro zapojení na obr. 2. 46).

	Mean [Hz]	Sigma	Minimum [Hz]	Maximum [Hz]
ARC filtr $\Pi_{var.1\Pi}$	998,1	28,13	914,1	1116,2
ARC filtr $T_{var.1T}$	1003,1	28,15	924,6	1086,4
ARC filtr $\Pi_{var.2\Pi}$	998,0	28,50	921,8	1111,3
ARC filtr $T_{var.2T}$	1002,6	29,50	921,8	1101,3
RLC filtr Π	1000,2	23,49	932,9	1089,6
RLC filtr T	1001,2	24,04	933,9	1081,2

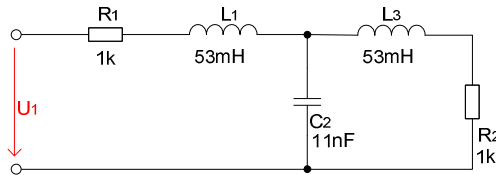
Tab. 2. 1 Výstupní data z počítačové citlivostní analýzy.

2.3.1.2 Návrh DP 3. řádu bez nul přenosu

Jako další příklad návrhu filtrů pomocí metody LF byla použita DP 3. řádu, realizována pomocí aproximace typu Čebyšev. Tento filtr je navržen pro vstupní hodnoty: $F_M = 10$ kHz, $F_P = 15$ kHz, $K_{zvl} = -3$ dB, $K_{pot} = -15$ dB, oboustranné zakončení $R_1 = R_2 = 1$ k Ω . Vstupním hodnotám odpovídají RLC příčkové obvody na obr. 2. 61 a obr. 2. 62 navržené pomocí programu NAF [11].

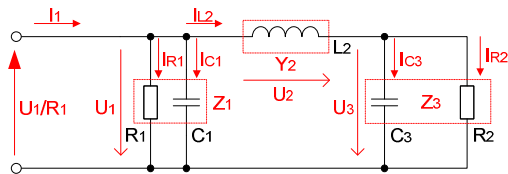


Obr. 2. 61 RLC filtr typu DP 3. řádu se zakončením typu Π (Čebyšev).

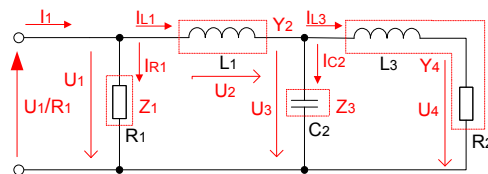


Obr. 2. 62 RLC filtr typu DP 3. řádu se zakončením typu T (Čebyšev).

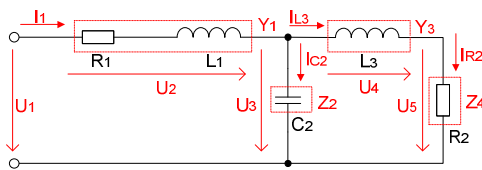
Prvky v těchto obvodech je nutné opět rozdělit na impedanční a admitanční složky tak, aby šly vytvořit *GST* a následně *ARC* obvody. Pro RLC obvod se zakončením typu Π je varianta rozdělení prvků patrná na obr. 2. 63 a pro zakončení typu T jsou až čtyři možné varianty zapojení zobrazeny na obr. 2. 64 až obr. 2. 67. Vždy se jedná o různé kombinace ztrátových a bezztrátových prvků.



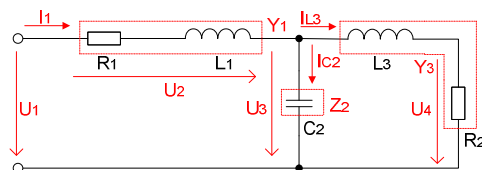
Obr. 2. 63 DP po rozdělení prvků a transformaci, var.1 Π .



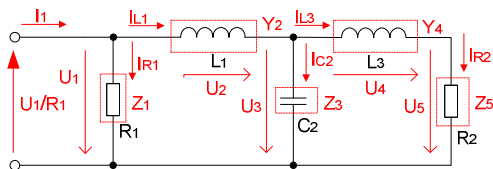
Obr. 2. 64 DP po rozdělení prvků a transformaci, var.1 T .



Obr. 2. 65 DP po rozdělení prvků, var.2 T .



Obr. 2. 66 DP po rozdělení prvků, var.3 T .



Obr. 2. 67 DP po rozdělení prvků a transformaci, var.4 T .

Pro rozdělení prvků na obr. 2. 63 (DP se zakončením typu Π) odpovídají rovnice (2.60 až 2.62) a pro DP se zakončením typu T (obr. 2. 64) jsou definovány rovnice (2.63 až 2.66):

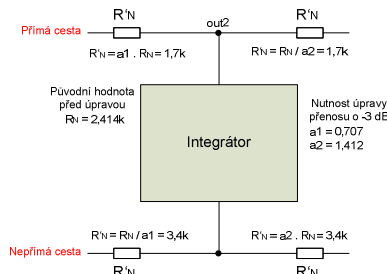
$$U_1 = \frac{I_{RC1}}{G_1 + pC_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_{L2})], \quad (2.60) \quad U_1 = \frac{I_{R1}}{G_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_{L1})], \quad (2.63)$$

$$I_{L2} = \frac{U_2}{pL_2} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_3)], \quad (2.61) \quad I_{L1} = \frac{U_2}{pL_1} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_3)], \quad (2.64)$$

$$U_3 = \frac{I_{RC3}}{G_2 + pC_3} = Z_3 \cdot I_{L2}, \quad (2.62) \quad U_3 = \frac{I_{C2}}{pC_2} = Z_3 \cdot [I_{L1} + (-I_{L3})], \quad (2.65)$$

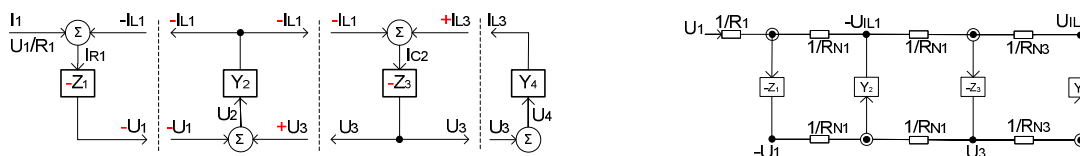
$$I_{L3} = \frac{U_4}{R_2 + pL_3} = Y_4 \cdot U_3. \quad (2.66)$$

Výsledných hodnot bylo docíleno nejprve normováním původního RLC obvodu tak, aby hodnoty kapacit byly rovny 10 nF , a tím byl rozptýl stavebních prvků $k_C = 1$ a také podle rovnic pro výpočty odvozených v kapitole 2.2. V dalším kroku bylo nutné provést počítačovou analýzu a zkontrolovat dynamiku přenosů na jednotlivých výstupech obvodu. Princip úpravy dynamiky přenosů pro výstup *out2* (obr. 2. 70) je uveden na zjednodušeném obrázku (viz obr. 2. 71), kde bylo nutné snížit přenos na výstupu *out2* o -3 dB .



Obr. 2. 71 Princip úpravy dynamiky přenosu pro *out2* - DP 3. řádu zakončení typu Π .

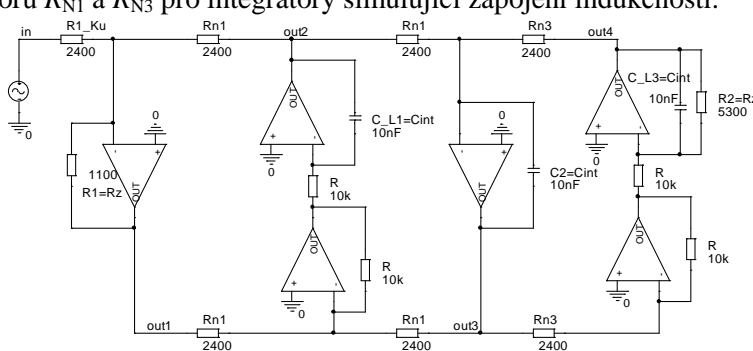
Nyní si můžeme definovat zapojení ARC filtru i pro zakončení typu T podle uvedených rovnic (2.63 až 2.66) a obr. 2. 64. Kompletní GST složený z dílčích GST je uveden na obr. 2. 72 a jeho modifikace po převodu zdrojů napětí na zdroje proudu je uvedena na obr. 2. 73.



Obr. 2. 72 Kompletní GST pro obvod na obr. 2. 64.

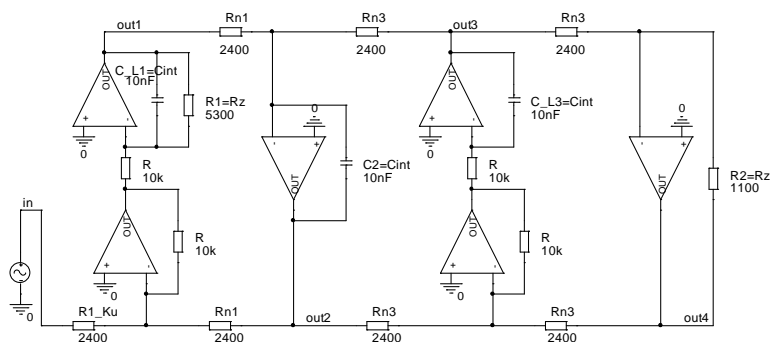
Obr. 2. 73 Kompletní GST po převodu zdroje napětí na zdroj proudu.

V tomto případě ARC obvod bude realizovaný pomocí čtyř integrátorů, jak je patrné z finálního GST, ze kterého bylo navrženo výsledné zapojení ARC filtru uvedené na obr. 2. 74. Pro tento obvod nebylo nutné upravovat dynamiku přenosů. Výsledné hodnoty byly získány nejprve pomocí normování původních hodnot součástí RLC filtru tak, aby hodnoty kapacit byly rovny 10 nF , a tím byl zvolen rozptýl stavebních prvků $k_C = 1$ a také použitím rovnice pro výpočet normovacích rezistorů R_{N1} a R_{N3} pro integrátory simulující zapojení indukčnosti.

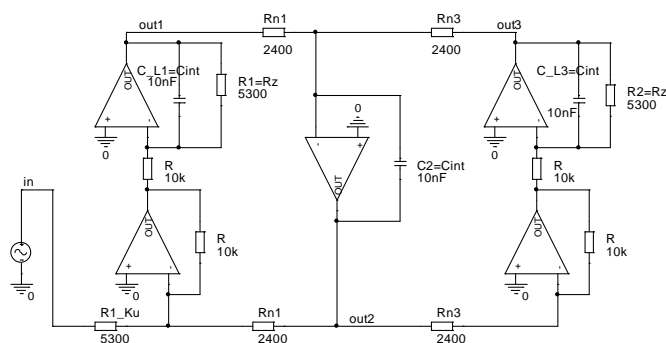


Obr. 2. 74 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 64 - DP 3. řádu zakončení typu T , var.1T.

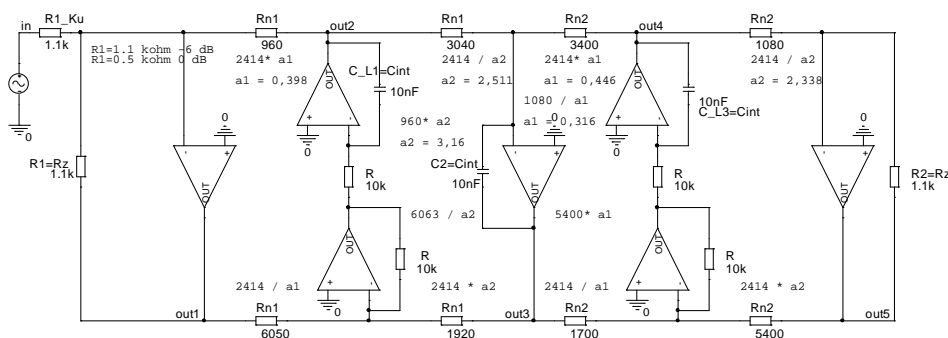
Vzhledem k tomu, že je nutné provést porovnání vlastností ARC obvodů vycházejících z rozdělení prvků, jsou zde uvedeny i další příklady ARC obvodů se zakončením typu T (viz příklady na obr. 2. 75 až obr. 2. 77). Tyto příklady ARC filtrů vycházejí z rozdělení prvků v obvodu RLC filtru se zakončením typu T (viz obr. 2. 65 až obr. 2. 67).



Obr. 2. 75 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 65 - DP 3. řádu zakončení typu *T*, var.2*T*.

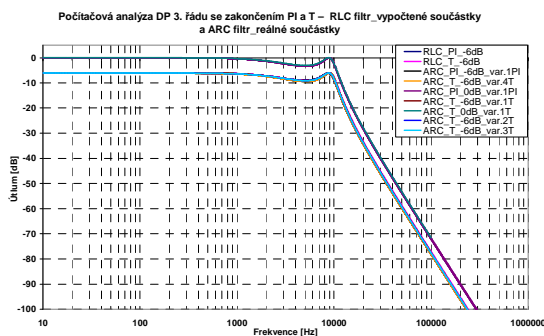


Obr. 2. 76 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 66 - DP 3. řádu zakončení typu *T*, var.3*T*.

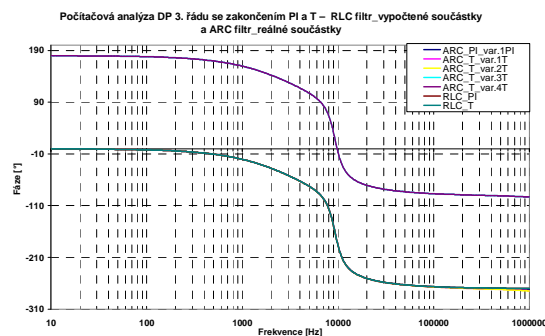


Obr. 2. 77 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 67 - DP 3. řádu zakončení typu *T*, var.4*T*.

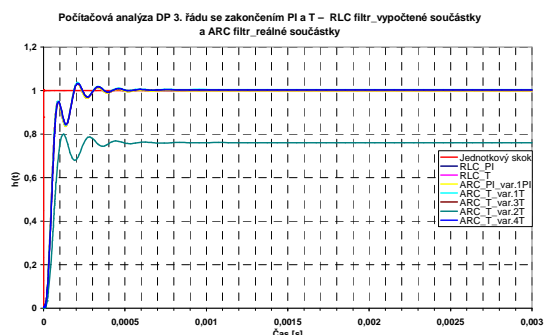
Nyní již zbývá provedení počítačových analýz k ověření parametrů všech ARC obvodů vůči parametrům *RLC* obvodů. Výsledné zobrazení modulových kmitočtových charakteristik jak *RLC*, tak i ARC obvodů je patrné na obr. 2. 78 a tato charakteristika je pro všechny ARC a *RLC* obvody naprosto shodná. Jako další ze základních charakteristik je uvedena fázová kmitočtová charakteristika (obr. 2. 79), která zobrazuje fázový posun o 180° pro varianty var.3*T* a var.4*T* ARC obvodů vůči ostatním *RLC* a ARC obvodům. Odezva na jednotkový skok je uvedena na obr. 2. 80 a skupinové zpoždění na obr. 2. 81. Z těchto charakteristik vyplývá, že ARC obvod se zakončením typu Π var.1*II* a ARC obvod se zakončením typu *T* var.1*T* vykazují zcela identické parametry jako *RLC* obvody, což nám tvoří základní podmínky k vytváření programu pro výpočet ARC LF filtrů. Charakteristiky na obr. 2. 82 a obr. 2. 83 zobrazují přenosy po úpravě dynamiky přenosů pro jednotlivé výstupy ARC filtrů uvedených na obr. 2. 70 a obr. 2. 74. Pro porovnání vlastností obou typů zakončení ARC a *RLC* filtrů je opět možné vytvořit citlivostní analýzu s Gaussovým rozložením tolerancí součástek stejně jako v předchozím případě. Výstupem jsou poté grafy, které jsou uvedeny v příloze 1. Pro přesné definování vlivu citlivostí součástek na parametry obvodu byl jako výstup počítačových analýz zvolen histogram (viz příloha 1). Výsledky z těchto analýz jsou uvedeny v souhrnné tabulce tab. 2. 2.



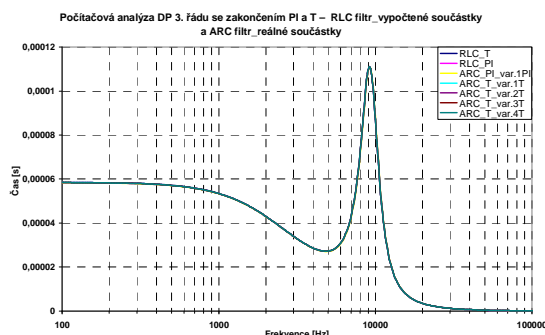
Obr. 2. 78 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.



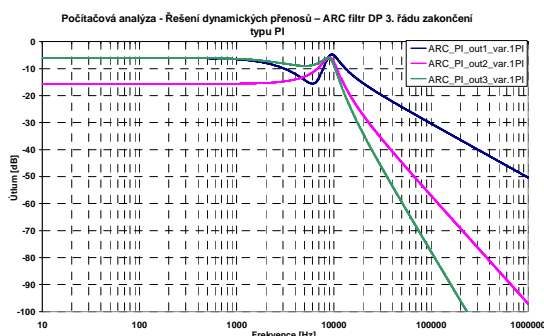
Obr. 2. 79 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - fázová kmitočtová charakteristika.



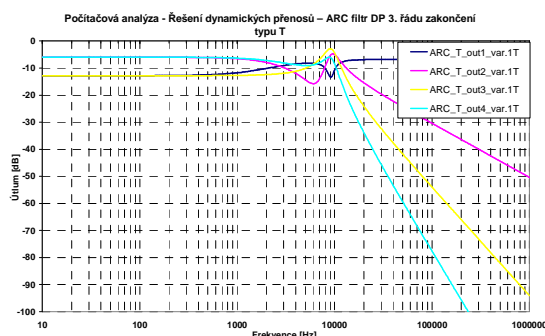
Obr. 2. 80 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - odezva na jednotkový skok.



Obr. 2. 81 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - skupinovému zpoždění.



Obr. 2. 82 Počítačová analýza dynamiky přenosů pro zakončení typu Π .



Obr. 2. 83 Počítačová analýza po úpravě dynamiky přenosů pro zakončení typu T .

Z výsledků počítačových citlivostních analýz vyplývá, že filtr ARC se zakončením typu T (*var.1T*) vykazuje lepší parametry než filtr ARC se zakončením typu Π (*var.1\Pi*). RLC filtry mají srovnatelné parametry a při porovnání s ARC filtry ukazují opět menší citlivosti. Základní parametry jsou uvedeny v tab. 2. 2.

Z předchozího textu vyplývá, že při návrhu DP bez nul přenosu je rozhodující, s jakým rozdělením prvků v RLC obvodech chceme pracovat. Jednak má toto rozdělení vliv na parametry obvodu a také na počet OZ v obvodu. Počet OZ pro jednotlivé řády filtru a typ zakončení filtru udává tab. 2. 3, která byla odvozena pomocí výše uvedených příkladů DP 2. a 3. řádu. Pro sudé řády nezáleží, která varianta zakončení je použita, obě vyžadují stejný počet OZ a srovnatelné parametry. Pro liché řády je výhodnější realizace se zakončením typu Π vzhledem k nižšímu počtu OZ potřebných k realizaci daného filtru. Ovšem při této realizaci musíme počítat s o něco horšími parametry než u realizace ARC filtru se zakončením typu T .

Poměry stavebních prvků v ARC obvodech jsou následující: $k_R = 5,9$ a $k_C = 1$ pro zapojení na obr. 2. 70 a $k_R = 9,1$ a $k_C = 1$ pro zapojení na obr. 2. 74.

	<i>Mean [Hz]</i>	<i>Sigma</i>	<i>Minimum [Hz]</i>	<i>Maximum [Hz]</i>
ARC filtr $\Pi_{var.1\Pi}$	10232,0	252,24	9573,5	11182,0
ARC filtr $T_{var.1T}$	10166,4	222,71	9555,1	10864,1
ARC filtr $\Pi_{var.2T}$	10176,5	248,20	9395,2	10989,1
ARC filtr $T_{var.3T}$	10186,8	243,52	9473,5	10931,3
ARC filtr $T_{var.4T}$	10157,6	236,35	9301,2	11045,3
RLC filtr Π	10175,4	200,27	9566,2	10852,7
RLC filtr T	10181,7	201,88	9643,7	10903,8

Tab. 2. 2 Výstupní data z počítačové citlivostní analýzy.

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. ARC obvody (obr. 2. 43, obr. 2. 70) byly prakticky realizovány z důvodů ověření skutečných parametrů obvodů a jejich srovnání s výsledky počítačových analýz (viz kapitola 2.7).

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)

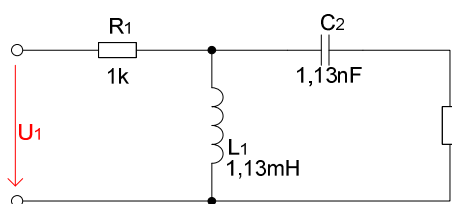
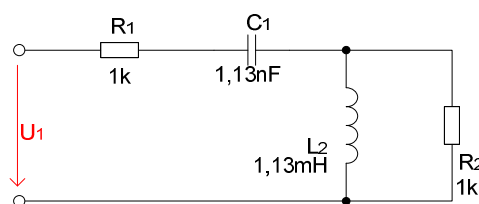
Tab. 2. 3 Přehled minimálního a optimálního počtu OZ pro patřičný řád filtru typu DP.

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

2.3.2 Návrh HP se zakončením typu Π a T

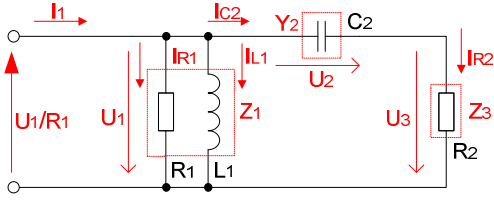
2.3.2.1 Návrh HP 2. řádu bez nul přenosu

Podobným způsobem jako byl realizován návrh DP, je možné realizovat návrh zapojení pro HP. Vstupní parametry pro HP 2. řádu pro aproximaci typu Butterworth byly zvoleny takto: $F_M = 100 \text{ kHz}$, $F_P = 30 \text{ kHz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$, $K_{pot} = -20 \text{ dB}$, oboustranné zakončení $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Výsledná schémata RLC přičkových prototypů filtrů získána pomocí programu NAF [11], jsou zobrazena na obr. 2. 84 a obr. 2. 85.

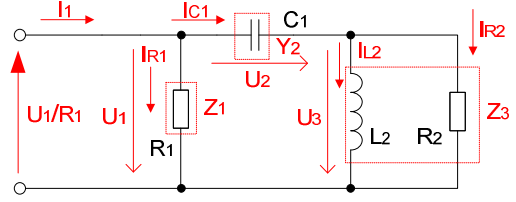

Obr. 2. 84 RLC filtr typu HP 2. řádu se zakončením typu Π (Butterworth).

Obr. 2. 85 RLC filtr typu HP 2. řádu se zakončením typu T (Butterworth).

Stejně jako v předešlých případech je nutné prvky v RLC obvodech vhodně rozdělit na impedanční složky Z a admitanční složky Y a tyto složky popsat rovnicemi, ze kterých budou vycházet dílčí GST. RLC obvod se zakončením typu Π (obr. 2. 84) byl rozdělen na dvě varianty zobrazující možnosti rozdělení prvků (viz obr. 2. 86 a obr. 2. 88). Možnosti rozdělení prvku pro RLC obvod se zakončením typu T jsou uvedeny na obr. 2. 87 a obr. 2. 89. Rozdělení prvků na čtyři složky není uvedeno. V tomto případě by opět docházelo k posuvům fáze vůči původním RLC obvodům

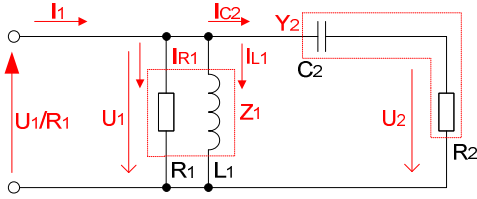
a rovněž nárustu OZ v obvodu, což by vedlo k neoptimálnímu návrhu daného obvodu. Ideální počet OZ v obvodu bude uveden v souhrnné tabulce dále.



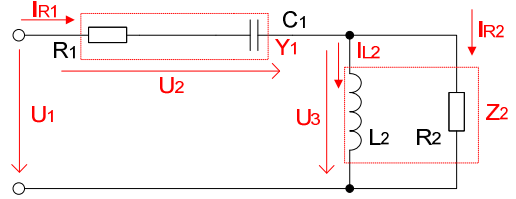
Obr. 2. 86 HP po rozdělení prvků a transformaci U_1 a R_1 , var. 1Π .



Obr. 2. 87 HP po rozdělení prvků a transformaci U_1 a R_1 , var. $1T$.



Obr. 2. 88 HP po rozdělení prvků a transformaci U_1 a R_1 , var. 2Π .



Obr. 2. 89 HP po rozdělení prvků, var. $2T$.

Obvodové rovnice pro zapojení na obr. 2. 86 jsou definovány vztahy (2.74 až 2.76):

$$U_1 = \frac{I_{RL1}}{G_1 + \frac{1}{pL_1}} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_{C2})]; \quad I_{U1} = Y_1 \cdot U_{IRL1}, \quad (2.74)$$

$$I_{C2} = \frac{U_2}{\frac{1}{pC_2}} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_3)]; \quad U_{IC2} = Z_2 \cdot I_{U2}, \quad (2.75)$$

$$U_3 = \frac{I_{R2}}{G_2} = Z_3 \cdot I_{C2}. \quad (2.76)$$

Obvodové rovnice pro RLC obvod uvedený na obr. 2. 87 jsou dány vztahy (2.77 až 2.79):

$$U_1 = \frac{I_{R1}}{G_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_{C1})], \quad (2.77)$$

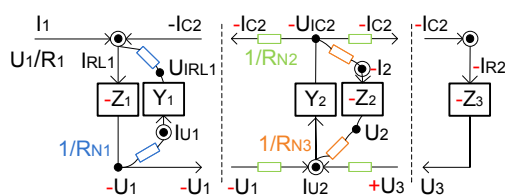
$$I_{C1} = \frac{U_2}{\frac{1}{pC_1}} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_3)]; \quad U_{IC1} = Z_2 \cdot I_{U2}, \quad (2.78)$$

$$U_3 = \frac{I_{RL2}}{G_2 + \frac{1}{pL_2}} = Z_3 \cdot I_{C1}; \quad I_{U3} = Y_3 \cdot U_{IRL2}, \quad (2.79)$$

Pro zbylé příklady rozdělení prvků (viz obr. 2. 88 a obr. 2. 89) nebyly již odvozeny obvodové rovnice, ale byl pouze sestaven finální ARC obvod a byly ověřeny jeho obvodové parametry.

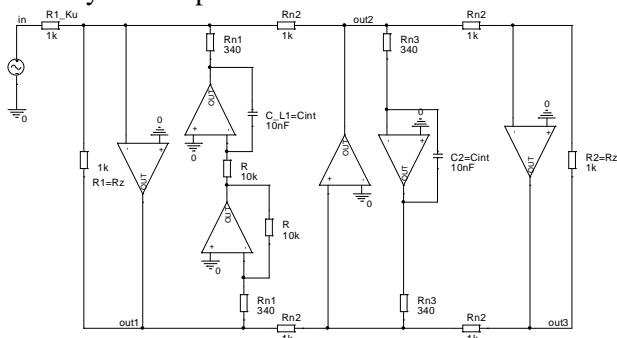
Vytvoření kompletního GST pro obvod na obr. 2. 86 se realizuje tak, že jednotlivé složky obsažené v RLC obvodu se nahradí dílčími GST a do dílčích grafů se doplní proměnné z rovnic. Poté vznikne celkový GST, který je i se změnami polarit veličin uveden na obr. 2. 90. Kompletní postup

vytváření dílčích *GST* i s odvozením hodnot pro prvky napětového integrátoru byl uveden v kapitole 2.2.



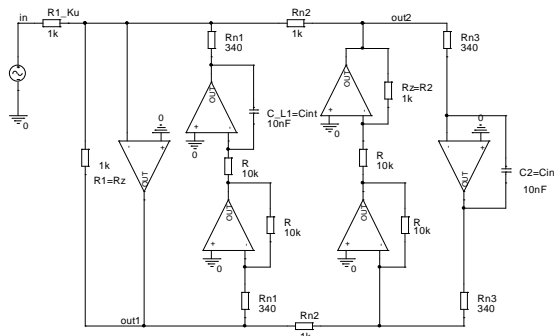
Obr. 2. 90 Kompletní GST pro obvod na *obr. 2. 86*.

Výsledné zapojení ARC filtru typu *HP 2.* řádu se zakončením typu *II* je patrné na *obr. 2. 91*. Uvedený ARC filtr je zobrazen i s vypočtenými hodnotami součástí podle *kapitoly 2.2*. Pro tento obvod nabylo nutné upravovat dynamiku přenosů.



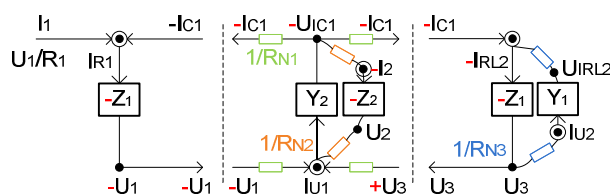
Obr. 2. 91 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle *obr. 2. 86 - HP 2. řádu zakončení typu Π, var. 1Π.*

Stejně jako v předešlých případech i zde je možné vytvořit *ARC* obvod i pro druhou variantu rozdělení prvků *var.2II* (obr. 2. 88). V této variantě je zakončovací rezistor R_2 zahrnut do bloku s podélnou kapacitou C_2 (viz obr. 2. 92). Tento obvod je realizovaný pouze ze ztrátových integrátorů.



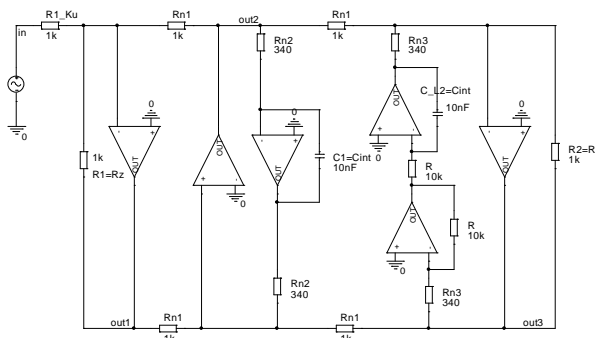
Obr. 2. 92 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle *obr. 2. 88 - HP 2. řádu zakončení typu Π , var.2 Π .*

Poté, co byly vytvořeny *ARC* obvody pro zakončení typu *II*, je možné pomocí obvodových rovnic (2.77 až 2.79) vytvořit *GST* i pro zakončení typu *T* (viz *obr. 2. 93*), ze kterého bude navržen výsledný *ARC* obvod.

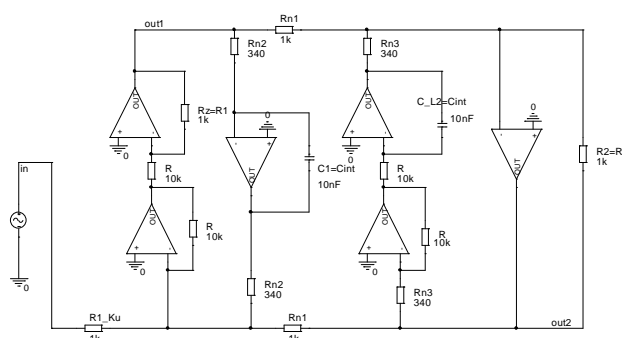


Obr. 2. 93 Kompletní GST pro obvod na *obr. 2. 87*.

Výsledné zapojení *HP 2. řádu zakončení typu T* je uvedeno na *obr. 2. 94* a pro variantu *var.2T* je zapojení uvedeno jako *obr. 2. 95*.

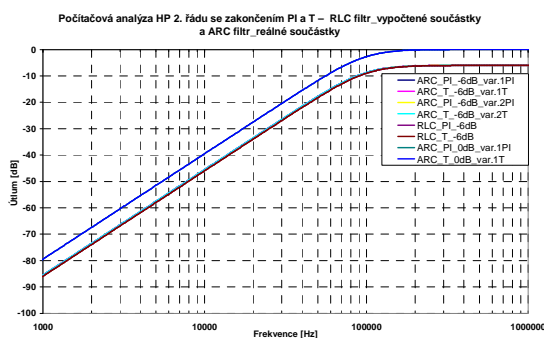


Obr. 2. 94 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle *obr. 2. 87* - *HP 2. řádu zakončení typu T, var.1T*.

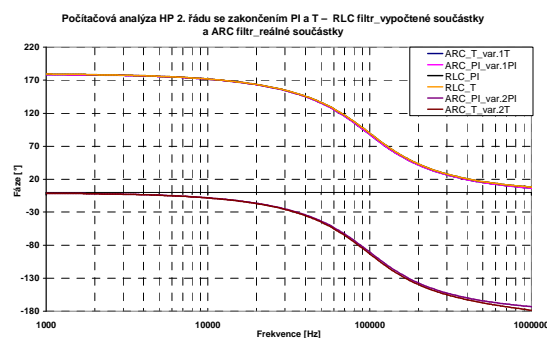


Obr. 2. 95 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle *obr. 2. 89* - *HP 2. řádu zakončení typu T, var.2T*.

Poté, co byly navrženy všechny *ARC* obvody, je možné pomocí počítačové analýzy provést kontrolu správnosti návrhu jednotlivých obvodů. Jednotlivé analýzy byly provedeny v programu [51]. Modulová kmitočtová charakteristika pro *ARC* a *RLC* obvody je uvedena na *obr. 2. 96* a na *obr. 2. 97* je uvedena fázová kmitočtová charakteristika. Modulová kmitočtová charakteristika je pro všechny obvody naprosto shodná a fázová kmitočtová charakteristika pro *ARC* obvody (*var.2II* a *var.2T*) je posunuta o 180° oproti obvodům *RLC*.



Obr. 2. 96 Počítačová analýza *RLC* a *ARC* filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2. 97 Počítačová analýza *RLC* a *ARC* filtrů - fázová kmitočtová charakteristika.

Kromě modulové a fázové kmitočtové charakteristiky byly provedeny i citlivostní charakteristiky (viz *příloha 2*). Jako výstup byl zvolen histogram umožňující srovnání dat jednotlivých obvodů. Parametry jednotlivých obvodů jsou uvedeny v souhrnné tabulce (viz *tab. 2. 4*). Porovnáním výstupních dat z histogramu se dá říci, že nejmenší směrodatnou odchylku a tím i citlivosti vykazuje *RLC* filtr se zakončením typu *II*. Z *ARC* obvodů vykazuje nejmenší citlivosti *ARC* filtr se zakončením typu *II* (*var.2II*), kde ovšem musíme počítat s posuvem fáze o 180° . Všechny *ARC* obvody jsou navrženy pomocí šesti *OZ*.

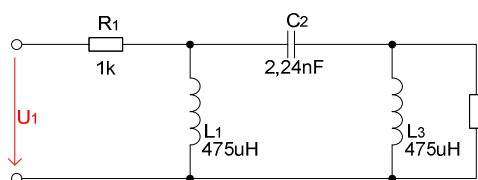
Poměry stavebních prvků pro realizaci se zakončením typu Π a T vycházejí pro všechny obvody shodně ($k_R = 29,4$ a pro $k_C = 1$).

	Mean [Hz]	Sigma	Minimum [Hz]	Maximum [Hz]
ARC filtr $\Pi_{var.1\Pi}$	97031,2	3316,86	87791,2	110933,0
ARC filtr $T_{var.1T}$	97299,2	3228,58	88039,2	107994,0
ARC filtr $\Pi_{var.2\Pi}$	99344,2	3179,48	90435,1	109303,0
ARC filtr $T_{var.2T}$	97621,6	3324,78	90435,1	109303,0
RLC filtr Π	99817,0	2247,49	92434,7	107028,0
RLC filtr T	99852,0	2424,91	92355,3	108796,0

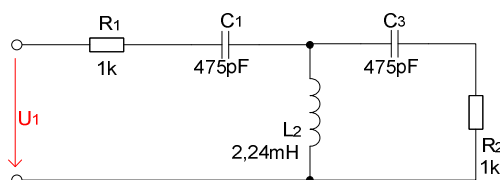
Tab. 2. 4 Výstupní data z počítačové citlivostní analýzy.

2.3.2.2 Návrh HP 3. řádu bez nul přenosu

Pro získání kompletního přehledu vlastností navržených variant HP pomocí metody LF byl proveden návrh i pro HP 3. řádu se zakončením typu Π a T . Vstupní parametry pro HP 3. řádu pro aproximaci typu Čebyšev byly zvoleny takto: $F_M = 100$ kHz, $F_P = 50$ kHz, $K_{zvl} = -3$ dB, $K_{pot} = -20$ dB, oboustranné zakončení $R_1 = R_2 = 1$ k Ω . Vstupním parametrem odpovídají filtry RLC vypočtené pomocí programu [11], jejich schémata jsou uvedena na obr. 2. 98 a obr. 2. 99.

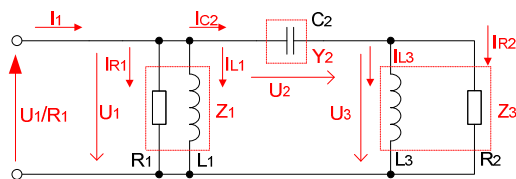


Obr. 2. 98 RLC filtr typu HP 3. řádu se zakončením typu Π (Čebyšev).

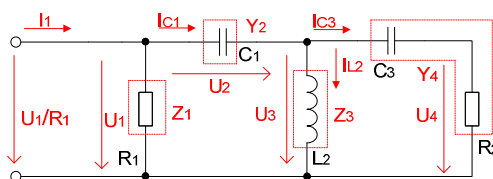


Obr. 2. 99 RLC filtr typu HP 3. řádu se zakončením typu T (Čebyšev).

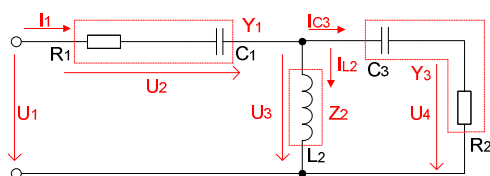
Stejně jako ve všech dosud uvedených případech i pro tento případ je možné rozdělit prvky na impedanční a admitanční části. RLC obvod se zakončením typu Π je nejvhodnější rozdělit na tři části (viz obr. 2. 100) a obvod se zakončením typu T na dvě varianty (viz obr. 2. 101 a obr. 2. 102).



Obr. 2. 100 HP po rozdělení prvků a transformaci, var.1 Π .



Obr. 2. 101 HP po rozdělení prvků a transformaci, var.1 T .



Obr. 2. 102 HP po rozdělení prvků a transformaci, var.2 T .

Pro uvedené obvody platí vztahy (2.80 až 2.82) pro zakončení typu Π a vztahy (2.83 až 2.86) pro zakončení typu T :

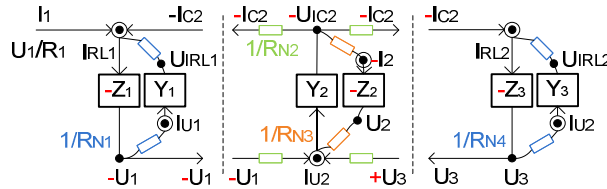
$$U_1 = \frac{I_{RL1}}{G_1 + \frac{1}{pL_1}} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_{C2})], \quad (2.80) \quad U_1 = \frac{I_{R1}}{G_1} = Z_1 \cdot [I_1 + (-I_{C1})], \quad (2.83)$$

$$I_{C2} = \frac{U_2}{\frac{1}{pC_2}} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_3)], \quad (2.81) \quad I_{C1} = \frac{U_2}{\frac{1}{pC_1}} = Y_2 \cdot [U_1 + (-U_3)], \quad (2.84)$$

$$U_3 = \frac{I_{RL2}}{G_2 + \frac{1}{pL_3}} = Z_3 \cdot I_{C2}, \quad (2.82) \quad U_3 = \frac{I_{L2}}{\frac{1}{pL_2}} = Z_3 \cdot [I_{C1} + (-I_{C3})], \quad (2.85)$$

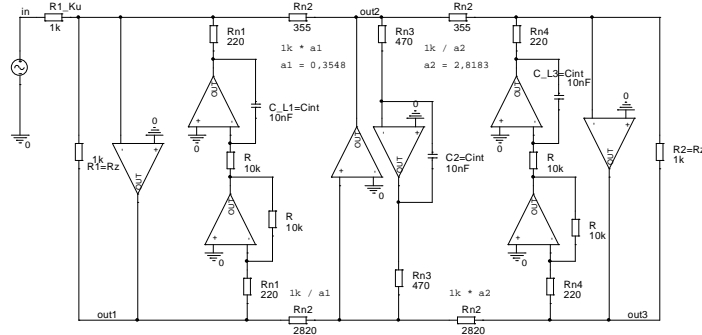
$$I_{C3} = \frac{U_4}{R_2 + \frac{1}{pC_3}} = Y_4 \cdot U_3, \quad (2.86)$$

Kompletní GST pro obvod na obr. 2. 100, se realizuje pomocí rovnic (2.80 až 2.82) (viz obr. 2. 103). Kompletní odvození bylo uvedeno v kapitole 2.2.

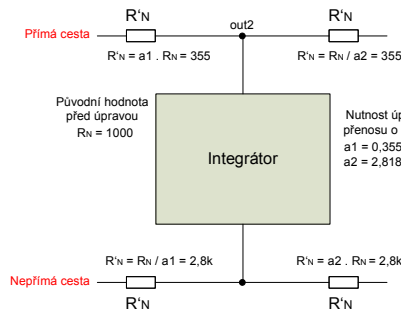


Obr. 2. 103 Kompletní GST pro obvod na obr. 2. 100.

Poté již není problém sestavit výsledný ARC obvod se zakončením typu II i s hodnotami jednotlivých součástek (viz obr. 2. 104). U tohoto obvodu bylo nutné snížit přenos o -9 dB na výstupu out2. Kompletní řešení je uvedeno na obr. 2. 105.

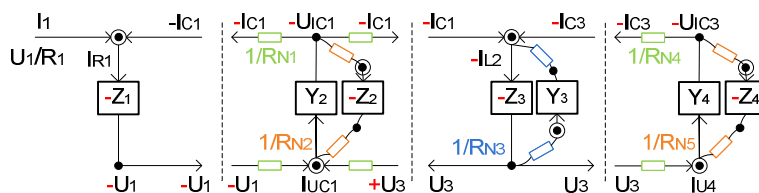


Obr. 2. 104 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 100 - HP 3. řádu zakončení typu II, var. 1Π.



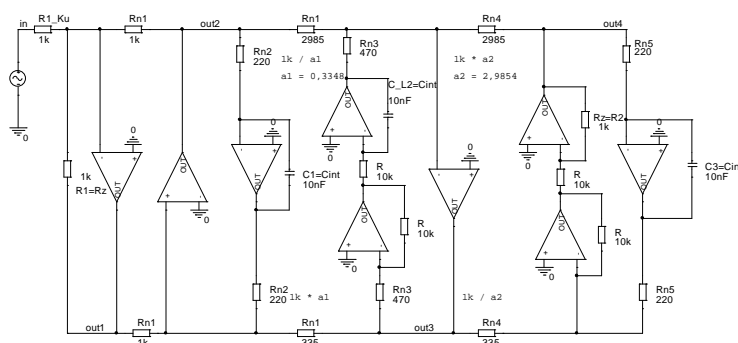
Obr. 2. 105 Princip úpravy dynamiky přenosu pro out2 - HP 3. řádu zakončení typu II.

Poté, co byl vytvořen ARC obvod pro zakončení typu *II*, je možné pomocí obvodových rovnic (2.83 až 2.86), které odpovídají obr. 2. 101, vytvořit GST i pro zakončení typu *T* (viz obr. 2. 106), ze kterého vychází výsledný ARC obvod.

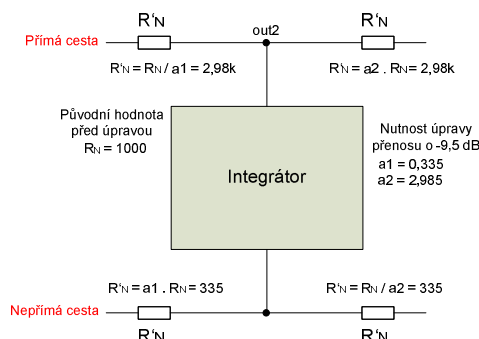


Obr. 2. 106 Kompletní GST pro obvod na obr. 2. 101.

Výsledný ARC obvod se zakončením typu *T* (var.1T) i s hodnotami jednotlivých součástek je uveden na obr. 2. 107. U tohoto obvodu bylo nutné snížit přenos o -9,5 dB na výstupu *out3*. Kompletní řešení je uvedeno na obr. 2. 108.

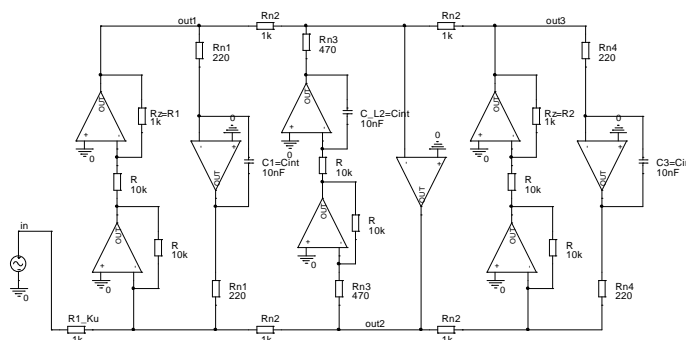


Obr. 2. 107 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 101 - HP 3. řádu zakončení typu *T*, var.1T.



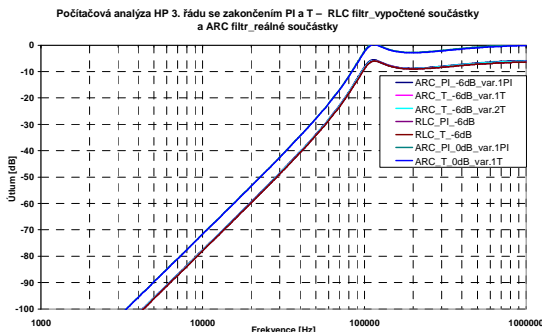
Obr. 2. 108 Princip úpravy dynamiky přenosu pro *out3* - HP 3. řádu zakončení typu *T*.

ARC obvod se zakončením typu *T* (var.2T) je uveden na obr. 2. 109.

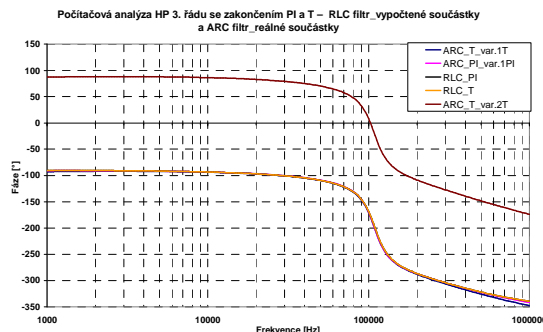


Obr. 2. 109 Výsledné zapojení ARC filtru pro rozdělení prvků podle obr. 2. 102 - HP 3. řádu zakončení typu *T*, var.2T.

Poté, co byly vytvořeny všechny *ARC* obvody, je možné pomocí počítačové analýzy provést kontrolu správnosti návrhu jednotlivých obvodů. Jednotlivé analýzy byly provedeny v programu [51]. Modulová kmitočtová charakteristika pro *ARC* a *RLC* obvody je uvedena na obr. 2. 110 a na obr. 2. 111 je uvedena fázová kmitočtová charakteristika. Modulová kmitočtová charakteristika je pro všechny obvody naprosto shodná a fázová kmitočtová charakteristika pro *ARC* obvod (*var.2T*) je posunuta o 180° oproti obvodům *RLC*.



Obr. 2. 110 Počítačová analýza *RLC* a *ARC* filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2. 111 Počítačová analýza *RLC* a *ARC* filtrů - fázová kmitočtová charakteristika.

Nakonec bylo provedeno srovnání *ARC* i *RLC* obvodů počítačovou citlivostní analýzou. Grafy a histogramy jsou uvedeny v příloze 3. Z výsledků počítačových citlivostních analýz vyplývá, že filtry *ARC* se zakončením typu Π (*var.1II*) a *T* (*var.2T*) vykazují srovnatelné parametry, které jsou lepší než u filtru *ARC* se zakončením typu *T* (*var.1T*). V porovnání s *RLC* filtry mají horší parametry. Základní parametry jsou uvedeny v tab. 2. 5.

	Mean [Hz]	Sigma	Minimum [Hz]	Maximum [Hz]
<i>ARC</i> filtr Π _var.1II	99287,0	2693,96	91969,1	107133,0
<i>ARC</i> filtr <i>T</i> _var.1T	99207,6	2811,20	91402,0	107223,0
<i>ARC</i> filtr <i>T</i> _var.2T	99023,3	2691,94	90859,8	107108,0
<i>RLC</i> filtr Π	100051,0	1984,20	93418,3	106193,0
<i>RLC</i> filtr <i>T</i>	100113,0	2060,29	94164,3	105454,0

Tab. 2. 5 Výstupní data z počítačové citlivostní analýzy.

Jak vyplynulo z návrhů filtrů *HP* 2. a 3. řádu, není při návrhu *HP* bez nul přenosu pomocí metody *Leap-Frog* rozdílů v počtu *OZ* mezi variantami zakončení typu Π či *T* pro sudé řády. U lichých řádů se liší počty potřebných *OZ* o jeden podle typu zakončení filtrů. Je tedy výhodné využívat pro liché řády zakončení typu Π . V porovnání s dolní propustí má *HP* značný nárůst počtu *OZ* (viz tab. 2. 6). Pomocí kompletního návrhu *HP* 2. a 3. řádu byla doplněna tabulka s potřebnými počty *OZ* až do 10. řádu pro obě verze zakončení. Z výše uvedených zapojení *ARC* filtrů byly stanoveny poměry stavebních prvků pro *HP* se zakončením typu Π a *T* a to: $k_R = 45,4$ a $k_C = 1$. Uvedené poměry jsou pro obě zapojení shodné. I pro tuto část vytvářejí jednotlivé ukázky návrhu *HP* 2. a 3. řádu obecný algoritmus, který byl zpracován do matematického segmentu části programu *NAF*.

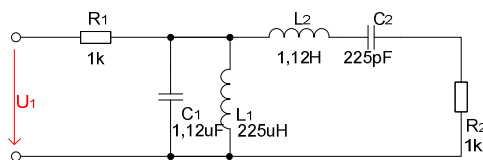
Řád filtru	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Počet <i>OZ</i>									
Π _var.1II	6(1)	8(1)	11(1)	13(2)	16(3)	18(3)	21(3)	23(4)	26(5)
<i>T</i> _var.1T	6(1)	9(1)	11(1)	14(3)	16(3)	19(3)	21(3)	24(5)	26(5)

Tab. 2. 6 Přehled optimálního počtu *OZ* (+ případný offset) pro patřičný řád filtru typu *HP*.

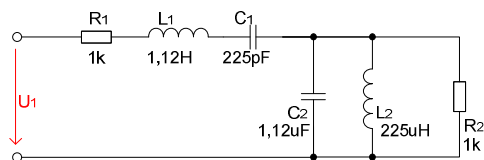
2.3.3 Návrh *PP* se zakončením typu Π a *T*

Pro kompletní přehled návrhu *PP* metodou *LF* postačí navrhnout *ARC* filtry 4. a 6. řádu se zakončením typu Π a *T*. Návrh pásmové propusti 4. a 6. řádu byl realizován s následujícími vstupními

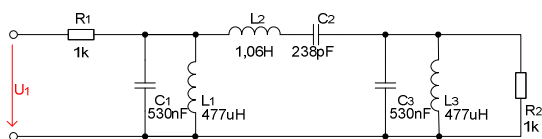
parametry: $F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 200 \text{ Hz}$ (300 Hz pro 6. řád), $B_{pot} = 3 \text{ kHz}$ (2 kHz pro 6. řád), $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a potlačení přenosu $K_{pot} = -40 \text{ dB}$, aproximace typu *Butterworth*, oboustranné zakončení $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Kompletní schémata *RLC* filtrů se zakončením typu *Π* získané pomocí programu [11] jsou zobrazena i s hodnotami prvků na obr. 2. 112, obr. 2. 114 a schémata *RLC* filtrů se zakončením typu *T* jsou na obr. 2. 113, obr. 2. 115.



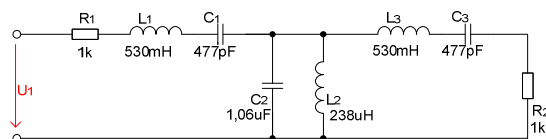
Obr. 2. 112 *RLC* filtr typu *PP* 4. řádu se zakončením typu *Π* (*Butterworth*).



Obr. 2. 113 *RLC* filtr typu *PP* 4. řádu se zakončením typu *T* (*Butterworth*).



Obr. 2. 114 *RLC* filtr typu *PP* 6. řádu se zakončením typu *Π* (*Butterworth*).

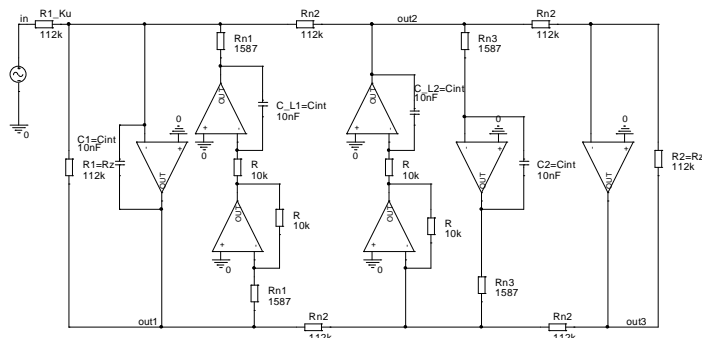


Obr. 2. 115 *RLC* filtr typu *PP* 6. řádu se zakončením typu *T* (*Butterworth*).

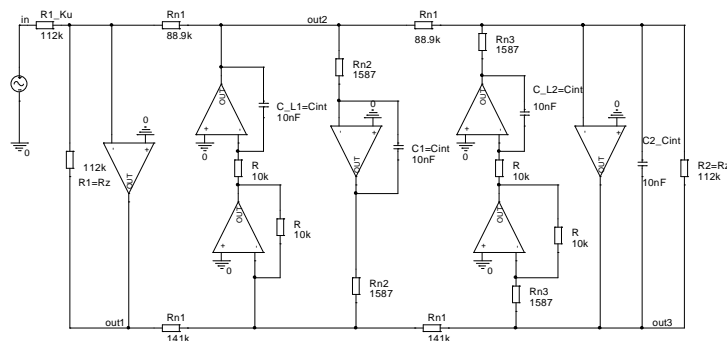
Vzhledem k tomu, že rozdělení prvků na impedanční a admitanční složky a jejich vyjádření pomocí *Ohmova* a *Kirchhoffova* zákona bylo podrobně uvedeno výše, budou zde již zobrazeny pouze *ARC* obvody a jejich počítačové analýzy.

Jednotlivé *ARC* obvody budou navrženy tak, aby nedocházelo k posuvům fází oproti *RLC* filtrům. V obvodech budou využity jak ztrátové, tak bezztrátové napěťové integrátory (viz kapitola 2.2).

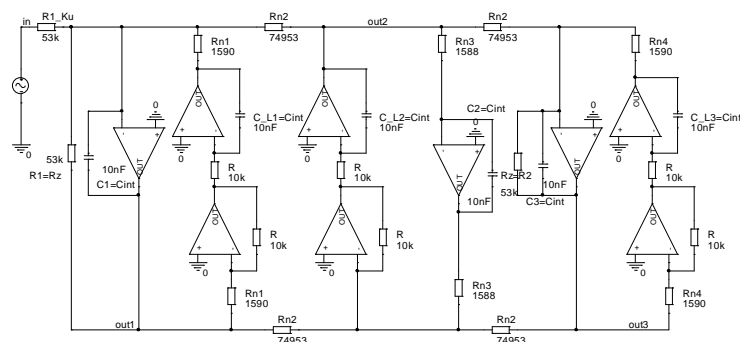
Schémat *ARC* filtrů 4. řádu jsou uvedena na obr. 2. 116 a obr. 2. 117. Na obr. 2. 118, obr. 2. 119 jsou uvedena zapojení *ARC* filtrů 6. řádu.



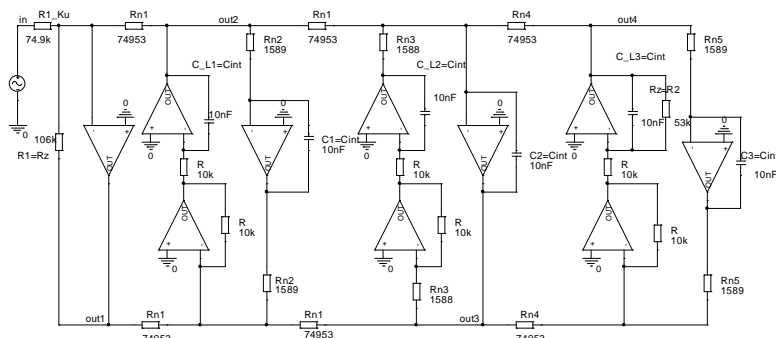
Obr. 2. 116 Výsledné zapojení *ARC* filtru pro obvod na obr. 2. 112 - *PP* 4. řádu zakončení typu *Π*, var.17.



Obr. 2. 117 Výsledné zapojení *ARC* filtru pro obvod na obr. 2. 113 - *PP* 4. řádu zakončení typu *T*, var.17.



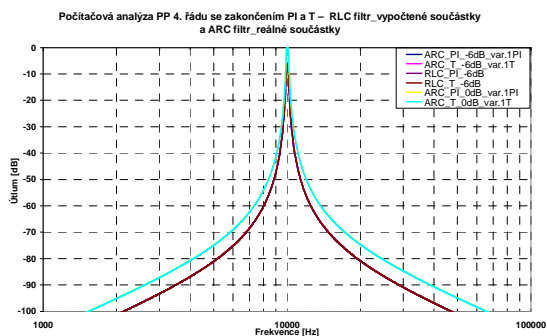
Obr. 2. 118 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 113 - PP 6. řádu zakončení typu Π , var.17.



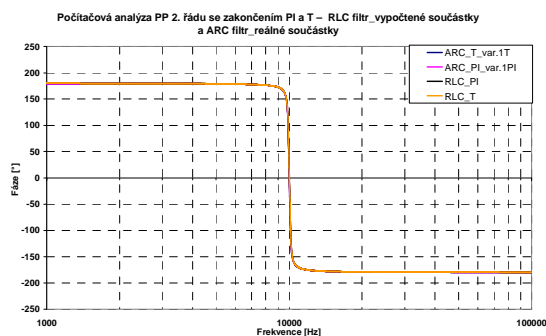
Obr. 2. 119 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 115 - PP 6. řádu zakončení typu T , var.17.

Z výše uvedených zapojení ARC filtrů se dají stanovit poměry stavebních prvků pro všechna zapojení. Pro zapojení ARC filtrů 4. řádu jsou hodnoty stavebních prvků s rozptylem přibližně $k_R = 70,5$ a $k_C = 1$. Pro ARC obvody 6. řádu jsou hodnoty $k_R = 47,1$ a $k_C = 1$.

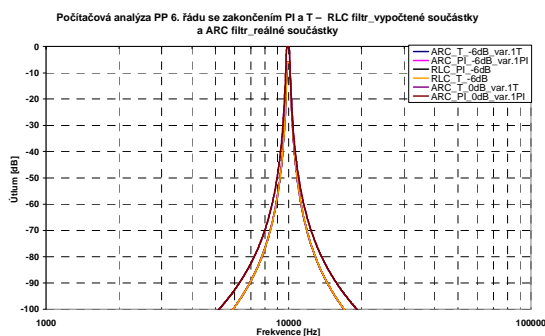
Pro ověření správnosti návrhu obvodů byla provedena jejich počítačová analýza v programu [51]. Modulová kmitočtová charakteristika pro ARC a RLC obvody 4. řádu je uvedena na obr. 2. 120 a na obr. 2. 121 je uvedena fázová kmitočtová charakteristika. Stejně byly vyšetřeny charakteristiky i pro 6. řád (viz obr. 2. 122 a obr. 2. 123). Modulová i fázová kmitočtová charakteristika je pro všechny uvedené obvody naprosto shodná.



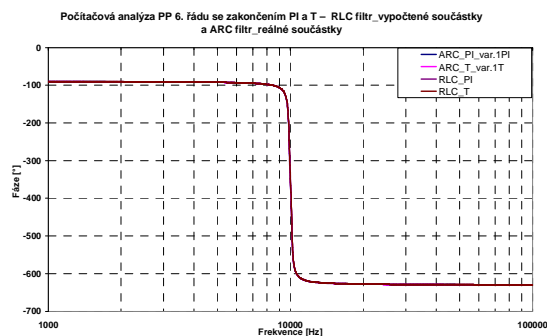
Obr. 2. 120 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů 4. řádu - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2. 121 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů 4. řádu - fázová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2. 122 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů 6. řádu - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2. 123 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů 6. řádu - fázová kmitočtová charakteristika.

I pro tyto obvody byly provedeny citlivostní analýzy s *Gaussovým* rozložením tolerancí součástek tak, aby se mohlo provést srovnání jednotlivých obvodů (viz příloha 4). Z důvodu přehledného porovnání parametrů byl jako výstup citlivostních analýz zvolen histogram. Již z uvedených citlivostních analýz je patrné, že RLC filtry vykazují menší citlivosti oproti ARC filtrům. Výsledky jsou uvedeny v souhrnné tabulce (viz tab. 2. 7), kde jsou uvedena data ohledně šířky pásma a středního kmitočtu.

Data získaná z počítačové citlivostní analýzy jsou patrná v tab. 2. 7.

	F_0		B	
	Mean [Hz]	Sigma	Mean [Hz]	Sigma
ARC filtr $\Pi_{var.1\Pi}$	9902,5	254,81	221,35	89,85
ARC filtr $T_{var.1T}$	9914,6	254,79	222,09	85,78
RLC filtr Π	9957,3	205,53	240,67	85,74
RLC filtr T	9956,5	200,44	238,68	84,37
ARC filtr $\Pi_{var.1\Pi}$	10026,4	322,80	310,99	89,21
ARC filtr $T_{var.1T}$	10032,3	305,78	306,65	87,43
RLC filtr Π	10017,7	256,42	304,00	85,34
RLC filtr T	10019,7	257,81	304,50	86,12

Tab. 2. 7 Výstupní data z počítačové citlivostní analýzy.

Provedené návrhy ARC obvodů 4. a 6. řádu umožnily odvodit tabulku zobrazující potřebný počet OZ v závislosti na řádu filtru a typu zakončení. Podle uvedené tabulky je vidět, že výhodnější pro určité řády filtru je využít zakončení typu Π . Vše je patrné v tab. 2. 8. Tabulka zahrnuje pouze zapojení, ve kterých nedochází vzhledem k RLC prototypu k posunu fáze a také zahrnuje minimální počet OZ. Příklady obvodů byly navrženy z důvodu výpočtového algoritmu pro část programu NAF a zpětné kontroly správnosti výpočtů.

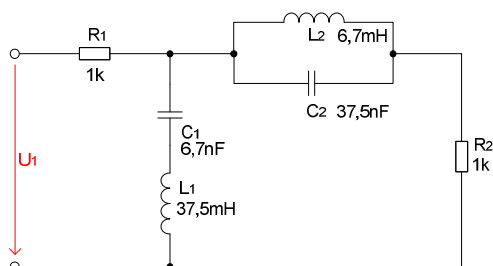
Řád filtru		4	6	8	10	12	14	16	18	20
Počet OZ	$\Pi_{var.1\Pi}$	6 (7)	9	12	15	18(19)	21	24	27	30
	$T_{var.1T}$	6 (7)	(9) 10	12	15	18(19)	(21)22	24	27	30(31)

Tab. 2. 8 Přehled minimálního a optimálního počtu OZ pro patřičný řád filtru typu PP.

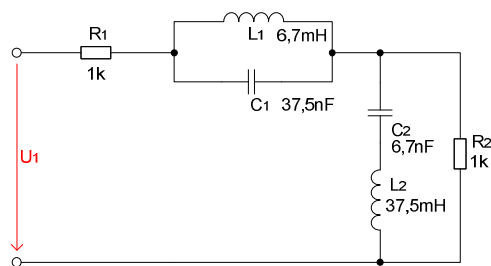
2.3.4 Návrh PZ se zakončením typu Π a T

Nejobtížnější realizací filtrů bez nul přenosu navrženou pomocí metody LF je právě realizace PZ. Stejně jako předešlé obvody byly filtry PZ realizovány se zakončením typu Π a T . Vstupní

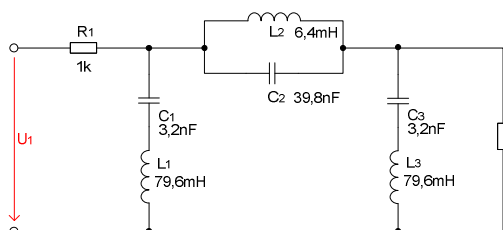
parametry pro *PZ* 4. a 6. řádu pro aproximaci typu *Butterworth* byly zvoleny: $F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 3000 \text{ Hz}$ (2 kHz pro 6. řád), $B_{pot} = 200 \text{ Hz}$ (400 Hz pro 6. řád), $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$, $K_{pot} = -40 \text{ dB}$, zakončovací rezistory $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Kompletní schéma *RLC* filtrů se zakončením typu *II* je patrné na obr. 2. 124, obr. 2. 126 a se zakončením typu *T* na obr. 2. 125, obr. 2. 127.



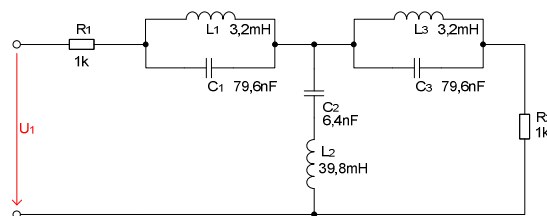
Obr. 2. 124 *RLC* filtr typu *PZ* 4. řádu se zakončením typu *II* (*Butterworth*).



Obr. 2. 125 *RLC* filtr typu *PZ* 4. řádu se zakončením typu *T* (*Butterworth*).



Obr. 2. 126 *RLC* filtr typu *PZ* 6. řádu se zakončením typu *II* (*Butterworth*).

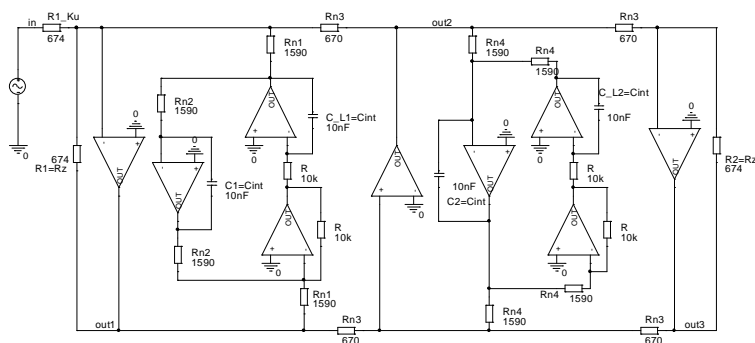


Obr. 2. 127 *RLC* filtr typu *PZ* 6. řádu se zakončením typu *T* (*Butterworth*).

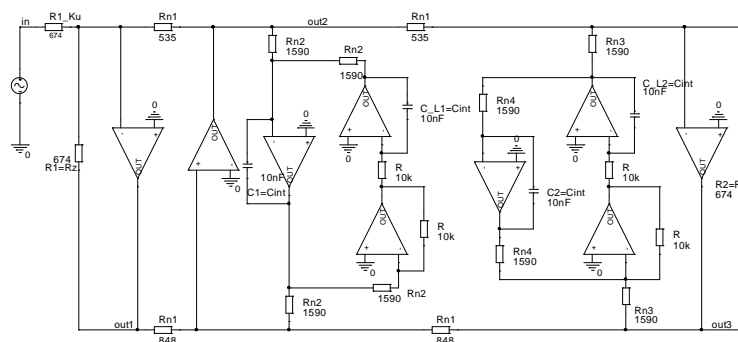
Rozdělení prvků v procesu syntézy jde realizovat několika způsoby, jak bylo popsáno v předchozích kapitolách. Publikována jsou zde taková rozdělení prvků na impedanční a admitanční části, aby nedocházelo k posuvům fáze výsledného *ARC* obvodu oproti *RLC* prototypu. V *ARC* obvodech jsou použity jak ztrátové, tak bezztrátové napěťové integrátory. Obvodové rovnice, ze kterých vycházejí *GST* pro jednotlivé kombinace prvků vycházející z *RLC* obvodů, jsou uvedeny i s rovnicemi pro výpočet jednotlivých parametrů napěťových integrátorů v kapitole 2.2.

Syntézou získané výsledné *ARC* obvody 4. řádu jsou uvedeny na obr. 2. 128, obr. 2. 129 a obvody 6. řádu jsou uvedeny na obr. 2. 130, obr. 2. 131.

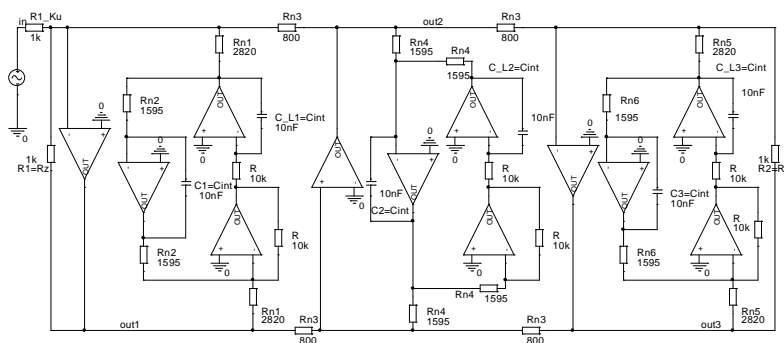
Poměry stavebních prvků pro *PZ* 4. řádu se zakončením typu *II* jsou $k_R = 14,8$ a $k_C = 1$, poměry stavebních prvků pro *PZ* 4. řádu se zakončením typu *T* jsou $k_R = 18,7$ a $k_C = 1$. Poměry stavebních prvků pro *PZ* 6. řádu se zakončením typu *II* jsou $k_R = 12,5$ a $k_C = 1$ a pro *PZ* 6. řádu se zakončením typu *T* jsou $k_R = 31,3$ a $k_C = 1$.



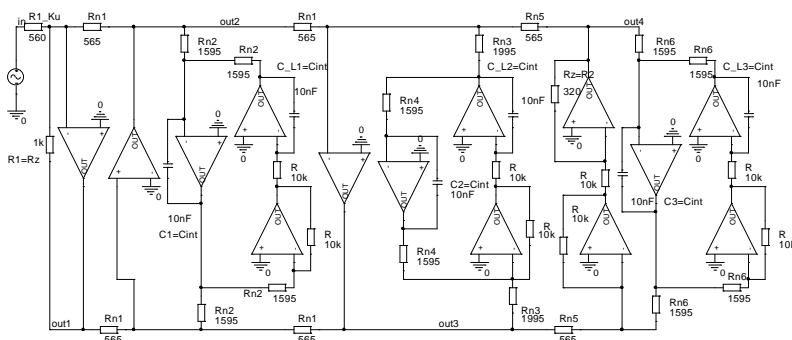
Obr. 2. 128 Výsledné zapojení *ARC* filtru pro obvod na obr. 2. 124 - *PZ* 4. řádu zakončení typu *II*, var.1*II*.



Obr. 2. 129 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 125 - PZ 4. řádu zakončení typu T, var.1T.

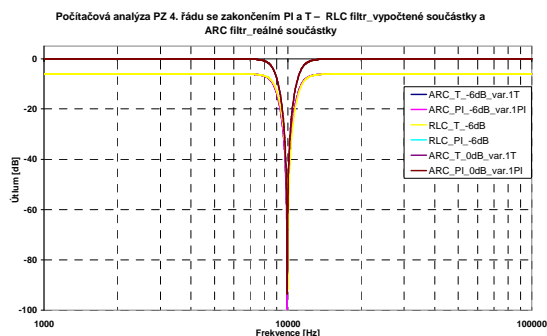


Obr. 2. 130 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 126 - PZ 6. řádu zakončení typu Pi, var.1Pi.

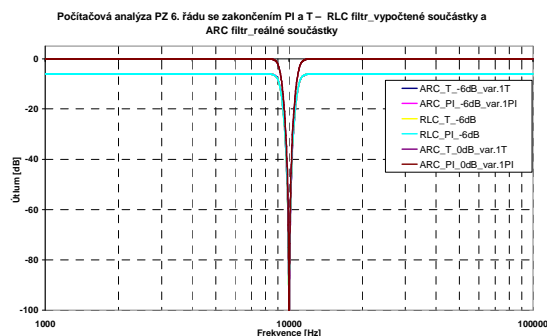


Obr. 2. 131 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 127 - PZ 6. řádu zakončení typu T, var.1T.

Pro ověření správnosti návrhů byly opět provedeny počítačové analýzy ARC obvodů. Výsledné modulové kmitočtové charakteristiky jsou patrné na obr. 2. 132 a obr. 2. 133.



Obr. 2. 132 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů 4. řádu - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2. 133 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů 6. řádu - modulová kmitočtová charakteristika.

I pro tyto obvody byly provedeny citlivostní analýzy s *Gaussovým* rozložením tolerancí součástek tak, aby bylo možné provést srovnání jednotlivých obvodů (viz příloha 5).

Z důvodu přehledného porovnání parametrů byl opět jako výstup citlivostních analýz zvolen histogram, jehož výsledky jsou uvedeny v souhrnné tabulce (viz tab. 2. 9). Z uvedených citlivostních analýz je patrné, že *RLC* filtry vykazují menší citlivosti oproti *ARC* filtrům.

	F_0	
	Mean [Hz]	Sigma
ARC filtr $\Pi_{var.1\Pi}$	9888,1	272,52
ARC filtr $T_{var.1T}$	9907,7	265,65
RLC filtr Π	9963,9	218,25
RLC filtr T	9965,4	220,71
ARC filtr $\Pi_{var.1\Pi}$	9828,8	281,78
ARC filtr $T_{var.1T}$	9843,3	277,41
RLC filtr Π	9899,6	234,13
RLC filtr T	9878,9	238,17

Tab. 2. 9 Výstupní data z počítačové citlivostní analýzy.

Provedené návrhy *ARC* obvodů 4. a 6. řádu umožnily sestavit tabulku zobrazující potřebný počet *OZ* v závislosti na řádu filtru a typu zakončení. Z uvedené tabulky je opět patrné, že výhodnější pro určité řády filtru je využít zakončení typu Π vzhledem k menšímu počtu *OZ* v obvodu. Vše je patrné v tab. 2. 10. Ze všech tabulek zobrazujících počet *OZ* v obvodu je jednoznačně patrná hlavní nevýhoda této metody a tou je nutnost použití vysokého počtu *OZ* v obvodu.

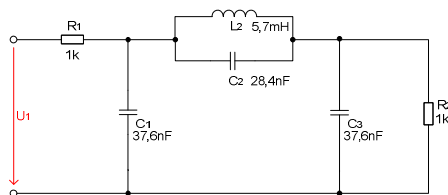
Řád filtru		4	6	8	10	12	14	16	18	20
Počet <i>OZ</i>	$\Pi_{var.1\Pi}$	(8) 9	12	(16) 17	20	(24) 25	28	(32) 33	36	(40) 41
	$T_{var.1T}$	(8) 9	(12) 14	(16) 17	(20) 22	(24) 25	(28) 30	(32) 33	(36) 38	(40) 41

Tab. 2. 10 Přehled minimálního a optimálního počtu *OZ* pro patřičný řád filtru typu *PZ*.

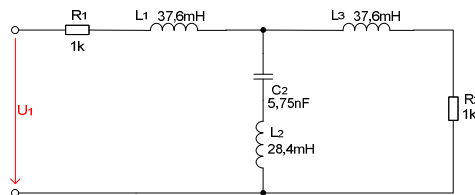
2.3.5 Návrh *DPN* se zakončením typu Π a T

Návrh filtrů pomocí metody *LF* pro typy aproximací s nulami přenosu vede k mnohem složitějším obvodovým zapojením vlivem většího počtu různých sériových či paralelních kombinací prvků *L* a *C*, což obecně vede ke zvýšení počtu *OZ* v obvodu. Jako příklad si zde můžeme uvést některá zapojení *DPN* 3. řádu pro následující vstupní hodnoty: $F_M = 10 \text{ kHz}$, $F_P = 12 \text{ kHz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -20 \text{ dB}$ pro aproximaci typu *Cauer* se zakončením typu Π a T .

Uvedeným vstupním hodnotám odpovídají následující *RLC* obvody na obr. 2. 134 a obr. 2. 135, které byly vypočteny v programu [11]. Jelikož již byly ukázány kompletní návrhy a úpravy obvodů při syntéze pomocí úprav *GST*, pro tyto obvody je zde zobrazen pouze výchozí *RLC* a výsledný *ARC* obvod a jejich modulové kmitočtové charakteristiky.

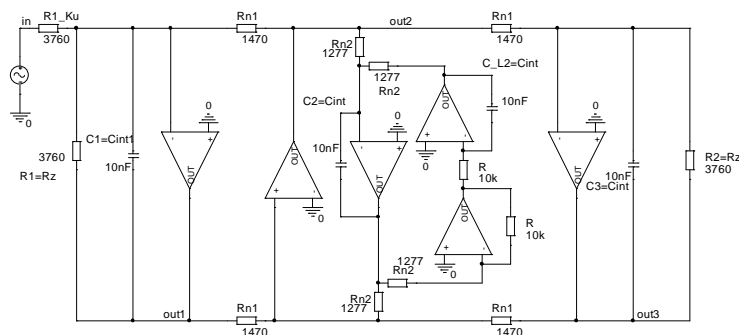


Obr. 2. 134 *RLC* filtr typu *DPN* 3. řádu se zakončením typu Π (*Cauer*).

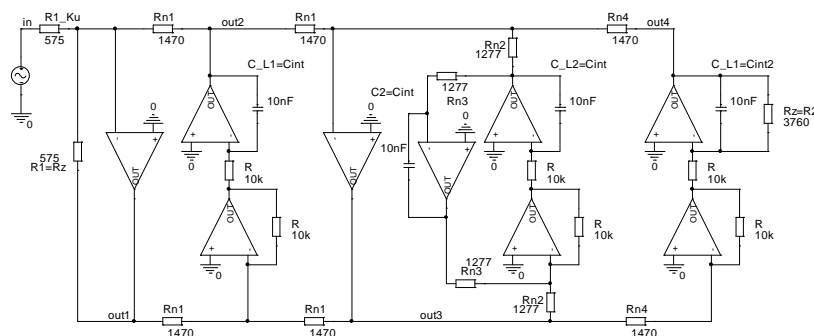


Obr. 2. 135 *RLC* filtr typu *DPN* 3. řádu se zakončením typu T (*Cauer*).

Výše uvedeným RLC obvodům odpovídají syntézou získané výsledné ARC obvody uvedené na obr. 2. 136 a obr. 2. 137.

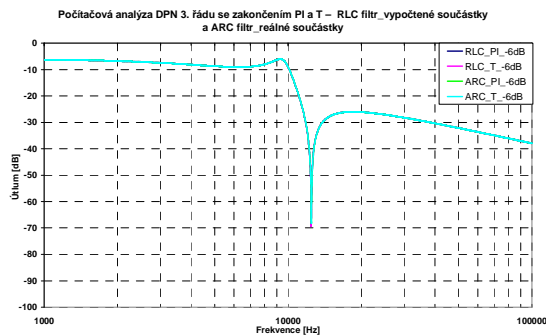


Obr. 2. 136 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 134 - DPN 3. řádu zakončení typu Π , var.1 Π .



Obr. 2. 137 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 135 - DPN 3. řádu zakončení typu T , var.1 T .

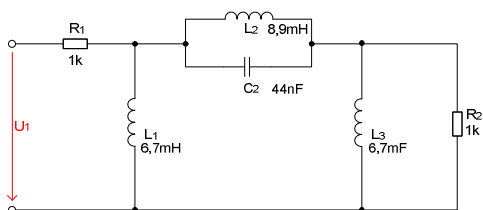
Modulová kmitočtová charakteristika zobrazující průběh RLC a ARC filtrů je uvedena na obr. 2. 138.



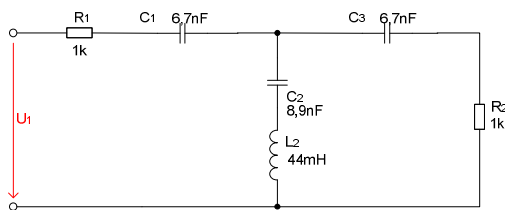
Obr. 2. 138 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.

2.3.6 Návrh HPN se zakončením typu Π a T

Stejně jak byl navržen filtr DPN , je možné navrhnout podle vstupních parametrů i filtr typu HPN 3. řádu. Vstupní parametry tohoto filtru byly zvoleny: $F_M = 10 \text{ kHz}$, $F_P = 8 \text{ kHz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$, $K_{pot} = -20 \text{ dB}$ pro aproximaci typu $Cauer$ se zakončením typu Π i T . RLC obvody pro obě možnosti zakončení jsou uvedeny na obr. 2. 139 a obr. 2. 140 podle výpočtů z programu [11].

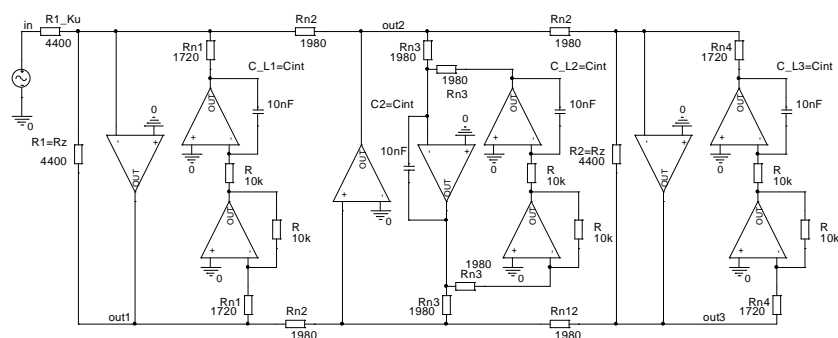


Obr. 2. 139 RLC filtr typu HPN 3. řádu se zakončením typu Π (Cauer).

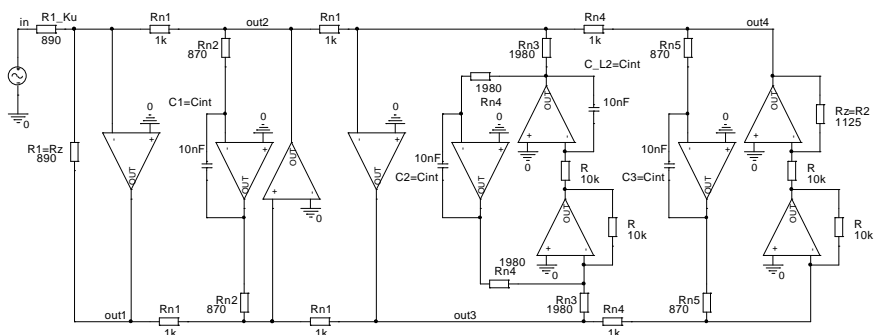


Obr. 2. 140 RLC filtr typu HPN 3. řádu se zakončením typu T (Cauer).

Výše uvedeným RLC obvodům odpovídají výsledné syntézou získané ARC obvody uvedené na obr. 2. 141 a obr. 2. 142.

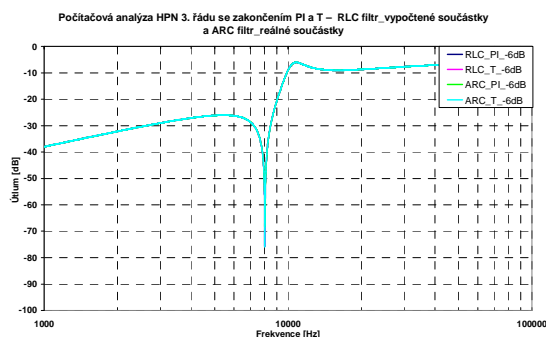


Obr. 2. 141 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 139 - HPN 3. řádu zakončení typu Π , var.1Π.



Obr. 2. 142 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 140 - HPN 3. řádu zakončení typu T , var.1T.

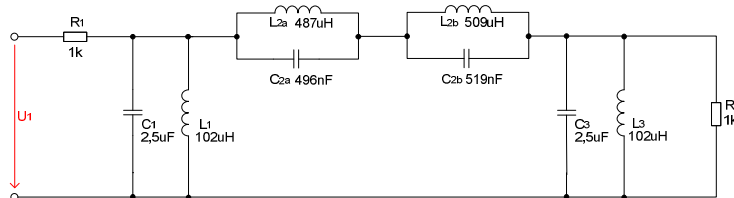
Výsledné modulové kmitočtové charakteristiky výchozích RLC a výsledných ARC filtrů jsou uvedeny na obr. 2. 143.



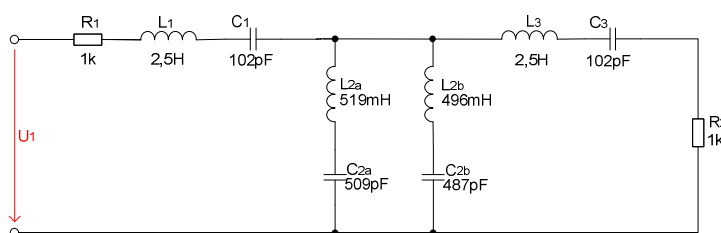
Obr. 2. 143 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.

2.3.7 Návrh PPN se zakončením typu Π a T

Pro příklad syntézy filtru PP 6. řádu s nulami přenosu byly zvoleny vstupní parametry: $F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zv1} = 200 \text{ Hz}$, $B_{pot} = 1 \text{ kHz}$, $K_{zv1} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -40 \text{ dB}$ pro aproximaci typu *Cauer* se zakončením typu Π a T . RLC obvody pro obě možnosti zakončení jsou uvedeny na *obr. 2. 144* a *obr. 2. 145*, byly opět vypočteny podle programu [11].

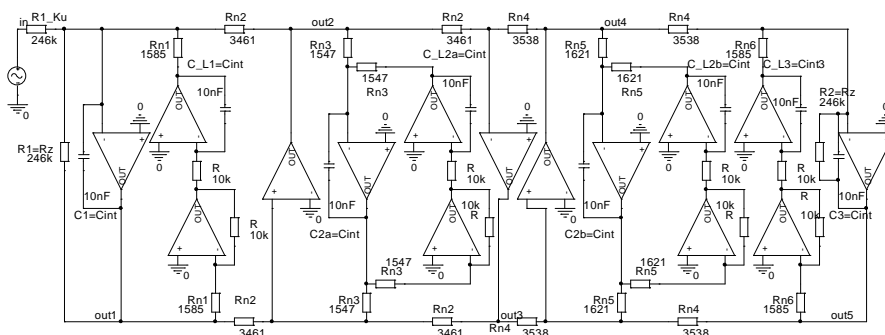


Obr. 2. 144 RLC filtr typu PPN 6. řádu se zakončením typu Π (*Cauer*).

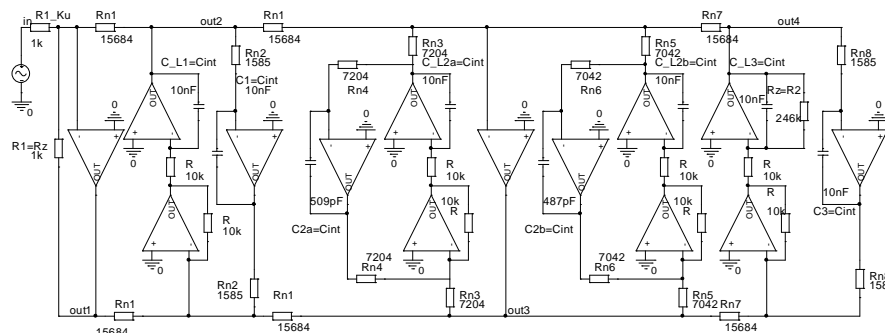


Obr. 2. 145 RLC filtr typu PPN 6. řádu se zakončením typu T (*Cauer*).

Výše uvedeným výchozím RLC obvodům odpovídají syntézou získané ARC obvody uvedené na *obr. 2. 146* a *obr. 2. 147*.

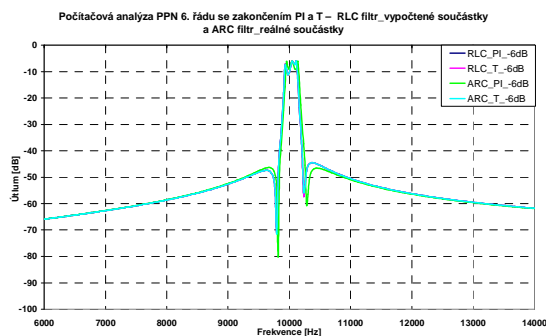


Obr. 2. 146 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na *obr. 2. 144* - PPN 6. řádu zakončení typu Π , var.1*Pi*.



Obr. 2. 147 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na *obr. 2. 145* - PPN 6. řádu zakončení typu T , var.1*T*.

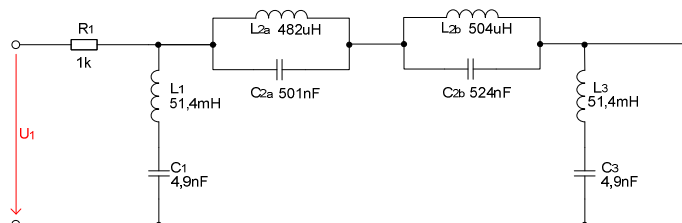
Modulové kmitočtové charakteristiky prototypů RLC i výsledných ARC filtrů jsou uvedeny na *obr. 2. 148*.



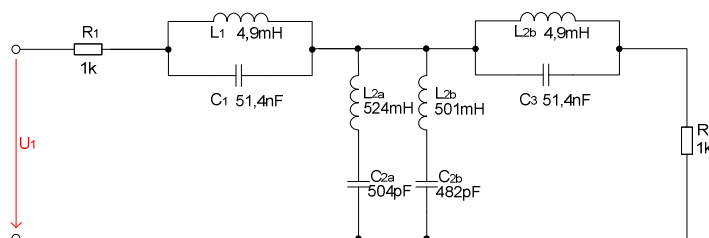
Obr. 2. 148 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.

2.3.8 Návrh PZN se zakončením typu Π a T

Jako příklad syntézy filtru PZ 6. řádu s nulami přenosu byly zvoleny vstupní parametry: $F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 1000 \text{ Hz}$, $B_{pot} = 200 \text{ Hz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -40 \text{ dB}$ pro aproximaci typu *Cauer* se zakončením typu Π a T . Výchozí RLC obvody pro obě možnosti zakončení jsou uvedeny na obr. 2. 149 a obr. 2. 150.

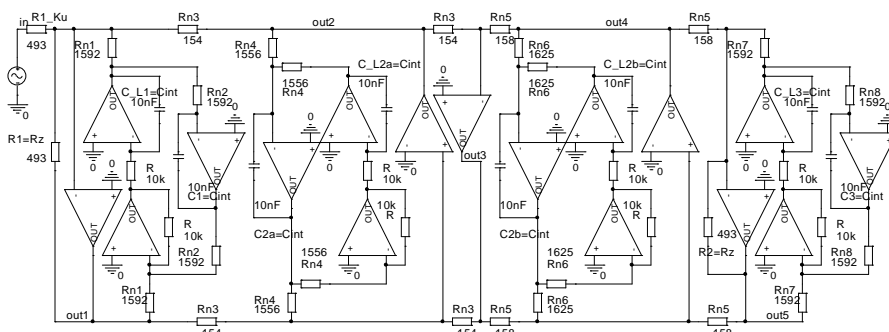


Obr. 2. 149 RLC filtr typu PZN 6. řádu se zakončením typu Π (Cauer).

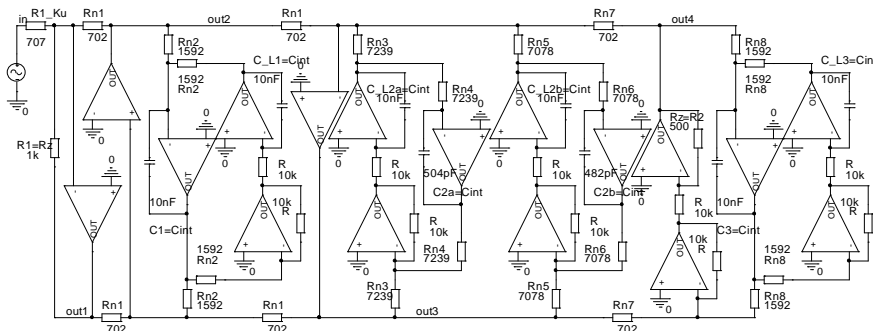


Obr. 2. 150 RLC filtr typu PZN 6. řádu se zakončením typu T (Cauer).

Výše uvedeným RLC obvodům odpovídají výsledné syntézou získané ARC obvody uvedené na obr. 2. 151 a obr. 2. 152.

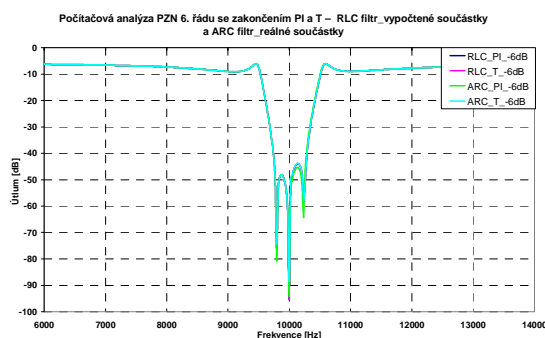


Obr. 2. 151 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 149 - PZN 6. řádu zakončení typu Π , var. 1Π.



Obr. 2. 152 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 150 - PZN 6. řádu zakončení typu T, var.1T.

Modulová kmitočtová charakteristika výchozích RLC a výsledných ARC filtrů je uvedena na obr. 2. 153.

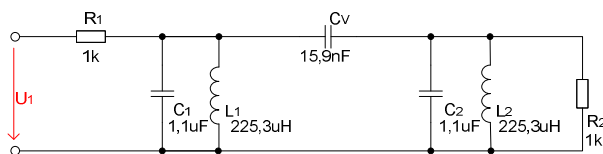


Obr. 2. 153 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.

Příklady uvedených RLC a ARC filtrů s typem aproximace s nulami přenosu vytvářejí základ obecného algoritmu použitého v části programu NAF.

2.3.9 Ukázka návrhu PP vycházející z vázaných filtrů

U příkladu syntézy filtru PP 4. řádu vycházející z vázaných RLC filtrů byly zvoleny následující vstupní parametry: $F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 200 \text{ Hz}$, $B_{pot} = 3 \text{ kHz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a potlačení přenosu $K_{pot} = -40 \text{ dB}$, aproximace typu Butterworth, oboustranné zakončení $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Kompletní schémata RLC filtrů byla opět získána pomocí programu [11] a návrhových tabulek z literatury [1]. Výchozí RLC vázaný filtr s vazebním kapacitorem C_V je uveden na obr. 2. 154 a s vazebním induktorem L_V na obr. 2. 155.

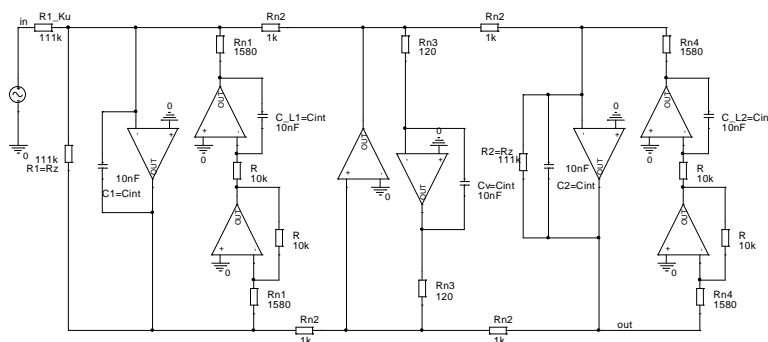


Obr. 2. 154 Vázaný filtr RLC s vazebním kapacitorem C_V .

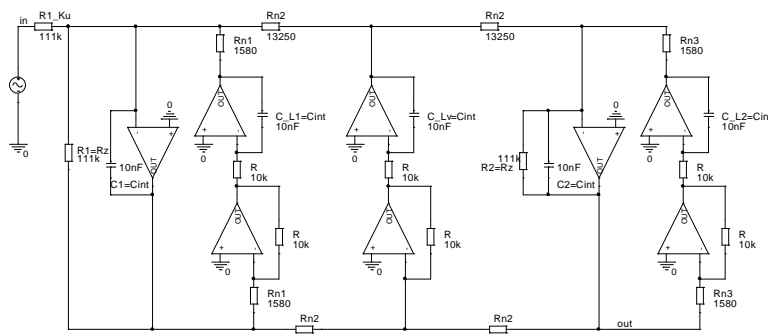


Obr. 2. 155 Vázaný filtr RLC s vazebním induktorem L_V .

Výše uvedeným RLC obvodům odpovídají syntézou odvozené výsledné ARC obvody uvedené na obr. 2. 156 a obr. 2. 157 navržené metodikou LF .

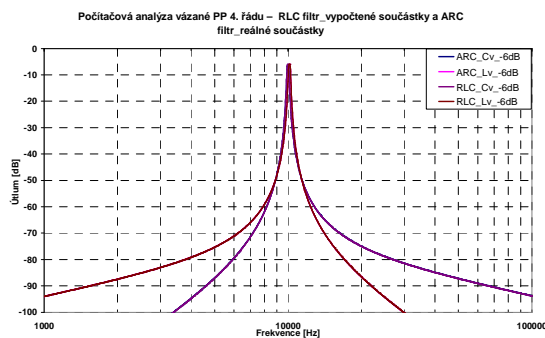


Obr. 2. 156 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 154 - PP 4. řádu s vazebním kapacitorem C_V .



Obr. 2. 157 Výsledné zapojení ARC filtru pro obvod na obr. 2. 155 - PP 4. řádu s vazebním induktorem L_V .

Modulové kmitočtové charakteristiky, které potvrzují správnost syntézy výchozích RLC i výsledných ARC filtrů, jsou uvedeny na obr. 2. 158.



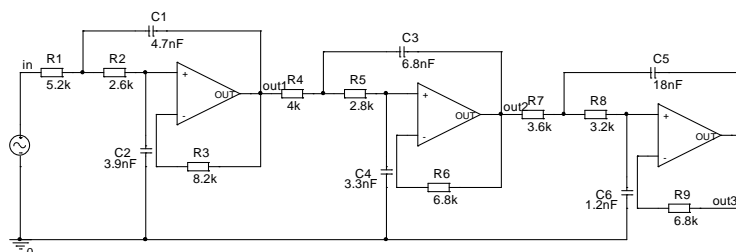
Obr. 2. 158 Počítačová analýza RLC a ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.

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. Veškeré počítačové analýzy byly prováděny s reálným OZ *CLC440/CL* [60] - parametry tohoto OZ jsou uvedeny v příloze 12.

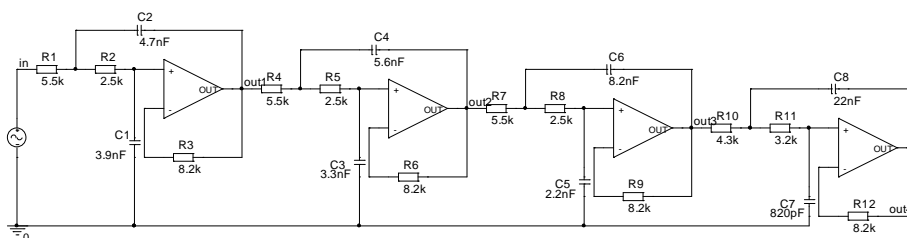
2.4 Porovnání metody *Leap-Frog* s kaskádní metodou

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 jinými metodami. To nám umožní detailní porovnání jednotlivých metod a jednoznačného definování výhod a nevýhod jednotlivých typů filtrů navržených různými metodami. Pro přehledné srovnání jednotlivých parametrů byly vytvořeny souhrnné tabulky uvedené v závěru kapitoly.

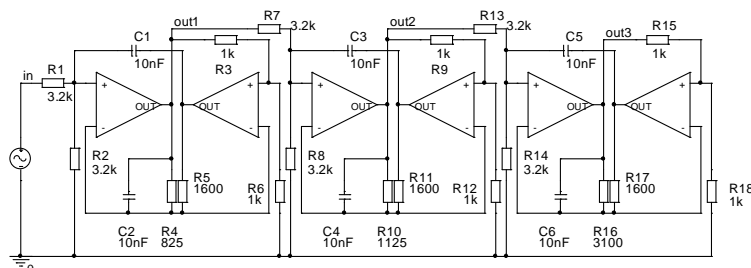
Pro porovnání byly zvoleny následující filtry. Jedná se o *ARC* filtry typu *DP* 6. a 8. řádu realizované pomocí kaskádní metody spojování bloků a metody *LF*. Pro tyto filtry byly zvoleny následující vstupní parametry: $F_M = 10 \text{ kHz}$, $F_P = 15 \text{ kHz}$ ($F_P = 13,5 \text{ kHz}$ pro 8. řád), $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -20 \text{ dB}$ pro aproximaci typu *Butterworth*, zakončovací rezistory $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. *ARC* obvody realizované kaskádní metodou bloky 2. řádu s jedním *OZ* byly navrženy podle programu [11] (viz obr. 2. 159 a obr. 2. 160). *ARC* obvody realizované bloky 2. řádu se dvěma *OZ* byly navrženy podle návrhových tabulek [1] (viz obr. 2. 161 a obr. 2. 162). *ARC* obvody realizované metodou *LF* byly navrženy podle postupů uvedených výše (viz obr. 2. 163 a obr. 2. 164). Opět byl použit reálný *OZ* *CLC440* pro všechny realizace.



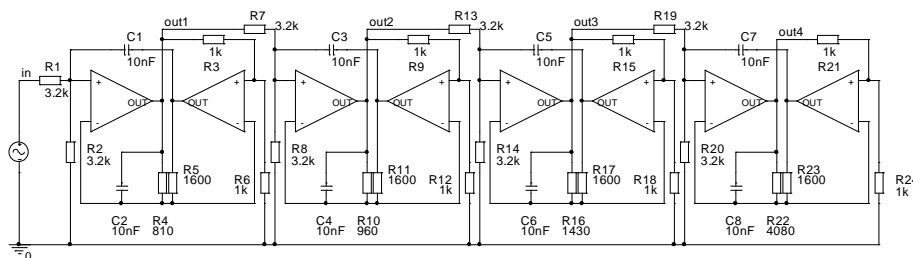
Obr. 2. 159 *ARC* filtr realizovaný kaskádní metodou, bloky 2. řádu s jedním *OZ* - *DP* 6. řádu.



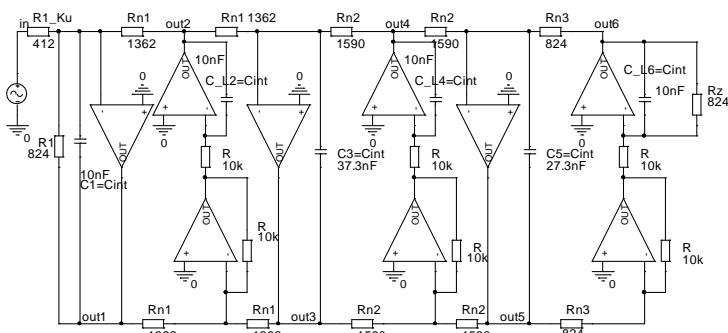
Obr. 2. 160 *ARC* filtr realizovaný kaskádní metodou, bloky 2. řádu s jedním *OZ* - *DP* 8. řádu.



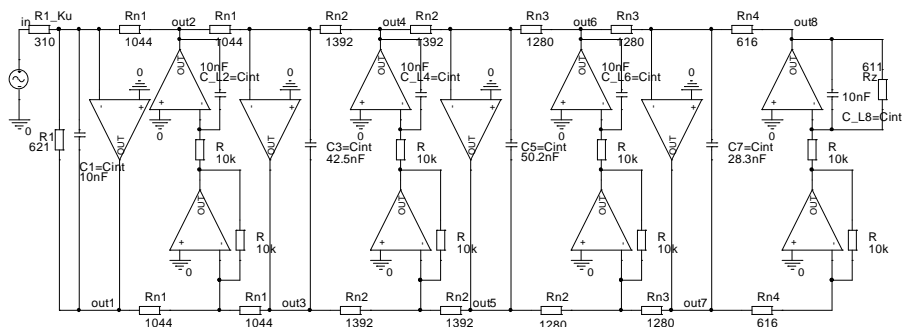
Obr. 2. 161 *ARC* filtr realizovaný kaskádní metodou, bloky 2. řádu se dvěma *OZ* - *DP* 6. řádu.



Obr. 2. 162 *ARC* filtr realizovaný kaskádní metodou, bloky 2. řádu se dvěma *OZ* - *DP* 8. řádu.

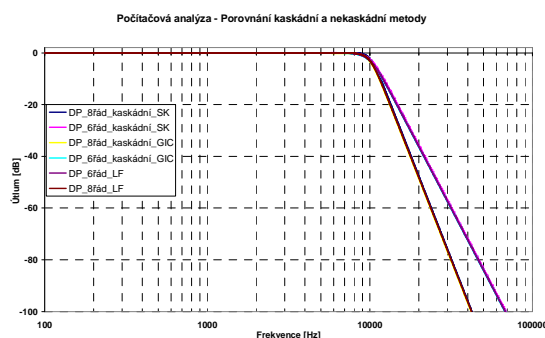


Obr. 2. 163 ARC filtr realizovaný metodou LF - DP 6. řádu.

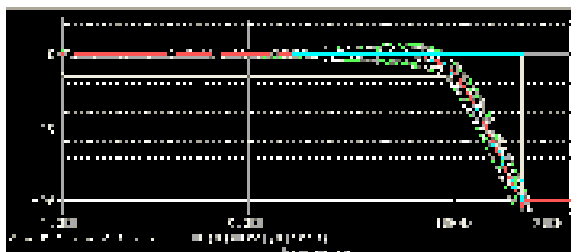


Obr. 2. 164 ARC filtr realizovaný metodou LF - DP 8. řádu.

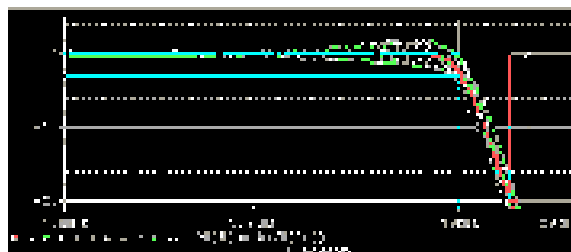
Počítačové analýzy pro výše uvedené filtry byly prováděny v programu [51]. Na obr. 2. 165 je uvedena modulová kmitočtová charakteristika, zobrazující shodné průběhy filtrů obou návrhových metod a na obr. 2. 166 až obr. 2. 171 jsou uvedeny počítačové citlivostní analýzy. Stejně jako v předešlých příkladech byly tolerance kapacitorů 10 % a rezistorů 5 %. Výstupem z počítačových citlivostních analýz byl zvolen histogram, jehož data jsou uvedena v souhrnné tabulce (viz tab. 2. 11), kde jsou také shrnuty výhody a nevýhody jednotlivých metod.



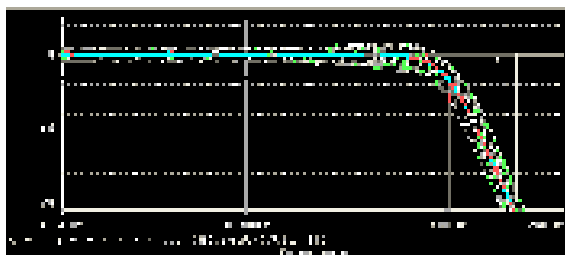
Obr. 2. 165 Počítačová analýza ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.



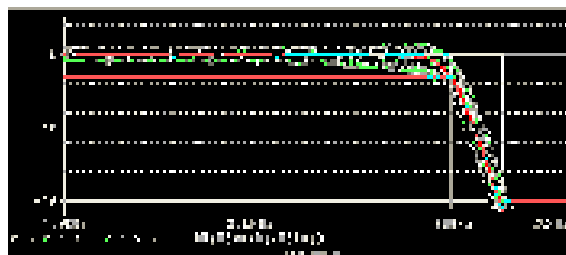
Obr. 2. 166 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 6. řádu, kaskádní metoda, bloky 2. řádu s jedním OZ + toleranční pole.



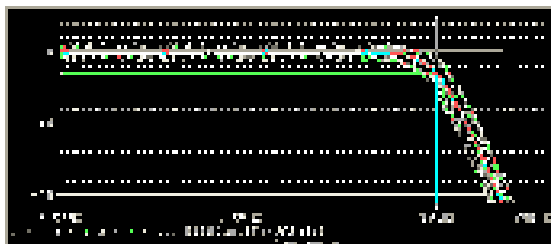
Obr. 2. 167 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 8. řádu, kaskádní metoda, bloky 2. řádu s jedním OZ + toleranční pole.



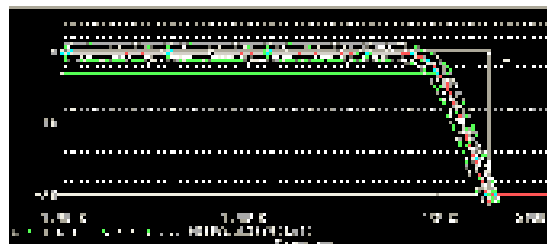
Obr. 2. 168 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 6. řádu, kaskádní metoda, bloky 2. řádu se dvěma OZ + toleranční pole.



Obr. 2. 169 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 8. řádu, kaskádní metoda, bloky 2. řádu se dvěma OZ + toleranční pole.



Obr. 2. 170 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 6. řádu, LF metoda + toleranční pole.

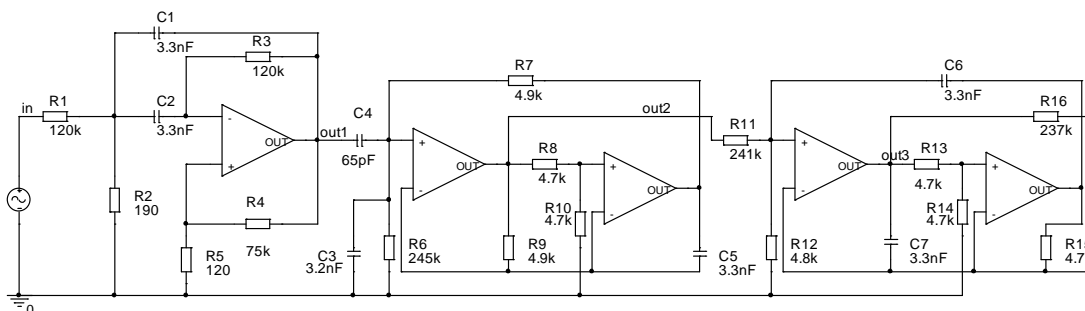


Obr. 2. 171 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 8. řádu, LF metoda + toleranční pole.

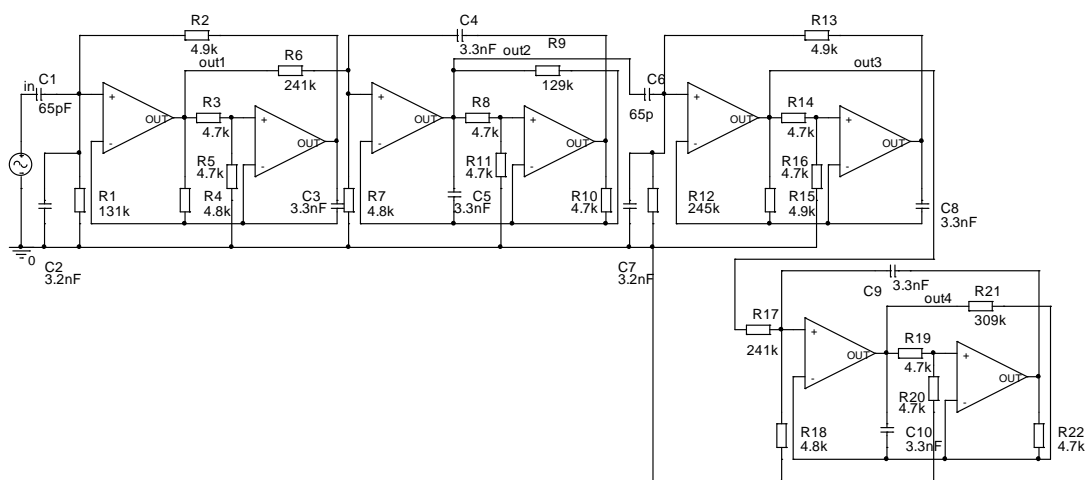
Z počítačových citlivostních analýz vyplývá, že jednotlivé metody vykazují v určitých oblastech (propustné pásmo, pásmo okolo mezního kmitočtu, nepropustné pásmo) lepší či horší citlivosti. ARC obvody realizované kaskádní metodou bloky 2. řádu s jedním OZ vykazují nejnižší citlivosti v propustném pásmu až do kmitočtu 7 kHz a poté nejnižší citlivosti v nepropustném pásmu. Naopak metoda LF vyazuje nejnižší citlivosti okolo mezního kmitočtu od 7 kHz do 9,5 kHz. Nejhorší citlivosti vykazují ARC obvody realizované kaskádní metodou bloky 2. řádu se dvěma OZ. Metoda LF realizuje konstantní přenos v celém propustném pásmu oproti ostatním metodám. Nedochází ke zvyšování činitele jakosti Q okolo mezního kmitočtu pouze k mírnému zvýšení zesílení v rámci celé charakteristiky. Další srovnání parametrů těchto ARC obvodů je uvedeno v souhrnné tabulce v závěru kapitoly 2.4.

Kromě zapojení ARC filtrů typu DP byly navrženy a počítačově analyzovány filtry typu PP realizované kaskádní metodou a metodou LF. Vstupní parametry pro PP 6. a 8. řádu byly zvoleny následovně: $F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zv1} = 400 \text{ Hz}$, $B_{pot} = 2 \text{ kHz}$, $K_{zv1} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -40 \text{ dB}$ ($K_{pot} = -50 \text{ dB}$ pro 8. řád) pro aproximaci typu Butterworth, zakončovací rezistory $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Bylo využito reálného OZ CLC440.

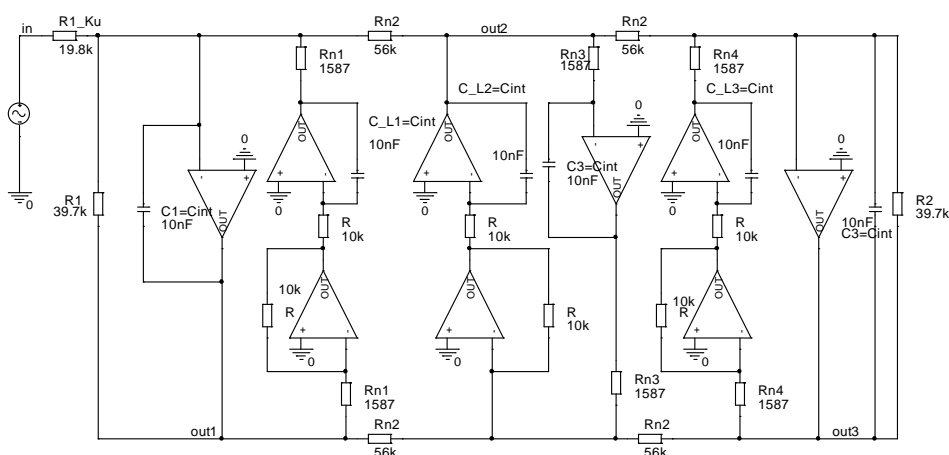
ARC obvody realizované kaskádní metodou bloky 2. řádu s jedním OZ a dvěma OZ byly navrženy podle programu [11] (viz obr. 2. 172 a obr. 2. 173). ARC obvody realizované metodou LF byly navrženy podle postupů uvedených výše (viz obr. 2. 174 a obr. 2. 175).



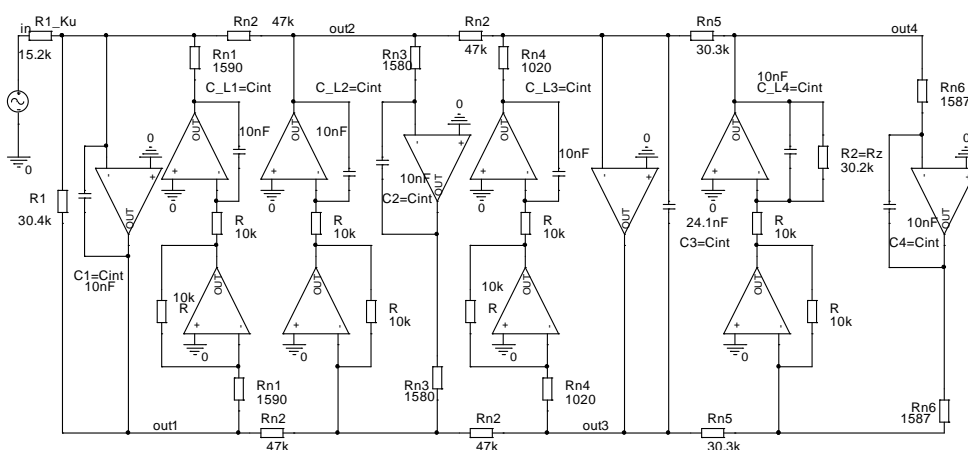
Obr. 2. 172 ARC filtr realizovaný kaskádní metodou - PP 6. řádu.



Obr. 2. 173 ARC filtr realizovaný kaskádní metodou - PP 8. řádu.

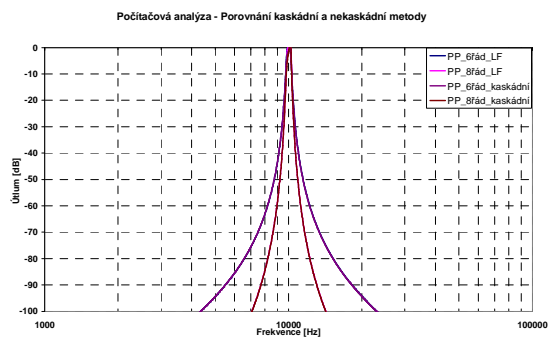


Obr. 2. 174 ARC filtr realizovaný metodou LF - PP 6. řádu.

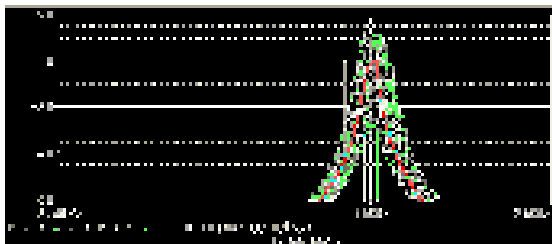


Obr. 2. 175 ARC filtr realizovaný metodou LF - PP 8. řádu.

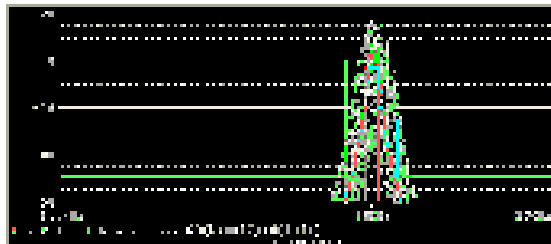
Počítačové analýzy pro výše uvedené filtry byly prováděny v programu [51]. Na obr. 2. 176 je uvedena modulová kmitočtová charakteristika, která potvrzuje shodu všech modulových kmitočtových charakteristik, které odpovídají oběma návrhovým metodám. Na obr. 2. 177 až obr. 2. 180 jsou uvedeny počítačové citlivostní analýzy. Stejně jako v předešlých příkladech byly tolerance kapacitorů 10 % a rezistorů 5 %. Výhody a nevýhody kaskádní metody a metody LF jsou uvedeny dále v souhrnné tabulce, kde jsou také uvedena výstupní data z počítačových citlivostních analýz.



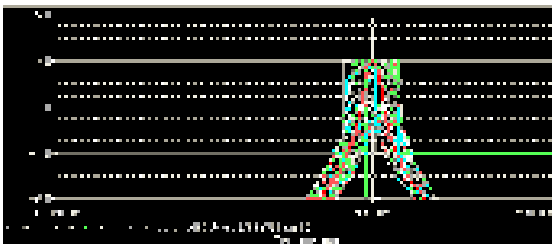
Obr. 2. 176 Počítačová analýza ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.



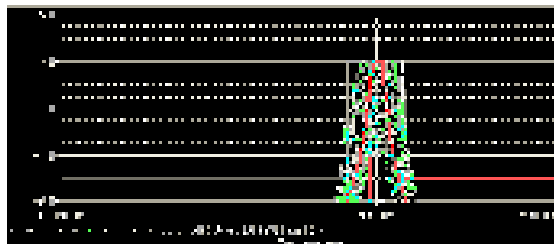
Obr. 2. 177 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 6. řádu, kaskádní metoda + toleranční pole.



Obr. 2. 178 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 8. řádu, kaskádní metoda + toleranční pole.



Obr. 2. 179 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 6. řádu, LF metoda + toleranční pole.



Obr. 2. 180 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 8. řádu, LF metoda + toleranční pole.

Z počítačových citlivostních analýz vyplývá, že metoda *LF* vykazuje nižší citlivosti oproti kaskádní metodě. U metody *LF* také nedochází ke kolísání mezi ziskem a útlumem okolo středního kmitočtu.

Jednotlivé výhody a nevýhody obou metod jsou uvedeny v *tab. 2. 11* a *tab. 2. 12*.

Porovnání vlastností filtrů typu DP 6. a 8. řádu						
$F_M = 10 \text{ kHz}$, $F_P = 15 \text{ kHz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -20 \text{ dB}$ (<i>Butterworth</i>).						
$F_M = 10 \text{ kHz}$, $F_P = 13,5 \text{ kHz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -20 \text{ dB}$ (<i>Butterworth</i>).						
Metoda řazení bloků	<u>Kaskádní</u>				<u>Leap-Frog (II)</u>	
	Blok 2. řádu s 1 OZ	Blok 2. řádu s 2 OZ	Blok 2. řádu s 1 OZ	Blok 2. řádu s 2 OZ		
Řád filtru	6. řád		8. řád		6. řád	8. řád
Celkový počet OZ	3	6	4	8	9	12
Rozptyl hodnot stavebních součástek	$k_C=15,0$	1,0	26,8	1,0	3,73	5,02
	$k_R=3,15$	3,88	3,28	5,04	3,85	4,49
Volba kapacit do řad E	Je možné				Je možné	
Realizovatelnost	Prakticky nejsnazší				Prakticky nejtěžší, velký počet OZ	
Citlivosti na hodnoty pasivních součástek	Mean	10102 Hz	9877 Hz	10126 Hz	9848 Hz	9997 Hz
	Sigma	176	248	196	263	241
		Vzrůstá s řádem filtru a zvlněním charakteristiky kolísání činitele jakosti na mezním kmitočtu				Prakticky nejmenší, konstantní přenos v celém kmitočtovém pásmu
Dynamické vlastnosti	Přijatelné (průměrné)				Po provedení optimalizace, jak bylo naznačeno výše - nejlepší	
Nastavitelnost	Prakticky nejsnazší				Prakticky nejtěžší	

Tab. 2. 11 Přehled vlastností DP pro Leap-Frog metodu a kaskádní metodu.

Porovnání vlastností filtrů typu PP pro 6. a 8. řád				
$F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 2 \text{ kHz}$, $B_{pot} = 400 \text{ Hz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -40 \text{ dB}$ (<i>Butterworth</i>).				
$F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 2 \text{ kHz}$, $B_{pot} = 400 \text{ Hz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -50 \text{ dB}$ (<i>Butterworth</i>).				
Metoda řazení bloků	<u>Kaskádní</u>		<u>Leap-Frog (II)</u>	
Řád filtru	6. řád		8. řád	
Celkový počet OZ	5 (3 - 6)		8 (4)	
Rozptyl hodnot stavebních součástek	$k_C=50,8$		50,8	
	$k_R=2041,6$		65,7	
Volba kapacit do řad E	Je možné		Je možné	
Realizovatelnost	Prakticky nejsnazší		Prakticky nejtěžší, velký počet OZ	
Citlivosti na hodnoty pasivních součástek	Mean	10080 Hz	10038 Hz	9978 Hz
	Sigma	223	241	288
		Vzrůstá s řádem filtru a zvlněním charakteristiky kolísání zisku a útlumu na středním kmitočtu		Prakticky nejmenší, konstantní přenos v celém kmitočtovém pásmu
Dynamické vlastnosti	Přijatelné (průměrné)		Po provedení optimalizace, jak bylo naznačeno výše - nejlepší	
Nastavitelnost	Prakticky nejsnazší		Prakticky nejtěžší	

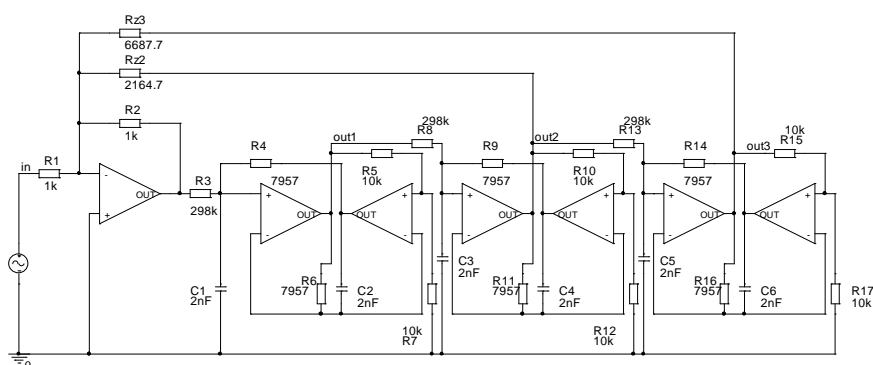
Tab. 2. 12 Přehled vlastností PP pro Leap-Frog metodu a kaskádní metodu.

Závěrem k porovnání obou metod, tedy metody LF a kaskádní metody, je vhodné shrnout hlavní výhody a nevýhody. Pro kaskádní metodu jednoznačně hovoří rychlost a jednoduchost návrhu,

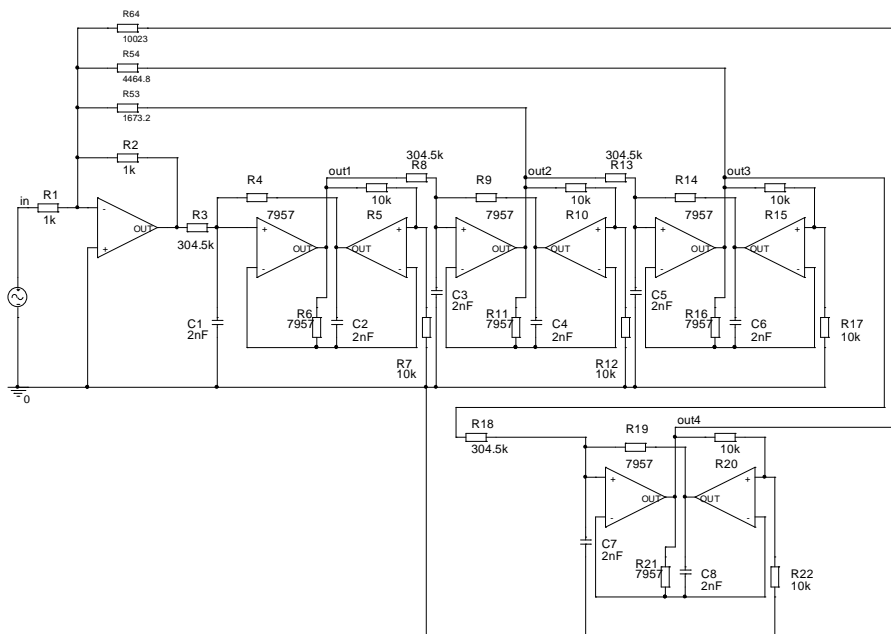
případně i cena a to vše z důvodu použití menšího počtu *OZ* v obvodu. Návrh kaskádní metody se dá najít v mnohé literatuře či případně využít již realizované návrhové programy, které dokáží navrhout dané filtry podle požadovaných vstupních parametrů. Pro metodu *LF* hovoří především velice nízký rozptyl hodnot stavebních součástí, s čímž úzce souvisí citlivosti na hodnoty pasivních součástí. Z tolerančních analýz je patrné zachování (dodržení) tolerančního pole pro modulové kmitočtové charakteristiky. Problematiku složitosti návrhu by měl vyřešit program pro kompletní návrh metody *LF*, který bude popsán níže.

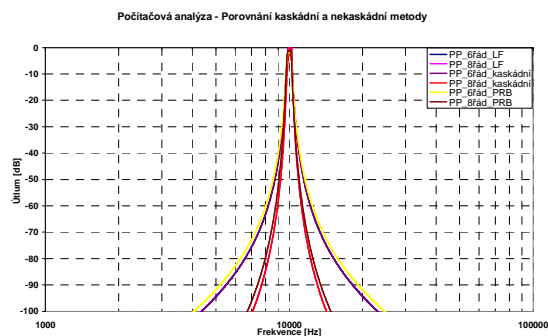
2.5 Porovnání metody *Leap-Frog* s nekaskádní metodou *PRB*

Pro další porovnání je možné využít nekaskádní metodu spojování bloků označovanou jako *PRB* (*primary resonator block*) [1]. Příklady *ARC* filtrů realizovaných nekaskádní metodou *PRB* jsou uvedeny na obr. 2. 181 a obr. 2. 182. Vstupní parametry jsou shodné jako v případě *ARC PP* realizované kaskádní nebo *LF* metodou. Návrh *ARC* filtrů realizovaných metodou *PRB* vycházel z literatury [1].



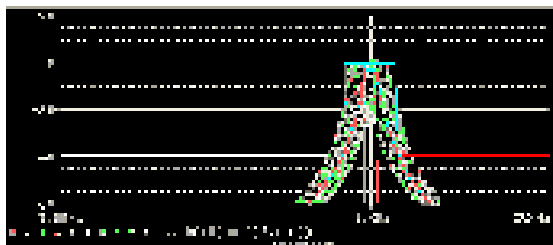
Obr. 2. 181 ARC filtr realizovaný metodou *PRB* - *PP* 6. řádu.



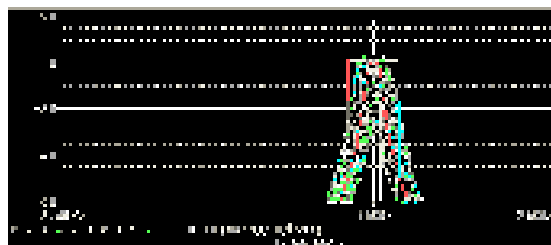


Obr. 2. 183 Počítačová analýza ARC filtrů - modulová kmitočtová charakteristika.

Na *obr. 2. 184* a *obr. 2. 185* jsou uvedeny počítačové citlivostní analýzy. Stejně jako v předešlých příkladech byly tolerance kapacitorů 10 % a rezistorů 5 %. Výhody a nevýhody nekaskádní metody a metody *LF* jsou uvedeny dále v souhrnné tabulce (viz *tab. 2. 13*), kde jsou také uvedena výstupní data z počítačových citlivostních analýz.



Obr. 2. 184 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 6. řádu, *PRB* metoda + toleranční pole.



Obr. 2. 185 Počítačová citlivostní analýza - ARC filtr 8. řádu, *PRB* metoda + toleranční pole.

Z počítačových citlivostních analýz vyplývá, že se metoda *PRB* vyznačuje vyššími citlivostmi než metoda *LF*.

Porovnání vlastností filtrů typu <i>PP</i> pro 6. a 8. řád				
$F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 2 \text{ kHz}$, $B_{pot} = 400 \text{ Hz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -40 \text{ dB}$ (<i>Butterworth</i>).				
$F_0 = 10 \text{ kHz}$, $B_{zvl} = 2 \text{ kHz}$, $B_{pot} = 400 \text{ Hz}$, $K_{zvl} = -3 \text{ dB}$ a $K_{pot} = -50 \text{ dB}$ (<i>Butterworth</i>).				
Metoda řazení bloků	<i>PRB</i>		<i>Leap-Frog (II)</i>	
Řád filtru	6. řád	8. řád	6. řád	8. řád
Celkový počet <i>OZ</i>	7 (4)	9 (5)	9	12
Rozptyl hodnot stavebních součástek	$k_C=1,0$	1,0	1,0	2,4
	$k_R=298,0$	304,5	35,2	46,3
Volba kapacit do řad <i>E</i>	Je možné		Je možné	
Realizovatelnost	Složitá		Prakticky nejtěžší, velký počet <i>OZ</i>	
Citlivosti na hodnoty pasivních součástek	Mean	10026 <i>Hz</i>	10036 <i>Hz</i>	9978 <i>Hz</i>
	Sigma	381	386	288
		Značné citlivosti na tolerance součástek		Prakticky nejmenší, konstantní přenos v celém kmitočtovém pásmu
Dynamické vlastnosti	Přijatelné (průměrné)		Po provedení optimalizace, jak bylo naznačeno výše - nejlepší	
Nastavitelnost	Složitá		Prakticky nejtěžší	

Tab. 2. 13 Přehled vlastností *PP* pro *Leap-Frog* metodu a *PRB* metodu.

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.

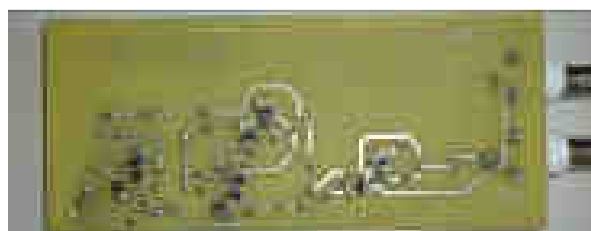
2.7 Realizace filtrů metodou *Leap-Frog*

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.III*) (viz obr. 2. 70). Realizace filtru je zobrazena na obr. 2. 186 a obr. 2. 187. Návrh všech desek plošných spojů (*DPS*) uvedených *ARC* obvodů byl prováděn v programu *Eagle* [57]. Výsledky měření jsou uvedeny na obr. 2. 188 a obr. 2. 189. Charakteristiky uvedené v grafu (obr. 2. 188) 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. 189 je výstup reálného měření zobrazený v programu *Bode 100 analyzátor* [52].

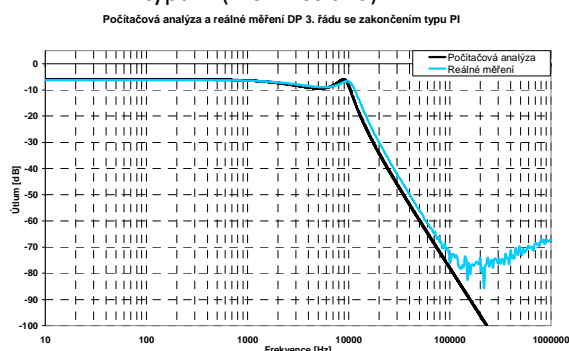
ARC obvody byly realizovány (vzhledem k dostupnosti) s reálnými *OZ OPA355* [58]. Parametry tohoto *OZ* jsou uvedeny v příloze 12.



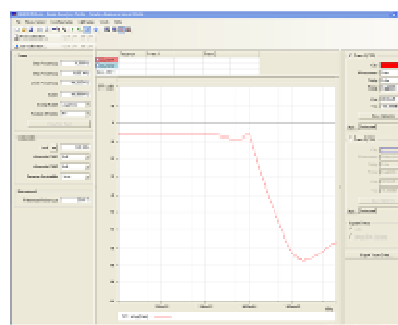
Obr. 2. 186 Reálný filtr *DP* 3. řádu zakončení typu *II* (vrchní strana).



Obr. 2. 187 Reálný filtr *DP* 3. řádu zakončení typu *II* (spodní strana).



Obr. 2. 188 Počítačová analýza a reálné měření - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2. 189 Reálné měření v programu [52].

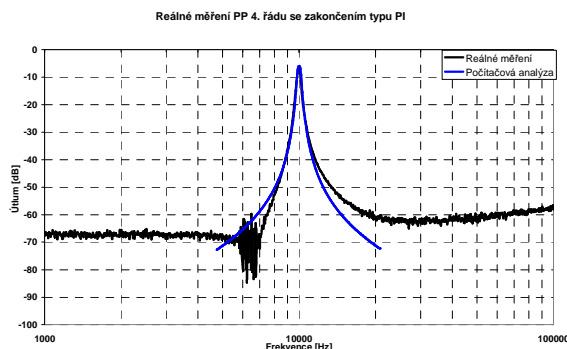
Dalším realizovaným zapojením byla *PP* 4. řádu se zakončením typu *II* (*var.III*) (viz obr. 2. 116). Reálný vzorek filtru je zobrazen na obr. 2. 190 a obr. 2. 191. Výsledek měření je uveden na obr. 2. 192, kde je opět vykreslena počítačová analýza vycházející z programu [51] a reálného měření realizovaného analyzátozem *Bode 100* [52]. Obě charakteristiky jsou ve velmi dobré shodě.



Obr. 2. 190 Reálný filtr *PP* 4. řádu zakončení typu *II* (vrchní strana).

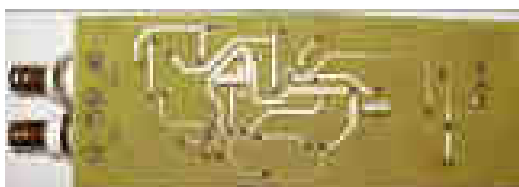


Obr. 2. 191 Reálný filtr *PP* 4. řádu zakončení typu *II* (spodní strana).

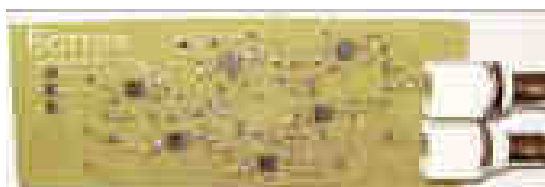


Obr. 2. 192 Počítačová analýza a reálné měření - modulová kmitočtová charakteristika.

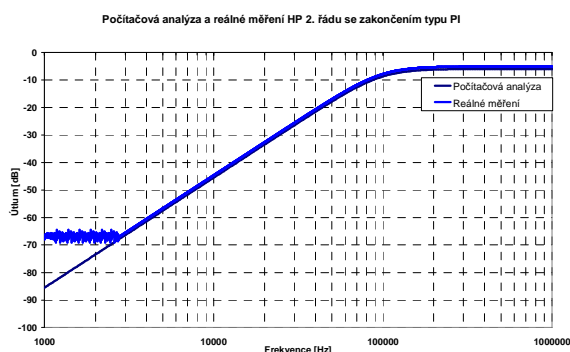
Kromě obvodů typu *DP* a *PP* byl realizován filtr typu *HP* 2. řádu se zakončením typu *II* (var.*III*) (viz obr. 2. 91). Realizace filtru je zobrazena na obr. 2. 193 a obr. 2. 194 a výsledek reálného měření a počítačová analýza obvodu je uvedena na obr. 2. 195. Obě charakteristiky jsou téměř shodné. Charakteristika reálného měření je nepatrně posunuta v celém pásmu oproti počítačové charakteristice (způsobeno tolerancemi použitých součástek v obvodu).



Obr. 2. 193 Reálný filtr *HP* 2. řádu zakončení typu *II* (vrchní strana).

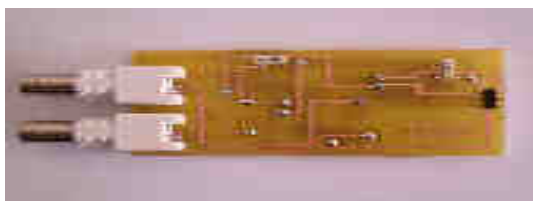


Obr. 2. 194 Reálný filtr *HP* 2. řádu zakončení typu *II* (spodní strana).



Obr. 2. 195 Počítačová analýza a reálné měření - modulová kmitočtová charakteristika.

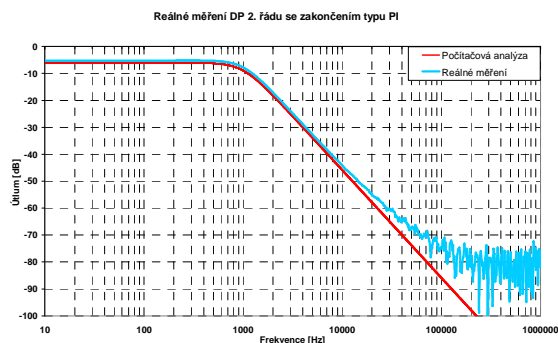
Dalším realizovaným obvodem byl filtr typu *DP* 2. řádu se zakončením typu *II* (viz obr. 2. 43 (var.*2II*)). Realizace filtru je zobrazena na obr. 2. 196 a obr. 2. 197 a výsledek reálného měření a počítačová analýza obvodu je uvedena na obr. 2. 198 a obr. 2. 199. Z počítačových analýz i reálného měření 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° .



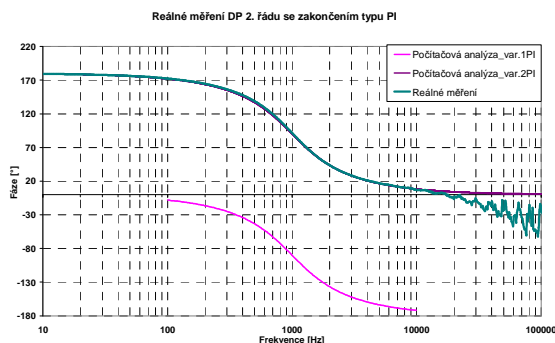
Obr. 2. 196 Reálný filtr *DP* 2. řádu zakončení typu *II* (var.*2II*) (vrchní strana).



Obr. 2. 197 Reálný filtr *DP* 2. řádu zakončení typu *II* (var.*2II*) (spodní strana).



Obr. 2. 198 Počítačová analýza a reálné měření - modulová kmitočtová charakteristika.



Obr. 2. 199 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.

2.8 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.

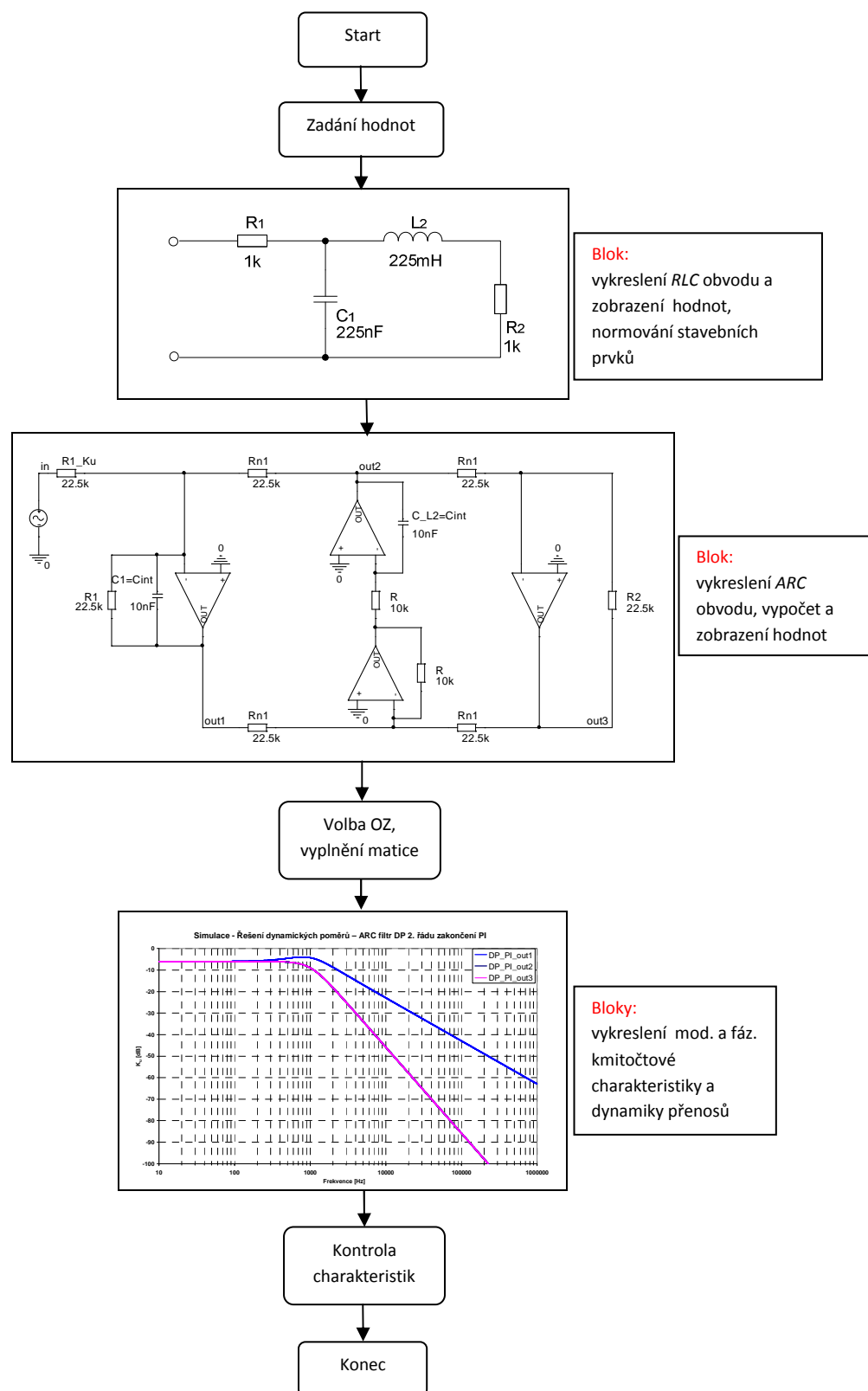
Tento programový segment byl vytvořen v programovém prostředí *Borland Delhi 7* [53] a byl implementován do programu *NAF*. Zdrojový soubor, ve kterém se nachází algoritmus pro samotné vykreslování *ARC LF* filtrů, je nazván *U_ARC_LF.pas* a obsahuje okolo 8000 řádků kódu. Vzhledem k takovému množství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

Programový segment *U_ARC_LF* obsahuje následující bloky:

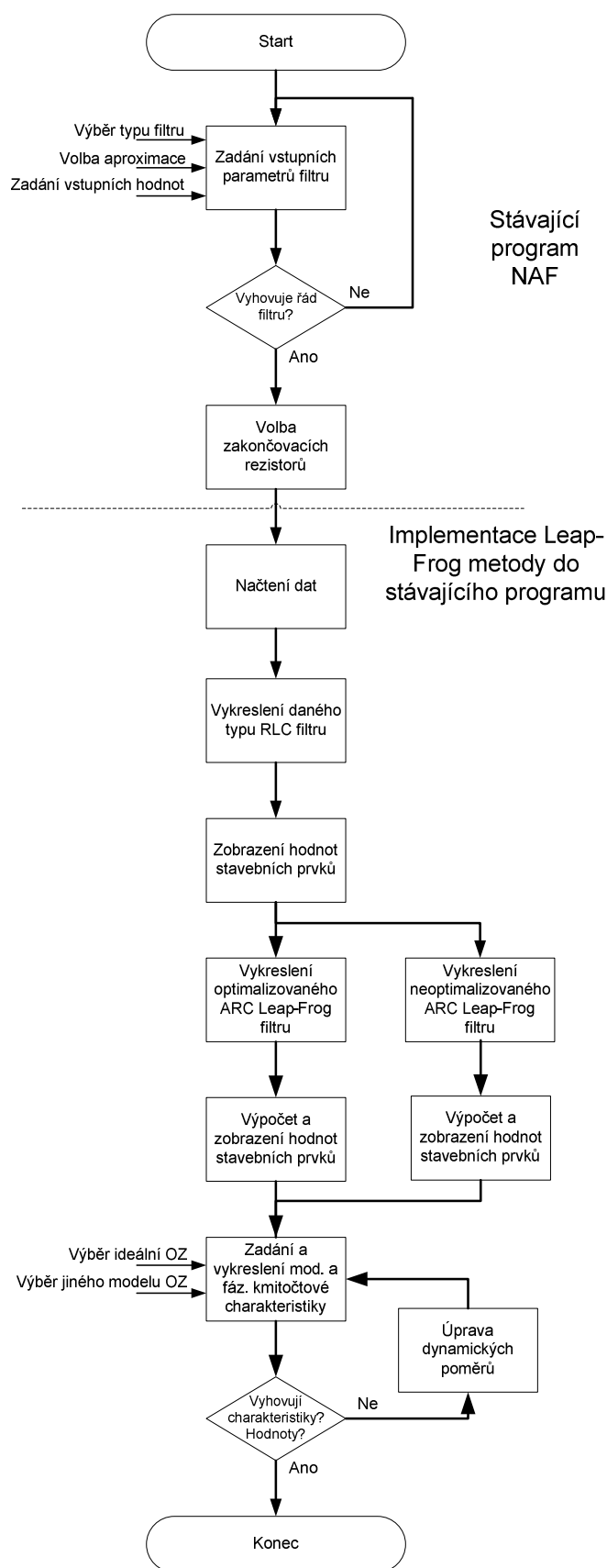
- vykreslení *RLC* obvodů a zobrazení hodnot stavebních součástí,
- vykreslení *ARC* obvodů, výpočet a zobrazení hodnot stavebních součástí,
- zobrazení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky,
- zobrazení dynamiky přenosů.

Jednotlivé části budou popsány podrobně i s ukázkami *print_screen* částí bloků (příkladů) dále v této kapitole.

Před samotným programováním byl navržen vývojový diagram dávající představu o požadované funkci programového segmentu. Zjednodušená představa o vytvoření a implementaci tohoto programového segmentu do stávajícího programu *NAF* je patrná na příkladech vývojových diagramů (viz *obr. 2. 200* a *obr. 2. 201*). Obrázkový vývojový diagram (*obr. 2. 200*) konkrétně definuje a zobrazuje jednotlivé bloky, které bylo nutné postupně algoritmizovat a začlenit do programového segmentu. Podrobnější vývojový diagram navrženého programového segmentu (*obr. 2. 201*) definuje konkrétněji jednotlivé programovací bloky (kroky).



Obr. 2. 200 Obrázkový vývojový diagram jednotlivých bloků o funkci programu.



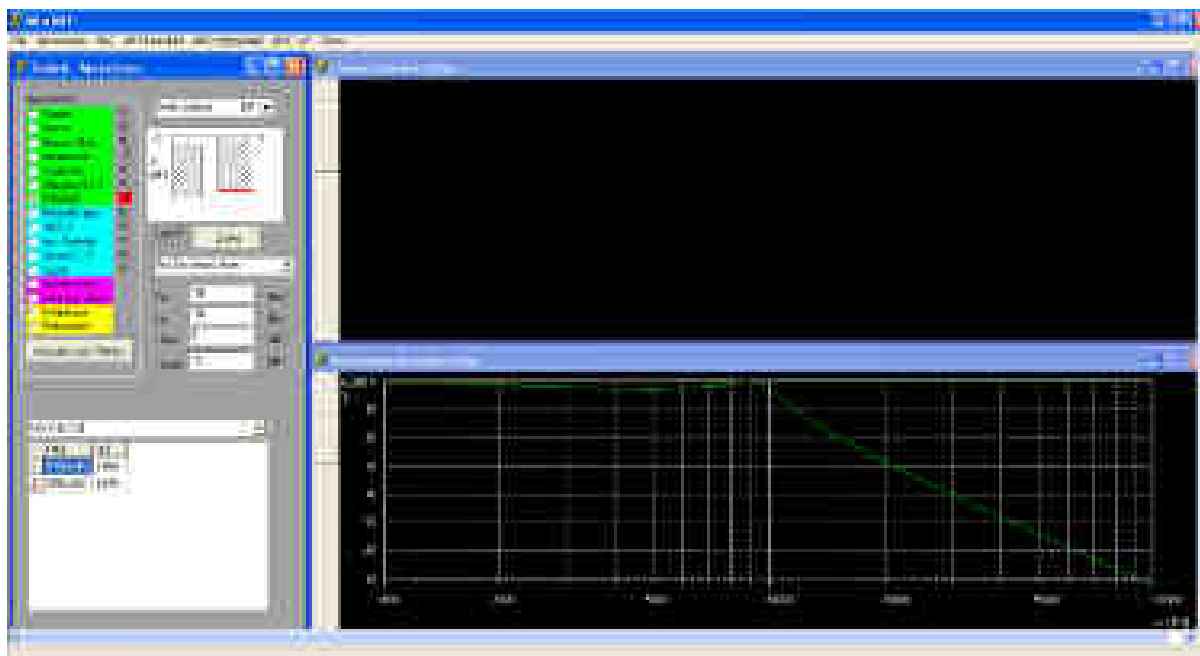
Obr. 2. 201 Zjednodušený vývojový diagram navrženého programového segmentu.

K celkovému popisu programu, tedy původního programu *NAF*, a samotnou implementaci programového segmentu *U_ARC_LF* lze využít vývojový diagram (viz obr. 2. 201).

- **Blok původního segmentu programu NAF**

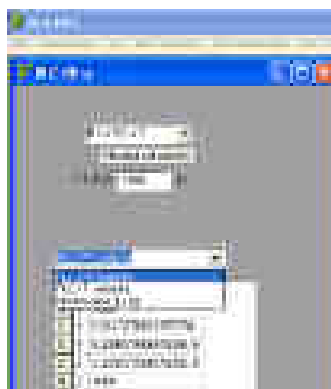
Původní program všeobecně umožňuje zadání typu filtru (DP , HP , PP , PZ a $FČ$), vstupních hodnot podle daného typu filtru (F_M , F_P , F_0 , K_{pot} , K_{zvl} , B_{zvl} a B_{pot}), typ aproximace (*Bessel*, *Butterworth*, *Čebyšev*, *Cauer*, *Inv. Cauer*, *Bessel-Butterworth* atd.) a volbu zakončovacích rezistorů (shodné zakončení, rozdílné zakončení, zakončení typu T a Π atd.). Z těchto dat získáme požadovaná data sloužící pro sestavení RLC obvodu, ze kterých vycházejí ARC LF filtry. V této části poté začíná programový segment řešící problematiku okolo LF metody.

Úvodní obrazovka programu *NAF*, do kterého byla realizována implementace metody *Leap-Frog* (záložka *ARC-LF*), je patrná na obr. 2. 202. V této úvodní obrazovce programu *NAF* se konkrétně provádí zadání uživatelských vstupních požadavků. V našem případě byl vybrán filtr typu DP . Pro zvolený typ filtru se provedlo zadání vstupních hodnot: $F_M = 10$ kHz, $F_P = 15$ kHz, $K_{zvl} = -3$ dB a $K_{pot} = -15$ dB. Jako poslední se provedla volba typu aproximace v našem případě *Čebyšev*, kde se posléze zobrazí červeně vypočtený řád filtru (3. řád). Na úvodní stránce jsou zobrazeny i doplňkové funkce jako např. zobrazení koeficientů dané aproximace či zobrazení modulové a časové kmitočtové charakteristiky počítané z koeficientů typu aproximace podle vstupních hodnot (časová charakteristika byla změněna na fázovou kmitočtovou charakteristiku).



Obr. 2. 202 Úvodní obrazovka programu *NAF* se zadáním požadovaných parametrů.

Po zadání a zobrazení požadovaných dat v záložce „Zadání aproximace“ je nutné zvolit záložku „ RLC filtr“ (viz obr. 2. 203), ve které se provede volba zakončovacích rezistorů (shodné zakončení), jejich hodnoty (např. $1000\ \Omega$) a také typ zakončení Π nebo T kompletního RLC filtru (Π varianta).



Obr. 2. 203 Volba hodnoty zakončovacích rezistorů a typu zakončení filtru.

Volbou hodnoty zakončovacích rezistorů a typu zakončení filtru již máme všechna potřebná data (proměnné), která budou sloužit k samotnému vykreslení *RLC* filtru a hodnot jeho stavebních prvků. Pro vykreslení výsledného *RLC* filtru je nutné využít určitá pole z tohoto bloku (proměnné), která definují parametry kompletních *RLC* obvodů. Pro námi definované vstupní uživatelské parametry (viz *obr. 2. 202 a obr. 2. 203*) získáváme např. z programového bloku následující data:

- *HP* [0 1000 0.0113 5.3296e-08 5.3296e-08 1000],
- *KP* [R L C C R],
- *PR1* [0 -1 1 1 0],
- *PR2* [1 2 2 3 3],
- *PR3* [2 3 0 0 0],

kde *HP*: hodnota prvku,

KP: název prvku,

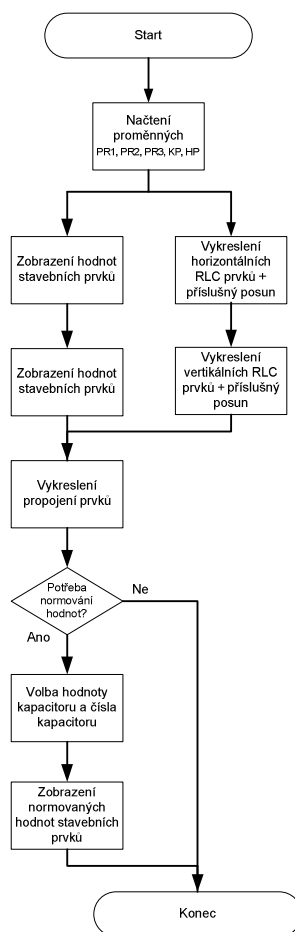
PR1: kód prvku (0 – rezistor, -1 – cívka, 1 – kapacitor),

PR2: začátek prvku v daném uzlu,

PR3: konec prvku v daném uzlu.

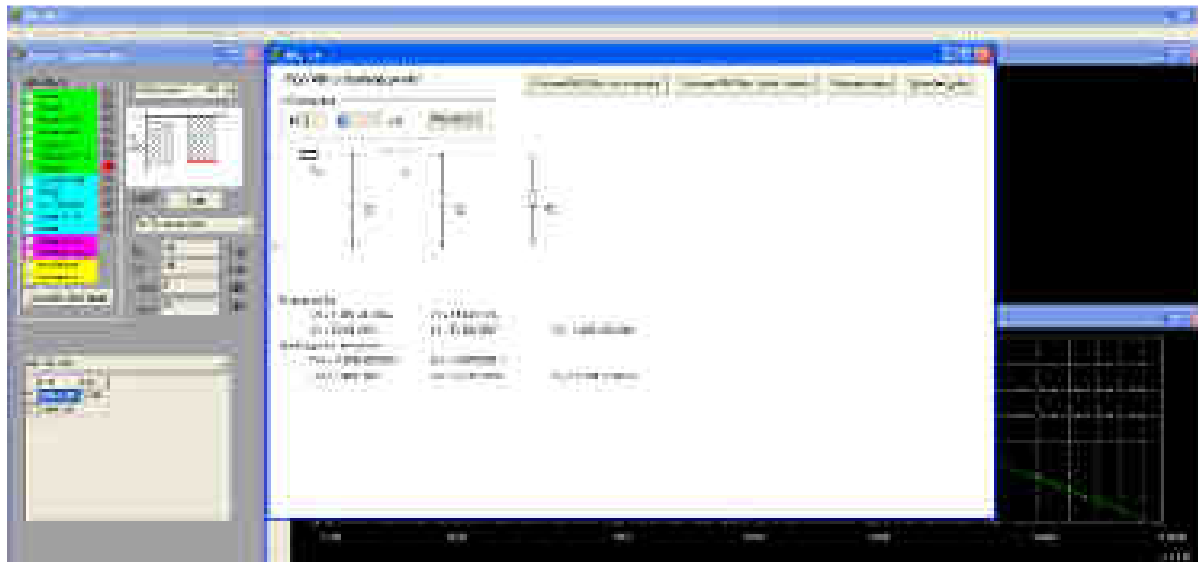
• Blok vykreslení *RLC* obvodu programového segmentu *U_ARC_LF*

Data z výše popsaných proměnných se využívají v bloku vykreslení *RLC* obvodu programového segmentu *U_ARC_LF*. Z těchto dat se již dá vykreslit požadovaný *RLC* obvod, který se posléze skládá z jednotlivých stavebních prvků, pomocných propojovacích čar a uzlů. Příklad vývojového diagramu pro tento blok je uveden na *obr. 2. 204*.



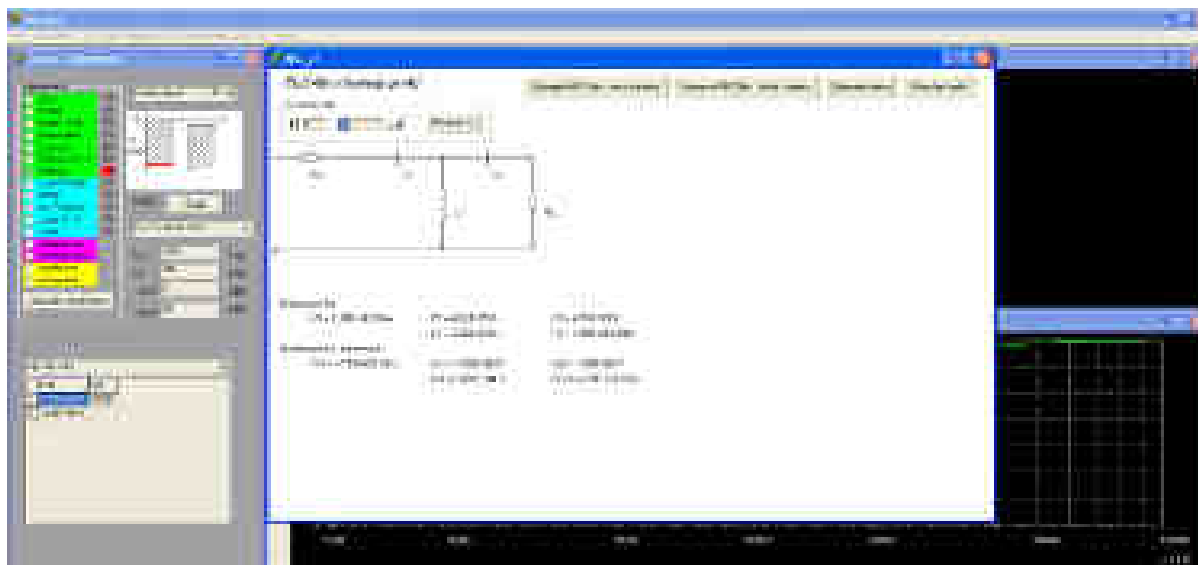
Obr. 2. 204 Vývojový diagram pro blok vykreslení *RLC* obvodu.

Následný příklad vykreslení daného RLC obvodu v programu *NAF* je patrný na *obr. 2. 205*. Kromě RLC obvodu je vedle součástky zobrazena hodnota daného prvku a hodnota normovaná podle uživatelem zvolené hodnoty kapacitoru, v našem případě podle hodnoty kapacitoru $C_1 = 10 \text{ nF}$. Normování hodnot stavebních součástek daného obvodu nám zaručí nižší rozptyl hodnot stavebních součástek kapacitorů k_C , v našem případě $k_C = 1$. Zobrazený RLC obvod odpovídá DP 3. řádu zobrazené na *obr. 2. 61*.

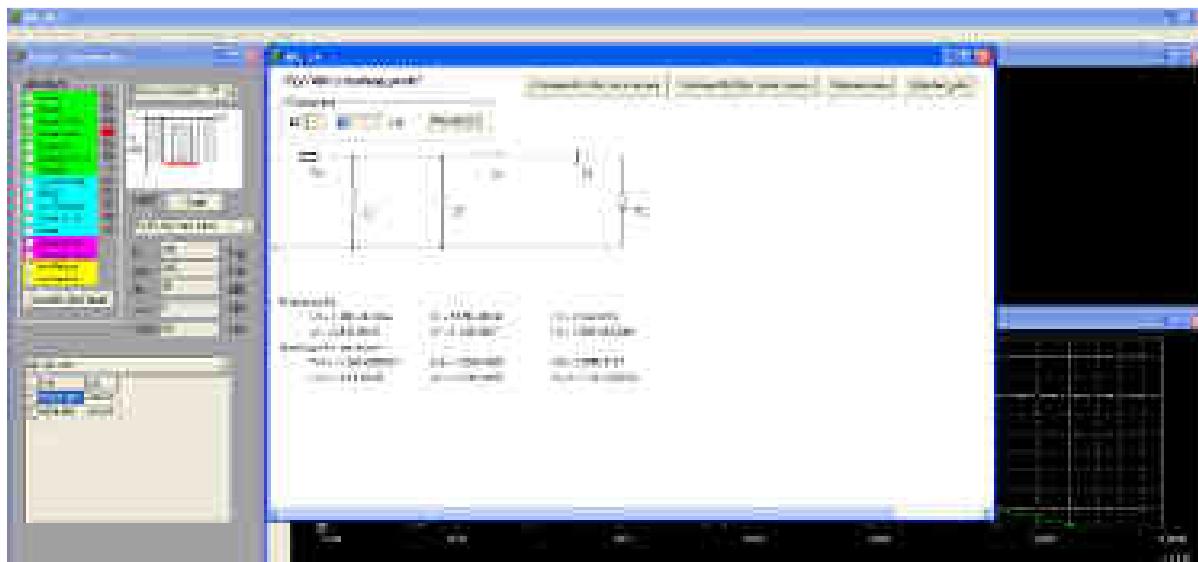


Obr. 2. 205 Vykreslení kompletního RLC filtru - DP 3. řádu (*obr. 2. 61*).

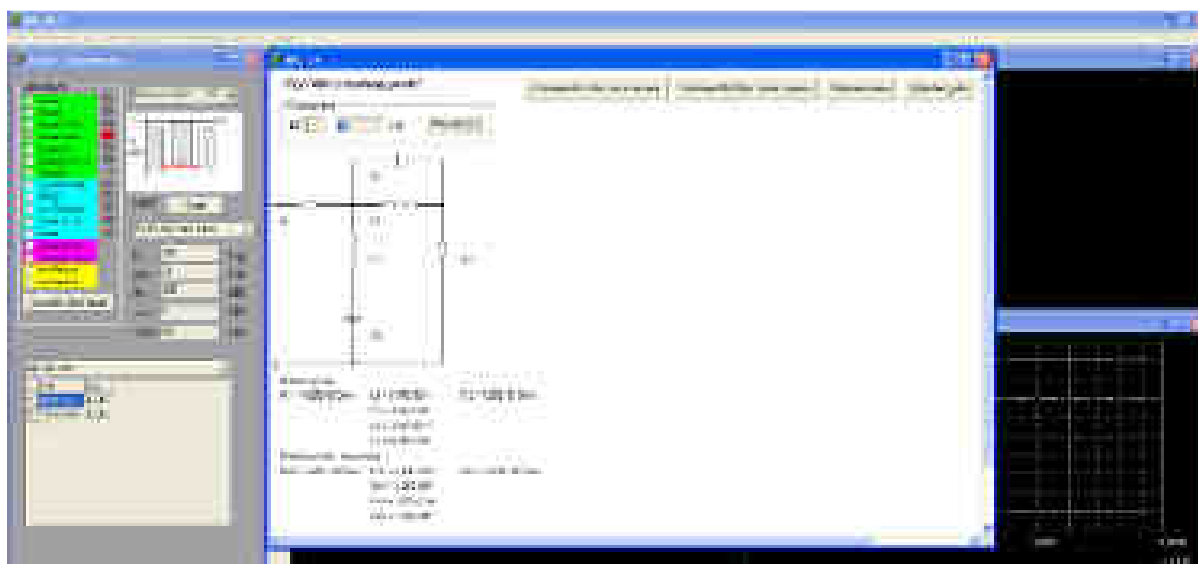
Příklady vykreslení dalších obvodů jsou zobrazeny na *obr. 2. 206* až *obr. 2. 208*. Jedná se o vykreslení RLC obvodů typů HP , PP a PZ . Jednotlivé obvody odpovídají příkladům, které byly uvedeny v kapitole 2.3, z důvodu snazší kontroly a správnosti navržených obvodů. V případě RLC DP se jedná o návrh uvedený na *obr. 2. 61* (DP 3. řádu zakončení typu II). Další příklad je uveden jako HP 3. řádu zakončení typu T (*obr. 2. 99*). Poslední příklady jsou uvedeny jako PP a PZ 4. řádu zakončení typu II (*obr. 2. 112* a *obr. 2. 124*). V daném obrázku je vždy zobrazena záložka *ARC_LF*, kde je vykreslený daný RLC filtr i s hodnotami odpovídající vstupním požadavkům, které jsou zobrazeny v záložce *Zadání - Aproximace*. Správnost výsledků byla také srovnávána a kontrolována s původním programem *NAF*.



Obr. 2. 206 Vykreslení kompletního RLC filtru - HP 3. řádu (*obr. 2. 99*).



Obr. 2. 207 Vykreslení kompletního RLC filtru - PP 4. řádu (obr. 2. 112).



Obr. 2. 208 Vykreslení kompletního RLC filtru - PZ 4. řádu (obr. 2. 124).

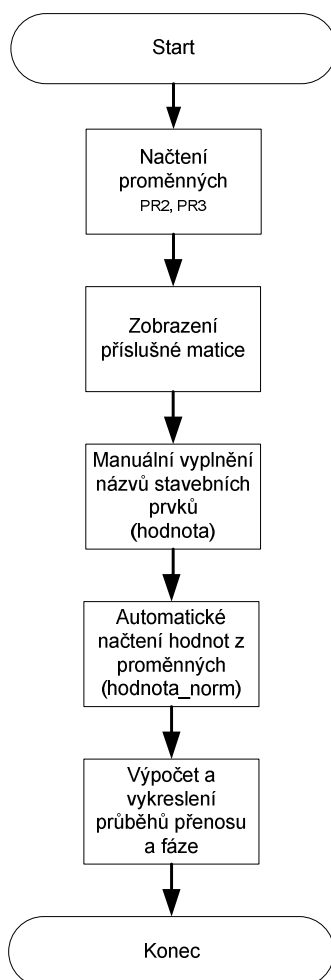
Další příklady jsou uvedeny v příloze 6. Jednotlivé příklady byly zkontrolovány s původním programem *NAF*.

- **Blok vykreslení modulových a fázových kmitočtových charakteristik pro RLC filtry**

Kromě vykreslení RLC obvodů a jejich hodnot stavebních prvků je další možností vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky. Toto vykreslení vychází z reálného výpočtu metody uzlových napětí [66]. Vývojový diagram je zobrazen na obr. 2. 209.

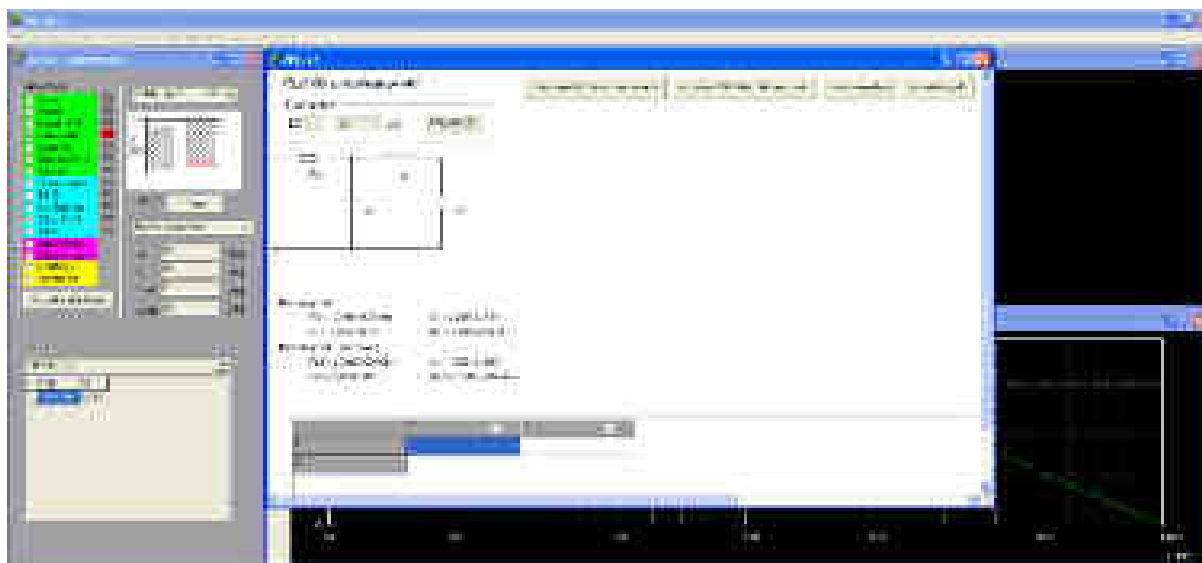
Nejprve bylo potřeba z jednotlivých proměnných $PR2$, $PR3$ příslušného typu a řádu filtru odvodit a zobrazit příslušnou matici pro determinant uzlového napětí (např. 2×2 , 3×3 , 4×4 atd.). Poté manuálně vyplnit názvy prvků jednotlivých stavebních prvků. Po tomto vyplnění si tento segment automaticky projde jednotlivé názvy a přiřadí hodnoty, které jsou umístěny v proměnných *hodnota* (např. $R1$, $L2$, $C5$), *hodnota_norm* (normované hodnoty stavebních prvků) a provede kompletní výpočet a zobrazení příslušných modulových a fázových kmitočtových charakteristik (žlutý průběh

atd). Druhým zobrazeným průběhem (zelený průběh) je průběh, který je vykreslován původním programem *NAF* a může sloužit ke kontrole správnosti výsledků.

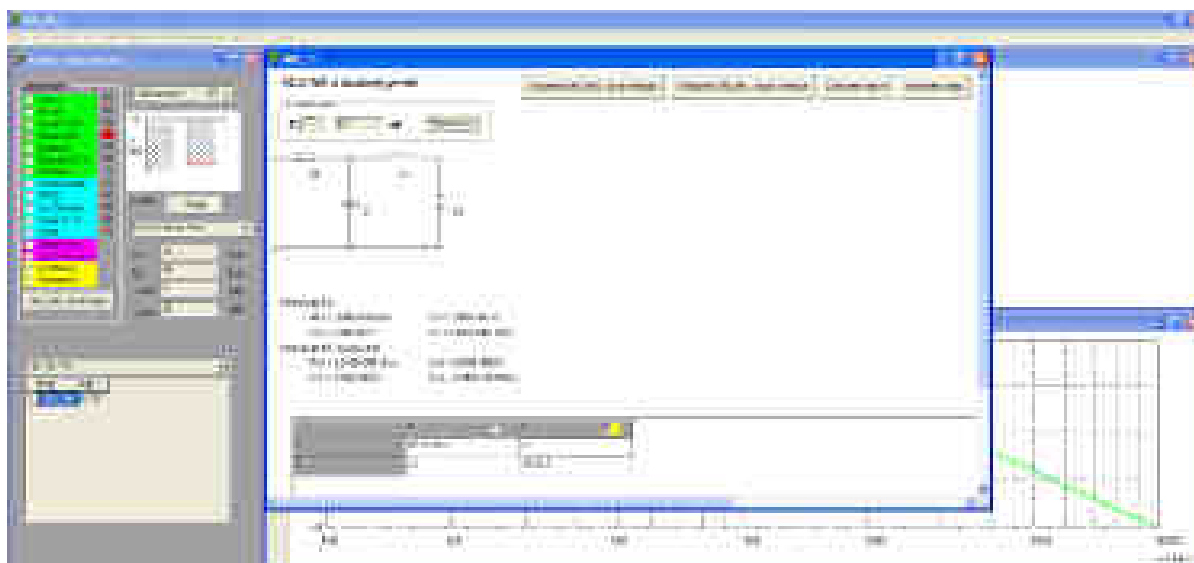


Obr. 2. 209 Vyvojový diagram pro blok vykreslení modulových a fázových kmitočtových charakteristik.

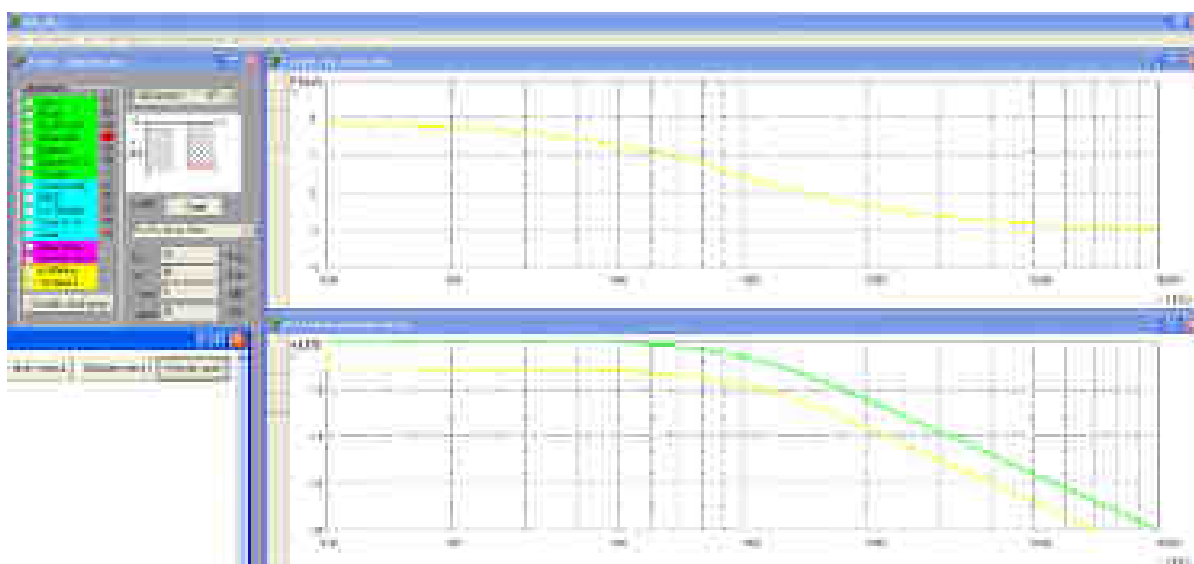
Konkrétní příklad pro *RLC* obvod (obr. 2. 33) i s vyplněním matice je uveden na obr. 2. 210 až obr. 2. 212. Vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro obr. 2. 205 je uvedeno na obr. 2. 213. Další příklady jsou uvedeny na obr. 2. 214 až obr. 2. 216.



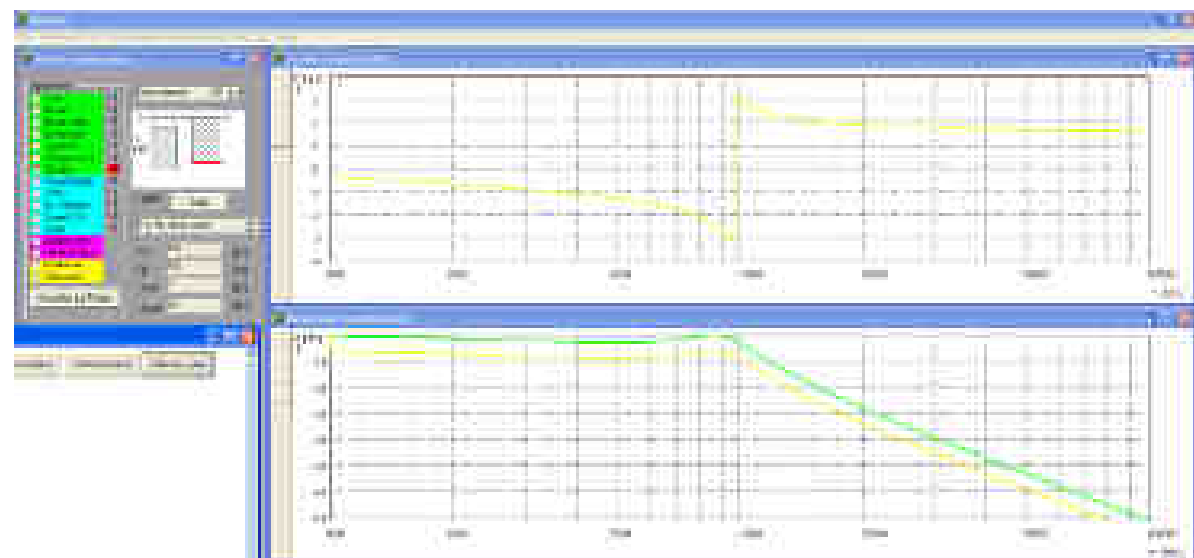
Obr. 2. 210 Zobrazení matice pro příslušný obvod.



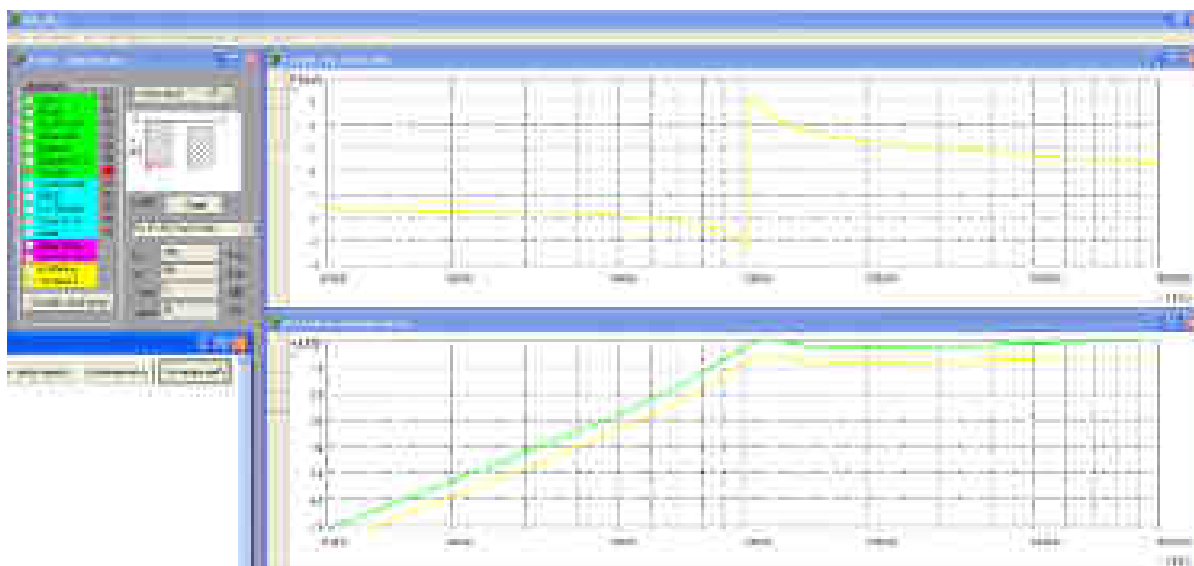
Obr. 2. 211 Vyplnění matice podle uvedených názvů hodnot stavebních prvků daného obvodu.



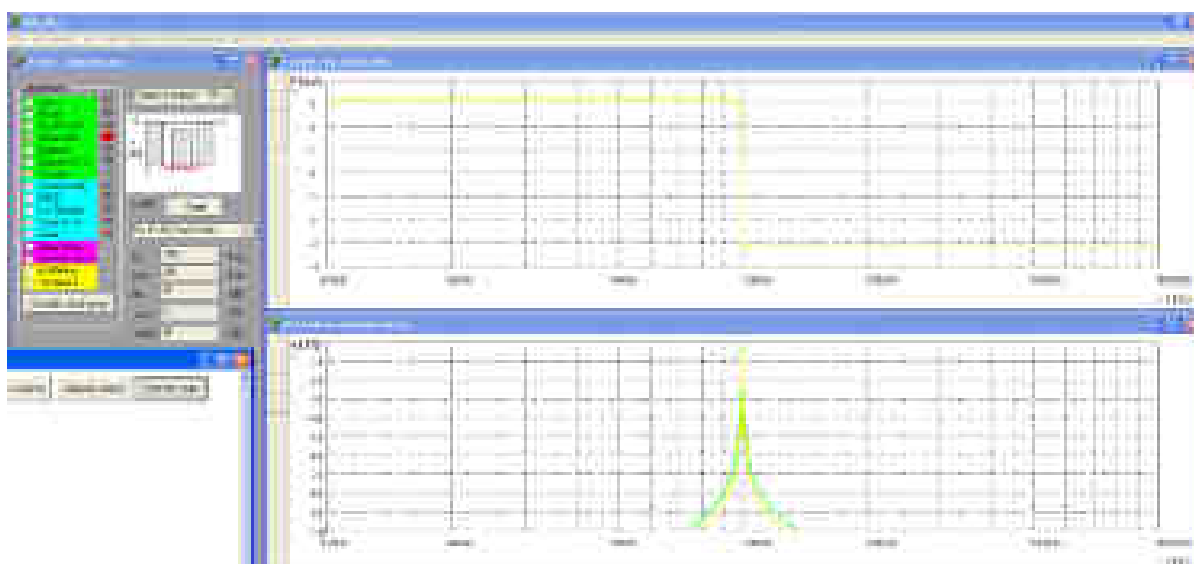
Obr. 2. 212 Vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro obvod na obr. 2. 33.



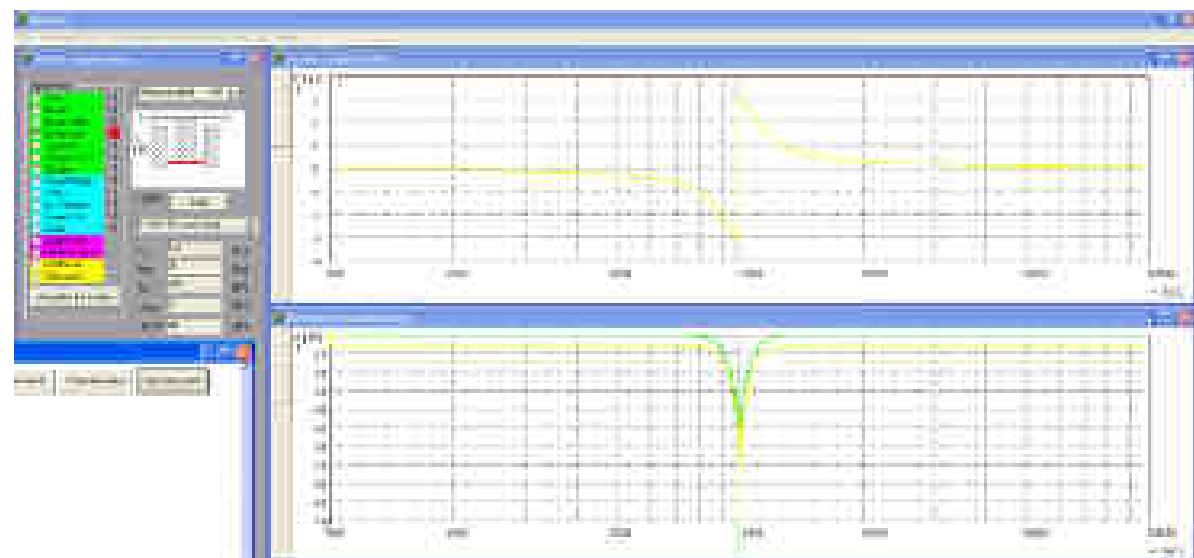
Obr. 2. 213 Vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro obvod na obr. 2. 61.



Obr. 2. 214 Vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro obvod na *obr. 2. 99*.



Obr. 2. 215 Vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro obvod na *obr. 2. 112*.

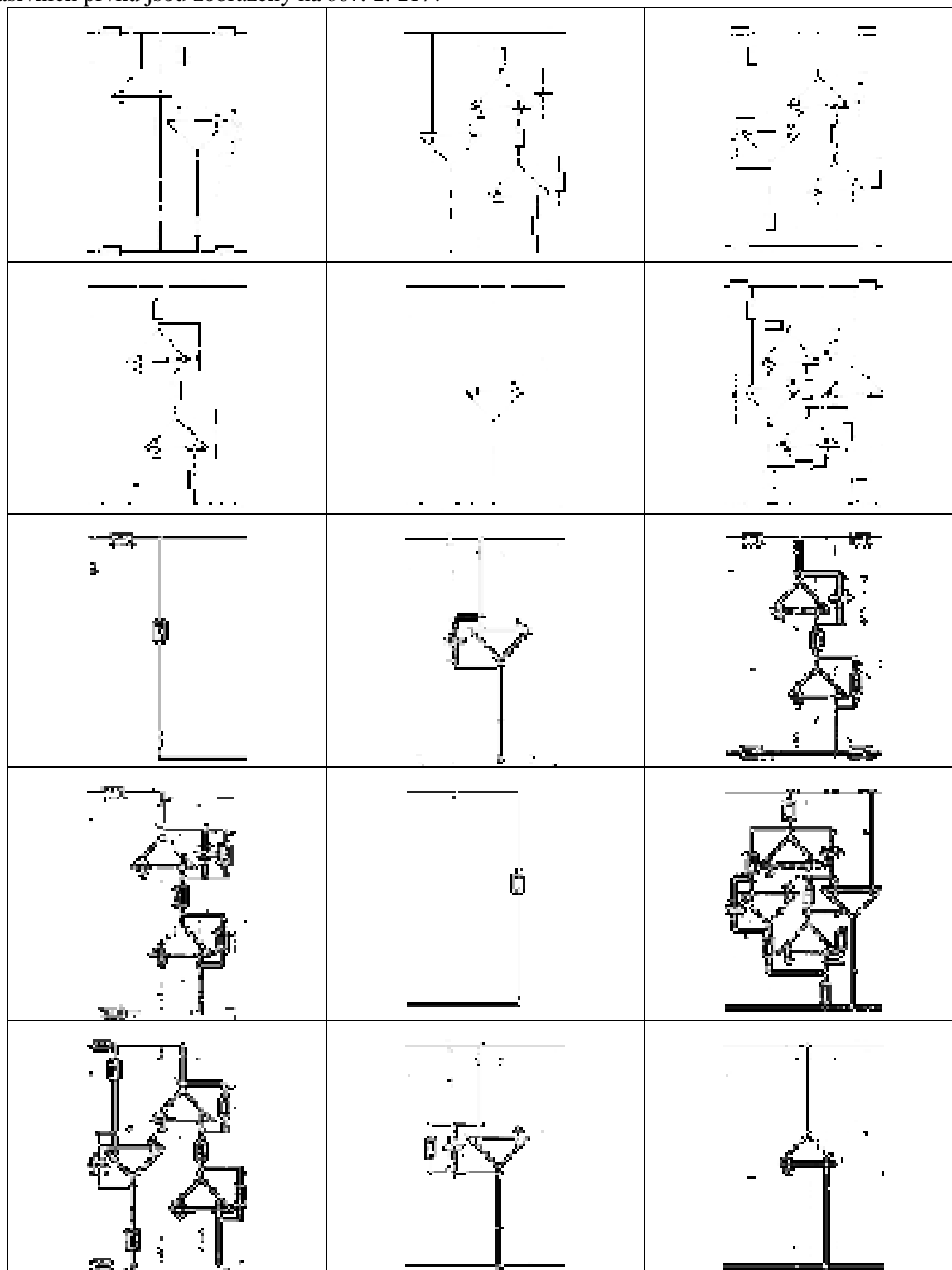


Obr. 2. 216 Vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro obvod na *obr. 2. 124*.

Další příklady vykreslení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky jsou uvedeny v příloze 7.

- **Blok vykreslení ARC obvodu programového segmentu U_ARC_LF**

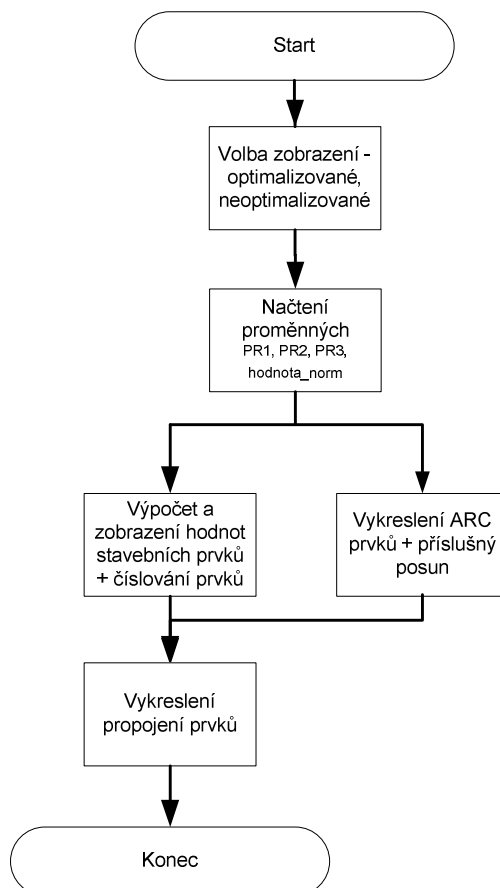
Z vykreslených RLC obvodů je možno přejít k vykreslování ARC obvodů realizovaných metodou LF . Jednotlivé ARC obvody budou vykreslovány pomocí bloků simulujících dané zapojení jednotlivých stavebních prvků RLC obvodu. Příklady jednotlivých bloků sloužících k nahrazení pasivních prvků jsou zobrazeny na obr. 2. 217.



Obr. 2. 217 Příklady některých prvků, ze kterých se skládá ARC filtr.

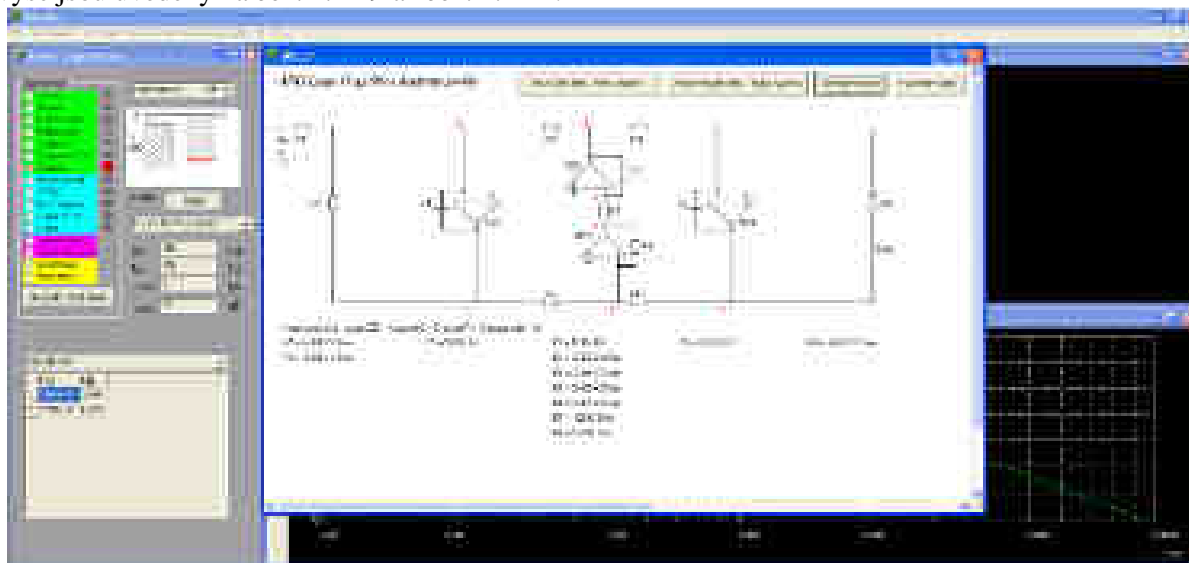
Ke každému prvku se poté musí přiřadit pojmenování jednotlivých stavebních prvků, čísla uzlů sloužící k orientaci při zadávání dat do výpočtové matice sloužící k zobrazení modulových a fázových kmitočtových charakteristik. Na příkladech je také patrné, že určité bloky jsou vykreslené jako ztrátové integrátory a některé jako bezeztrátové.

Příklad vývojového diagramu pro tento blok je uveden na *obr. 2. 218*.

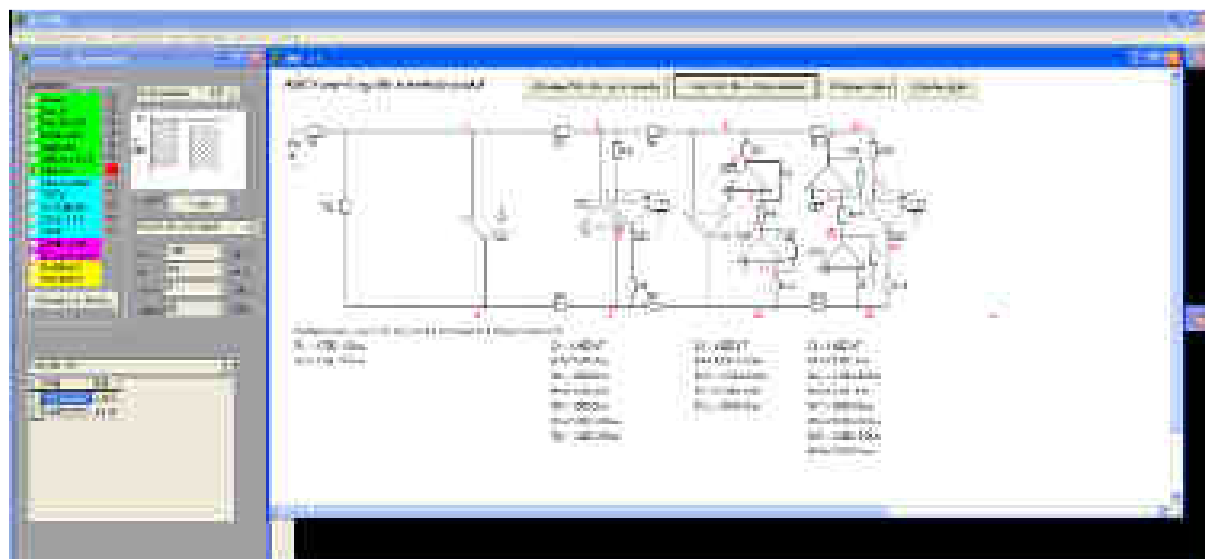


Obr. 2. 218 Vývojový diagram pro blok vykreslení ARC obvodu.

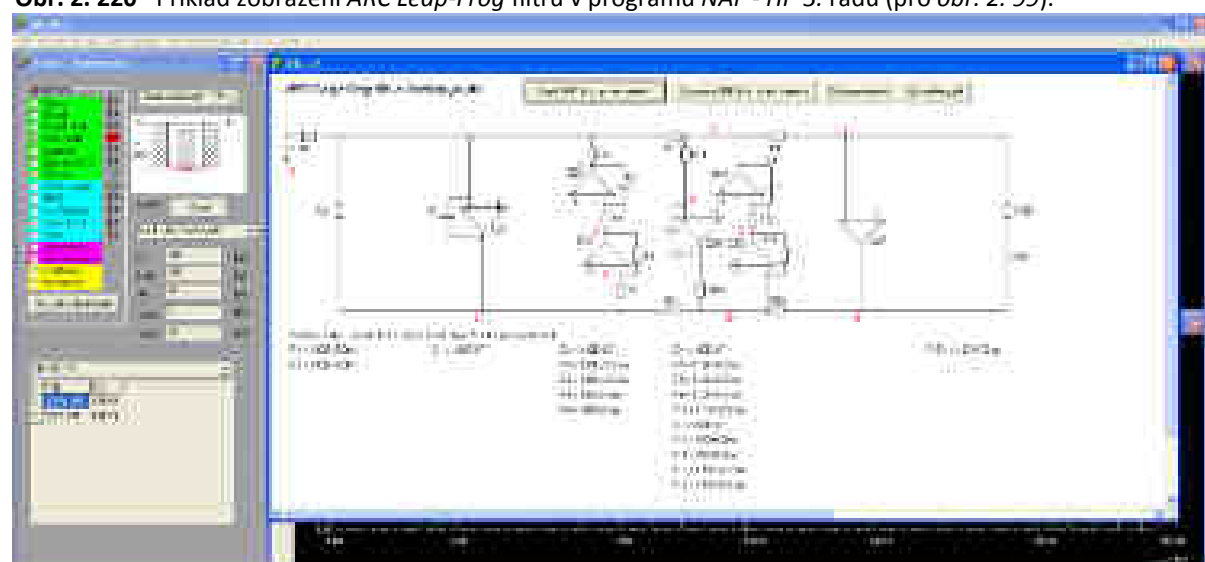
Zobrazení ARC filtrů s hodnotami součástek pro jednotlivé příklady *RLC* obvodů zobrazených výše jsou uvedeny na *obr. 2. 219* až *obr. 2. 222*.



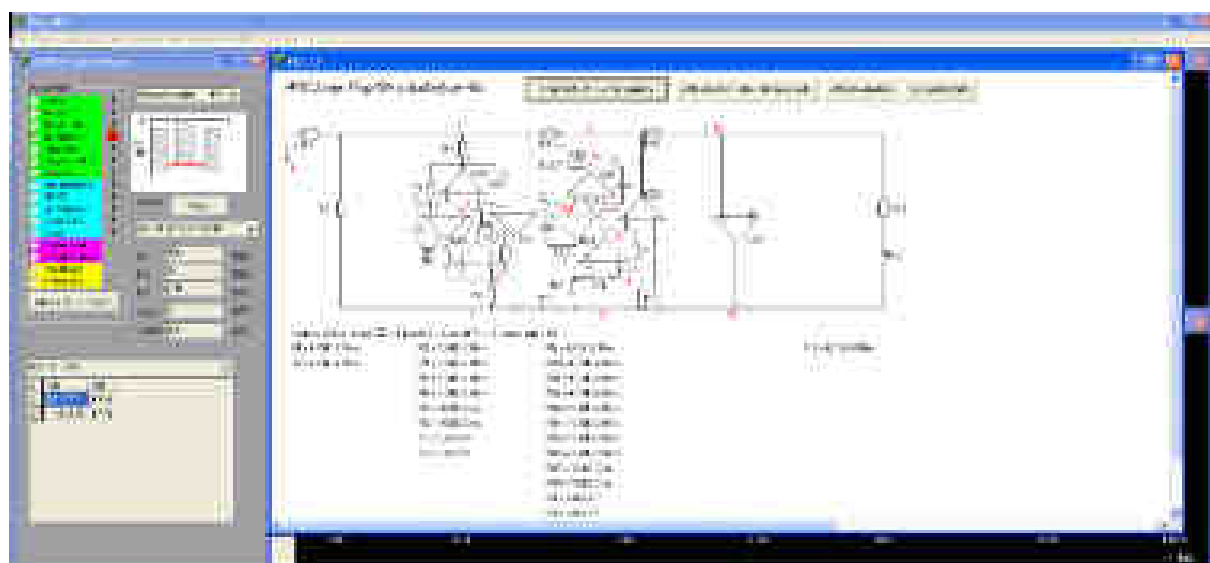
Obr. 2. 219 Příklad zobrazení ARC Leap-Frog filtru v programu NAF - DP 3. řádu (pro *obr. 2. 61*).



Obr. 2. 220 Příklad zobrazení ARC Leap-Frog filtru v programu NAF - HP 3. řádu (pro obr. 2. 99).



Obr. 2. 221 Příklad zobrazení ARC Leap-Frog filtru v programu NAF - PP 4. řádu (pro obr. 2. 112).



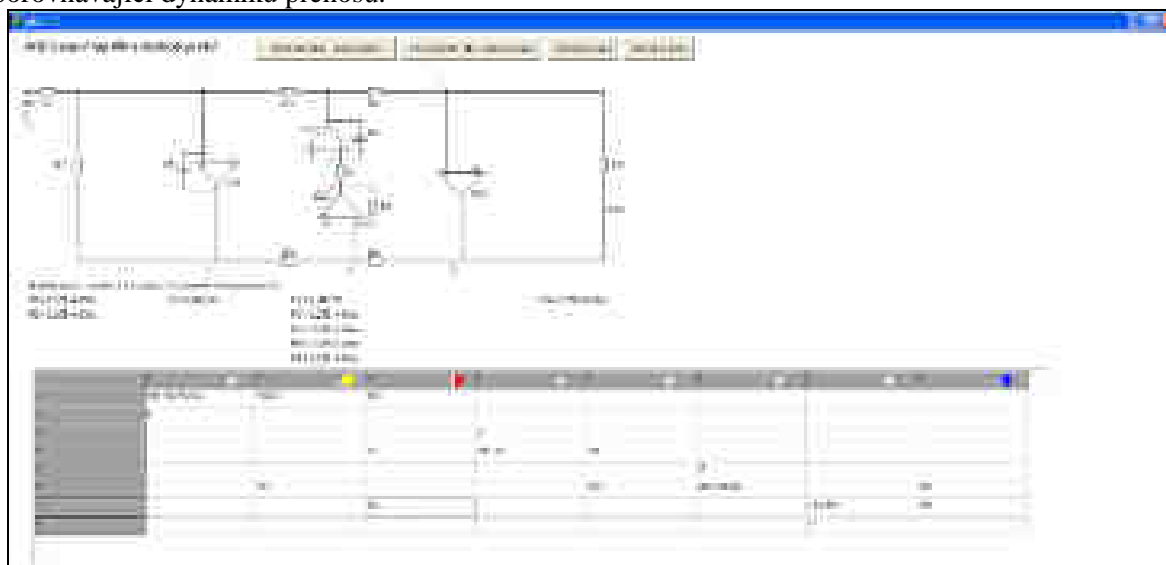
Obr. 2. 222 Příklad zobrazení ARC Leap-Frog filtru v programu NAF - PZ 4. řádu (pro obr. 2. 124).

Další příklady jsou uvedeny v příloze 8.

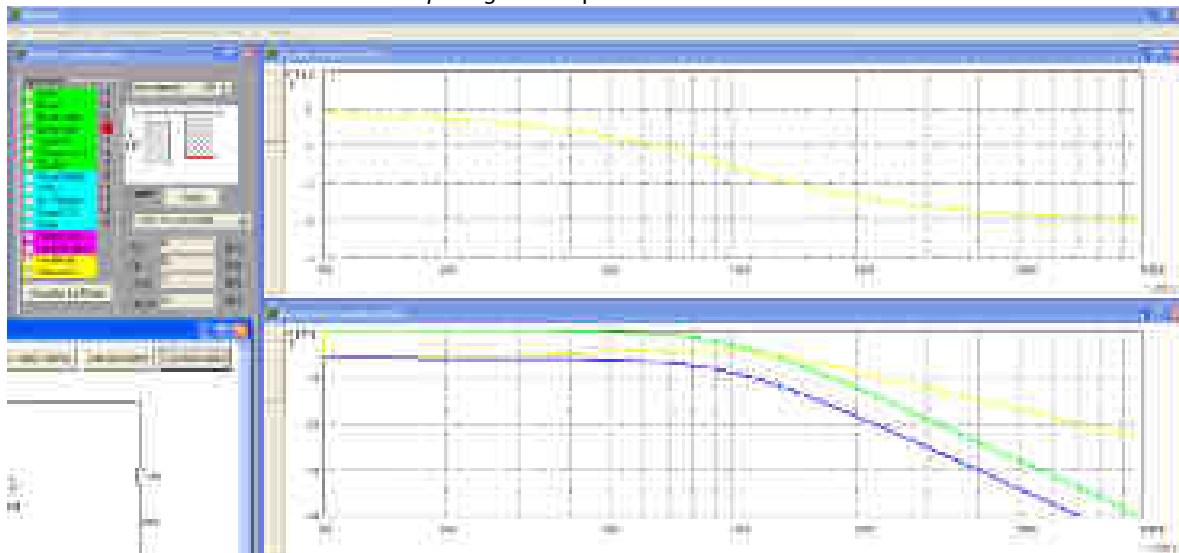
- **Blok vykreslení modulových a fázových kmitočtových charakteristik pro ARC filtry se zobrazením dynamiky přenosů**

Tento blok umožňuje vykreslování modulových a fázových kmitočtových charakteristik pro ARC filtry. V tomto bloku se využívá metoda zakázaného řádku [66] s ideálním OZ. Po manuálním vyplnění matice determinantu je možné v matici zaškrtnout až pět výstupů (s možností povolení i více výstupů) ARC obvodu, které budou vykresleny v grafu s příslušnou barvou.

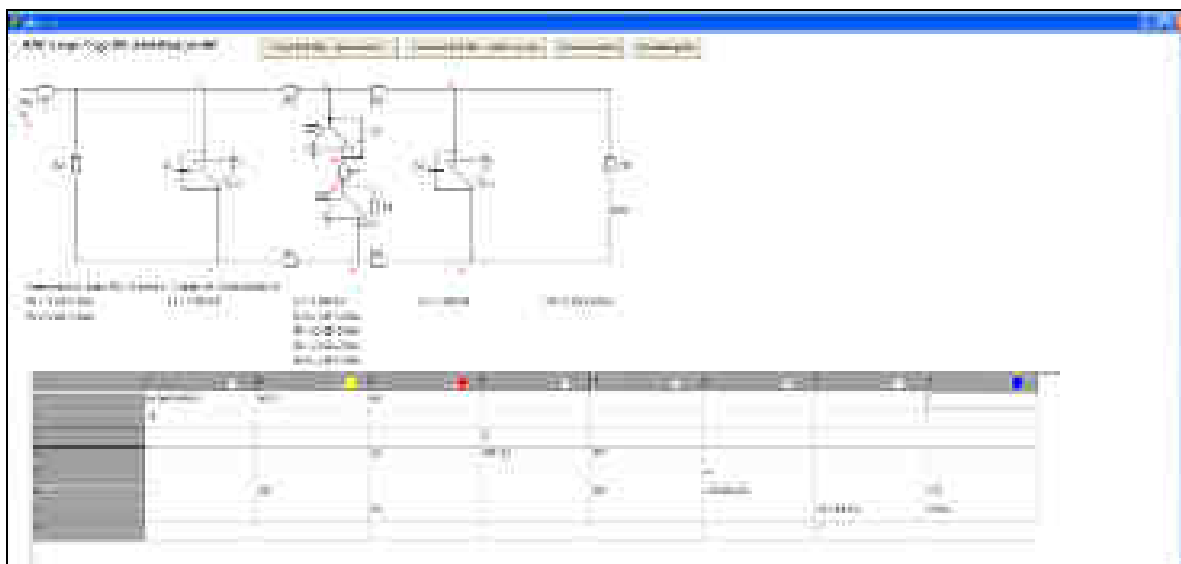
Příklady ARC filtrů typu DP 2. řádu (obr. 2. 42) a DP 3. řádu (obr. 2. 70) jsou uvedeny na obr. 2. 223 až obr. 2. 226. Vždy je zobrazen ARC obvod s příslušnou maticí determinantu a graf porovnávající dynamiku přenosů.



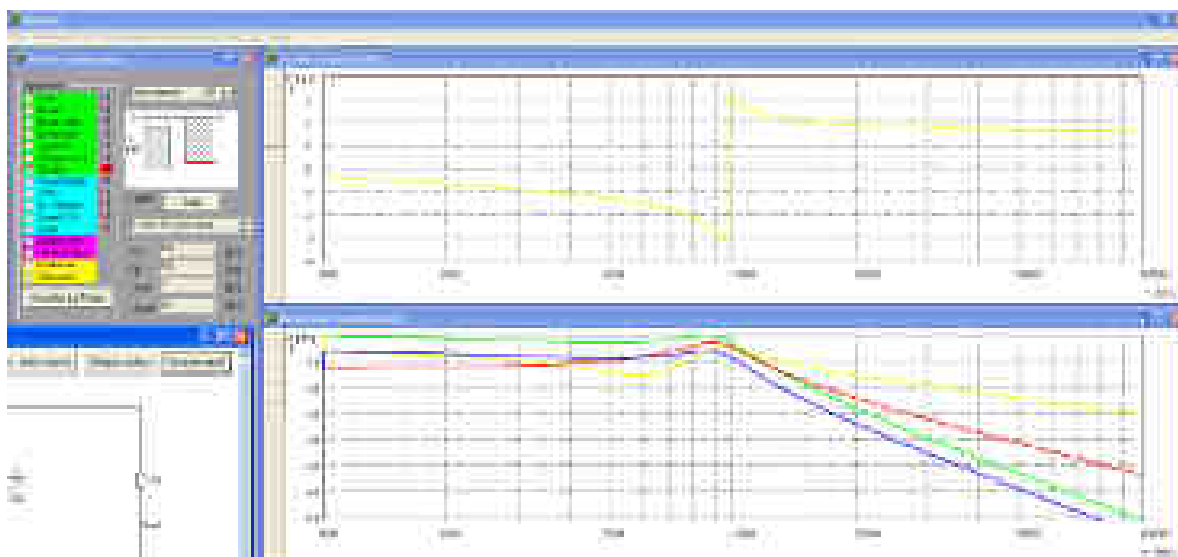
Obr. 2. 223 Příklad zobrazení ARC Leap-Frog filtru a příslušná matice - DP 2. řádu.



Obr. 2. 224 Příklad zobrazení grafů zobrazující dynamiku přenosů.



Obr. 2. 225 Příklad zobrazení ARC Leap-Frog filtru a příslušná matice - DP 3. řádu.



Obr. 2. 226 Příklad zobrazení grafů zobrazující dynamiku přenosů.

V příloze 9 jsou uvedeny ukázky zdrojového kódu částí programu.

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.

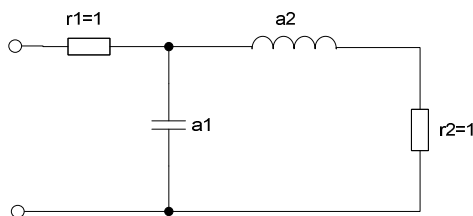
Celá výše uvedená kapitola ohledně metody *Leap-Frog* popisuje stručně postup návrhu jednotlivých filtrů a začlenění této metody do programu *NAF*. Implementací této metody se jednoznačně snížila složitost navrhování těchto obvodů a tím se i zvýšila možnost využívání v praktické rovině vzhledem k výše 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 (viz obr. 3. 1).



Obr. 3. 1 Prototyp DP_n 2. řádu.

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 platí vztahy (3.1 až 3.6) [1]. Pro tyto vztahy platí označení prvků z obr. 1. 5. Pro výpočet prvků PP s vazebním induktorem L_v platí vztahy (3.7 až 3.14) (viz obr. 1. 7) [1]:

$$C_v = 1/(2\pi f_0 R), \quad (3.1) \quad L_v = R/(2\pi f_0), \quad (3.7)$$

$$L_1 = BR/(2\pi f_0^2 a_1), \quad (3.2) \quad C_1 = a_1/(2\pi BR), \quad (3.8)$$

$$L_n = BR/(2\pi f_0^2 a_n), \quad (3.3) \quad C_n = a_n/(2\pi BR), \quad (3.9)$$

$$C_1 = [1/(4\pi^2 f_0^2 L_1)] - C_v, \quad (3.4) \quad L_{1p} = BR/(2\pi f_0^2 a_1), \quad (3.10)$$

$$C_{n-1} = [1/(4\pi^2 f_0^2 L_{n-1})] - 2C_v, \quad (3.5) \quad L_{np} = BR/(2\pi f_0^2 a_n), \quad (3.11)$$

$$C_n = [1/(4\pi^2 f_0^2 L_n)] - C_v, \quad (3.6) \quad 1/L_1 = (1/L_{1p}) - (1/L_v), \quad (3.12)$$

$$1/L_{n-1} = (1/L_{i-1p}) - (1/2L_v), \quad (3.13)$$

$$1/L_n = (1/L_{np}) - (1/L_v). \quad (3.14)$$

Vztah (3.5) udává výpočet hodnoty kapacity kondenzátoru a vztah (3.13) udává výpočet hodnoty indukčnosti cívky pro vnitřní rezonanční obvody. Tyto vztahy by byly využity v případě použití PP 6. a vyššího řádu. Pomocné vztahy (3.10) a (3.11) pro výpočty proměnných L_{lp} se využívají ve vzorcích (3.12 až 3.14) pro výpočet indukčností cívek ve vázaném RLC obvodu.

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 obr. 1. 11 až obr. 1. 13). Tyto obvody vykazují značné ztráty vlivem sériového rezistoru R_S či paralelního rezistoru R_P . Tento odpor způsobuje, že realizovaná ekvivalentní indukčnost bude mít malou jakost a tím předurčuje tyto obvody k využití v méně náročných aplikacích, kde nám nevadí definované ztráty a nevyžadujeme vysoký činitel jakosti Q obvodu. Na druhou stranu mají tyto obvody výhodu v jednoduchosti a rychlosti návrhu a ceně realizovaného obvodu. Zapojení ztrátových uzemněných SI je uvedeno na obr. 1. 11 až obr. 1. 13. Obvody byly analyzovány a parametry odvozeny pomocí programu SNAP [54].

Obvod na obr. 1. 11 realizuje ztrátový uzemněný SI s paralelním rezistorem R_P , kde ekvivalentní indukčnost L_{EKV} je dána součinem param. funkčních prvků R_1 , R_2 a C (viz rovnice (3.15)):

$$L_{EKV} = R_1 R_2 C. \quad (3.15)$$

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

$$Y_{IN} = \frac{1}{Z_{IN}} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{1 + p(R_1 C + R_2 C)}{p(R_1 R_2 C)} = \frac{1}{p(R_1 R_2 C)} + \frac{R_1 C + R_2 C}{R_1 R_2 C} = \frac{1}{pL_{EKV}} + \frac{2}{R} = \frac{1}{pL_{EKV}} + \frac{1}{R_p}, \quad (3.16)$$

$$Z_{IN} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{p(R_1 R_2 C)}{1 + p(R_1 C + R_2 C)} = \frac{pL_{EKV}}{1 + p(R_1 C + R_2 C)} \frac{R}{R} = \frac{pL_{EKV}}{1 + \frac{2pL_{EKV}}{R}} = \frac{pL_{EKV}}{1 + \frac{pL_{EKV}}{R_p}}. \quad (3.17)$$

Obvod na obr. 1. 12 realizuje ztrátový uzemněný SI se sériovým rezistorem R_S , který umožňuje realizaci s vyšší hodnotou činitele jakosti Q , kde ekvivalentní indukčnost L_{EKV} je dána vztahem (3.15) a vstupní impedance Z_{IN} obvodu je definována:

$$Z_{IN} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R_1 R_3 + p(R_1 R_2 R_3 C)}{R_3 + p(R_1 R_3 C + R_2 R_4 C)} = R_1 + pL_{EKV} = R_S + pL_{EKV}. \quad (3.18)$$

Obvod na obr. 1. 13 realizuje ztrátový uzemněný SI se sériovým rezistorem R_S , kde ekvivalentní indukčnost L_{EKV} je dána vztahem (3.15). Vstupní impedance Z_{IN} obvodu může být vyjádřena jako:

$$Z_{IN} = \frac{U_1}{I_1} = R_1 + R_2 + p(R_1 R_2 C) = R_1 + R_2 + pL_{EKV} = R_S + pL_{EKV}. \quad (3.19)$$

Bezeztrátové uzemněné SI jsou realizovány většinou dvěma OZ a vyznačují se složitější obvodovou strukturou a návrhem. Zde mluvíme především o impedančních konvertorech GIC (viz obr. 1. 14), kde ekvivalentní indukčnost L_{EKV} vypočteme jako:

$$L_{EKV} = \frac{R_1 R_2 R_4 C}{R_3}, \quad (3.20)$$

a vstupní impedance Z_{IN} je dána vztahem:

$$Z_{IN} = pL_{EKV}. \quad (3.21)$$

3.2.2 Kmitočtově závislý negativní rezistor - *FDNR*

Obvody s prvky *FDNR* jsou duální obdobou ztrátových syntetických induktorů. 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.

Tento prvek můžeme dělit stejně jako *SI* a to podle ztrátovosti a zapojení do čtyř skupin. Konkrétní příklady zapojení ztrátových uzemněných *FDNR* jsou zobrazeny na *obr. 1. 15* až *obr. 1. 17*.

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

$$D_{EKV} = C_1 C_2 R. \quad (3.22)$$

Vstupní impedance Z_{IN} pro obvod *FDNR* s paralelním kapacitorem C_D (*obr. 1. 15*) je dána:

$$Z_{IN} = \frac{1}{Y_{IN}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1}{p(C_1 + C_2) + p^2(C_1 C_2 R)} = \frac{1}{pC_D + p^2 D_{EKV}}. \quad (3.23)$$

Pro obvod *FDNR* se sériovým kapacitorem C_D (*obr. 1. 16*) bude hodnota dvojný kapacity D_{EKV} realizována vztahem (3.22) a vstupní impedance Z_{IN} popsána jako:

$$Z_{IN} = \frac{1}{Y_{IN}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1 + p(RC_1 + RC_2)}{p^2(C_1 C_2 R)} = \frac{2}{pC} + \frac{1}{p^2 D_{EKV}} = \frac{1}{pC_D} + \frac{1}{p^2 D_{EKV}}. \quad (3.24)$$

Pro obvod *FDNR* se sériovým kapacitorem C_D (*obr. 1. 17*) bude hodnota dvojný kapacity D_{EKV} realizována vztahem (3.22) a vstupní impedance Z_{IN} :

$$Z_{IN} = \frac{1}{Y_{IN}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R_3 + s(RR_3 C_2)}{-p(C_1 R_4 - C_2 R_3) + p^2(C_1 C_2 R R_3)} = \frac{1}{pC_2} + \frac{1}{p^2 D_{EKV}} = \frac{1}{pC_D} + \frac{1}{p^2 D_{EKV}}. \quad (3.25)$$

Jak již bylo řečeno, i u těchto obvodů je možné realizovat složitější zapojení s dvěma *OZ* jako bezeztrátový *FDNR* (*GIC*) (viz *obr. 1. 18*). Zde je ekvivalentní dvojný kapacita D_{EKV} definována jako:

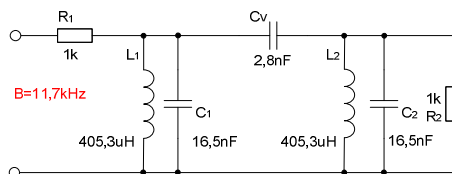
$$D_{EKV} = \frac{C_1 C_2 R_2 R_3}{R_1}, \quad (3.26)$$

a vstupní impedance Z_{IN} bude mít tvar:

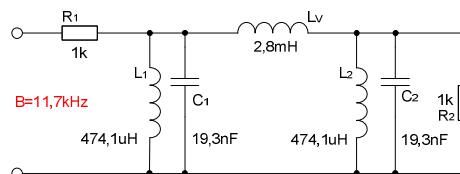
$$Z_{IN} = \frac{1}{p^2 D_{EKV}}. \quad (3.27)$$

3.2.3 Využitelnosti jednotlivých prvků pro vázané *ARC* obvody

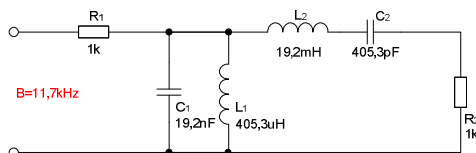
Jako příklad možnosti využití těchto obvodů a porovnání jejich vlastností byl proveden kompletní návrh *RLC* vázaných filtrů (*obr. 3. 2*, *obr. 3. 3*) a příčkových filtrů (*obr. 3. 4*) v programu [11], [55] pro následující parametry: $F_0 = 57 \text{ kHz}$, oboustranné zakončení $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, pro různé šířky pásma $B = 1 \text{ kHz}$, 3 kHz , 6 kHz , $11,7 \text{ kHz}$, 25 kHz , pro aproximaci typu Butterworth $a_1 = a_2 = 1,4142$.



Obr. 3.2 RLC vázaná PP s vazebním kapacitorem.

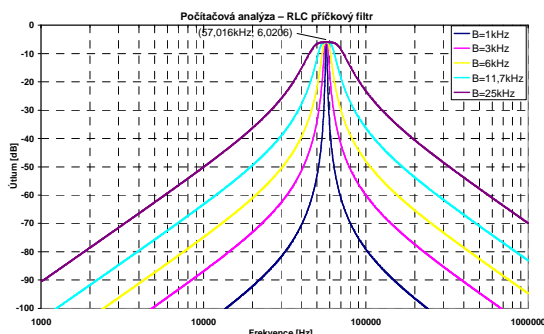


Obr. 3.3 RLC vázaná PP s vazebním induktorem.

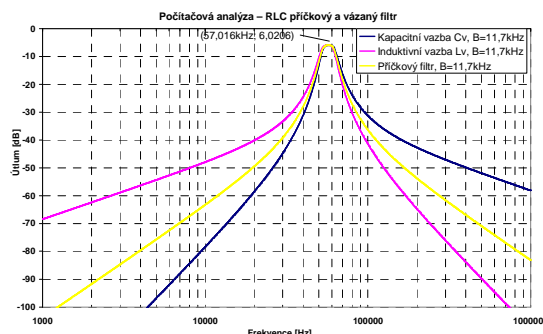


Obr. 3.4 RLC příčková PP.

Podle zadaných parametrů pro RLC filtry je možné provést počáteční porovnání vlastností obou RLC obvodů. Na obr. 1. 6 a obr. 1. 8 jsou uvedeny výsledky počítačové analýzy vázané RLC pásmové propusti s kapacitní C_V a induktivní L_V vazbou pro výše zadané hodnoty. Oba grafy zachycují vliv vazebního prvku při daných šířích pásma B a také vliv maximálního přenosu v nepropustném pásmu K_{pot} na tvar přenosové modulové kmitočtové charakteristiky. Na obr. 3. 5 je zobrazena počítačová analýza příčkové struktury PP pro různé šíře pásma B . Vzájemné porovnání tvaru modulových kmitočtových charakteristik příčkových a vázaných PP je uvedeno na obr. 3. 6, 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. 3.5 Příčkový RLC filtr.

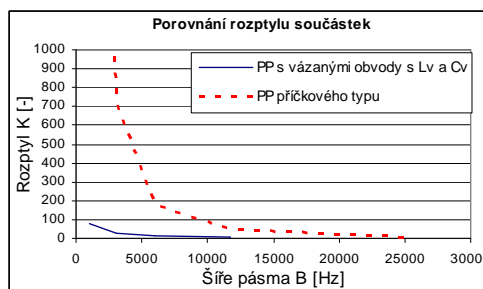


Obr. 3.6 Porovnání vázaných a příčkových RLC filtrů.

Porovnání rozptylu stavebních prvků uvedených RLC obvodů je patrné na obr. 3. 7, obr. 3. 8.

	B [kHz]	PP s C_V	PP s L_V	PP příčková
K_L	1	1	79	6497
K_C		79	1	6497
K_L	3	1	25,9	721
K_C		25,9	1	721
K_L	6	1	12,4	180
K_C		12,4	1	180
K_L	11,7	1	5,9	47
K_C		5,9	1	47
K_L	25	1	2,23	10
K_C		2,23	1	10

Obr. 3.7 Porovnání rozptylu stavebních prvků.



Obr. 3.8 Porovnání rozptylu stavebních prvků.

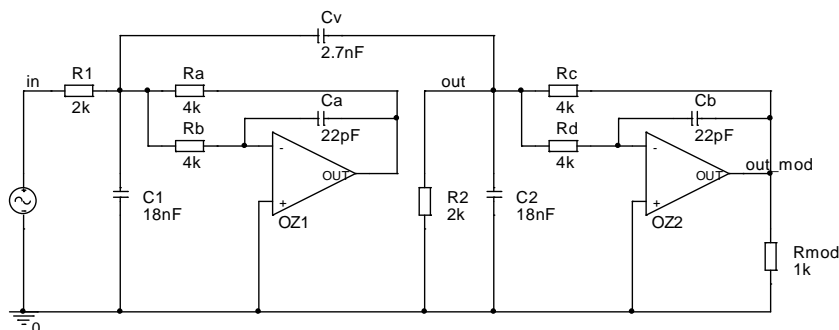
Toto porovnání ukazuje patrnou výhodu vázaných *PP* oproti příčkovým strukturám *PP* zvláště při malých šířkách pásma.

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. V těchto aktivních filtrech se využívají bloky *SI* nebo *FDNR* jako náhrada za klasickou cívku (viz obr. 1. 9 a obr. 1. 10). Zapojení ztrátových uzemněných syntetických induktorů *SI* (obr. 3. 9, obr. 3. 25, obr. 3. 35), stejně jako zapojení ztrátových uzemněných *FDNR* obvodů (obr. 3. 45, obr. 3. 54, obr. 3. 58), můžeme s výhodou využít v *ARC* (*RCD*) obvodech.

3.2.3.1 Vázané *ARC* obvody typu *PP* s uzemněnými ztrátovými *SI*

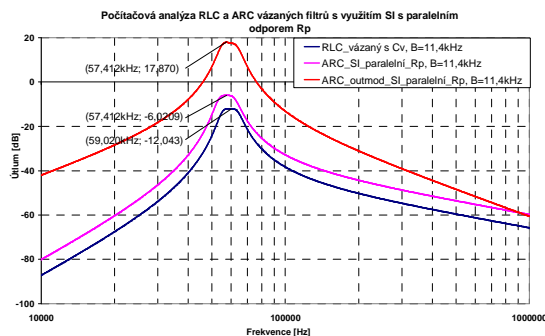
• *ARC* obvod s uzemněným ztrátovým *SI* s paralelním rezistorem R_p

Příklad zapojení *ARC* obvodu 4. řádu s využitím ztrátového uzemněného *SI* s paralelním rezistorem R_p (obr. 1. 11) je uveden na obr. 3. 9. 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*. Obvod byl navržen podle návrhových tabulek [1] a programu [55], který je popsán v následující kapitole. Stejně tak byly navrženy i níže uvedené obvody.



Obr. 3. 9 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. 10). Návrh tohoto *ARC* obvodu pro počítačové analýzy byl realizován pomocí součástek z řady *E12* s reálným *OZ* (*CLC440*).

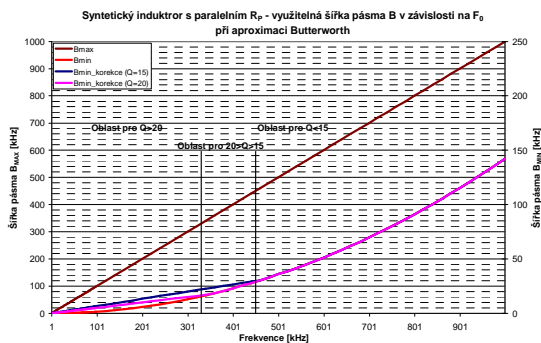


Obr. 3. 10 Počítačová analýza - *RLC* a *ARC* vázaný filtr s použitím *SI* s paralelním rezistorem R_p .

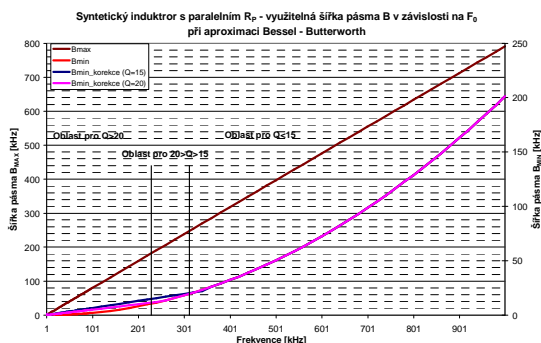
Vymezení pásma použitelnosti pro tento obvod se ztrátovým prvkem *SI* a pro různé typy aproximací bez nul přenosu je uvedeno na obr. 3. 11, obr. 3. 13 a obr. 3. 15 (závislost šíře pásma B na kmitočtu F_0), oblast reálného použití se nachází ve vybarvených částech grafů mezi křivkami zobrazující maximální 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 $1 \text{ M}\Omega$ a pro kapacity je tento rozsah volen od 10 pF až do $1 \mu\text{F}$) 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} .

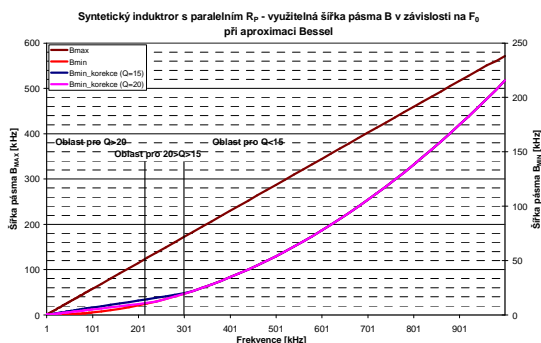
Na obr. 3. 12, obr. 3. 14 a obr. 3. 16 je zobrazeno přepočítané pásmo použitelnosti tohoto obvodu pro závislost činitele jakosti Q na kmitočtu F_0 . Tyto grafy jsou mnohem přehlednější a dá se okamžitě odečíst, v jakém pásmu se dá obvod využít např. pro $Q = 20$, $Q = 15$ atd. Zvětšení pásma použitelnosti např. pro $Q = 20$ lze realizovat změnou maximálních a minimálních hodnot stavebních součástek.



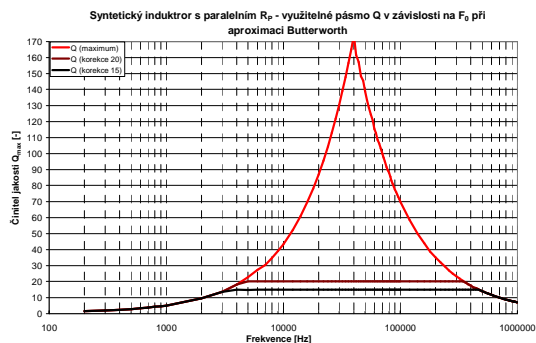
Obr. 3. 11 Oblasti použití při aproximaci typu *Butterworth*.



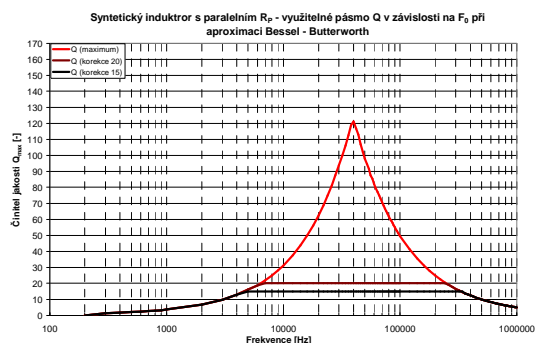
Obr. 3. 13 Oblasti použití při aproximaci typu *Bessel - Butterworth*.



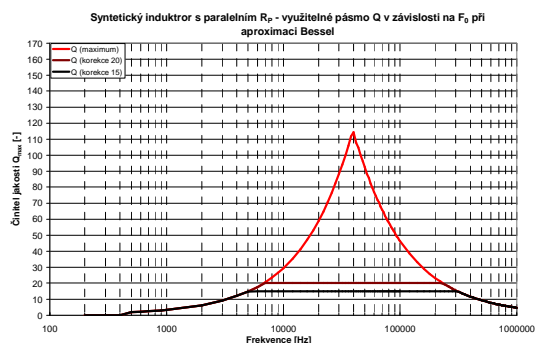
Obr. 3. 15 Oblasti použití při aproximaci typu *Bessel*.



Obr. 3. 12 Oblasti použití při aproximaci typu *Butterworth*.



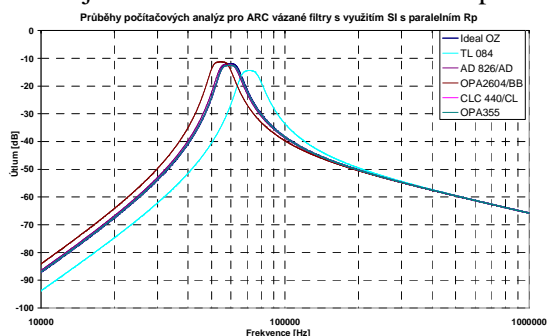
Obr. 3. 14 Oblasti použití při aproximaci typu *Bessel - Butterworth*.



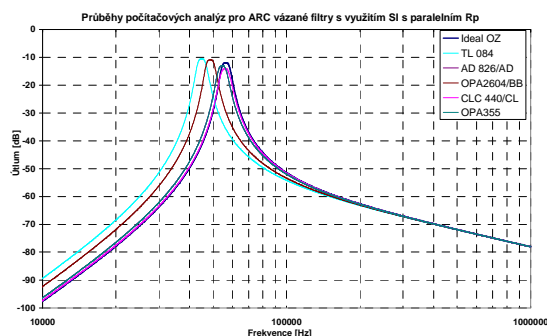
Obr. 3. 16 Oblasti použití při aproximaci typu *Bessel*.

Pro lepší představu vlivu reálného OZ v obvodu ARC byly provedeny počítačové analýzy uvedené na obr. 3. 17 až obr. 3. 20. Grafy ukazují reálný vliv různých typů OZ pro výše uvedené parametry. Vlastnosti použitých reálných OZ jsou popsány v příloze 12. OZ byly vybírány s ohledem na dostupnost v knihovných simulačních programů a také s ohledem na dostupnost v obchodech či jako firemní vzorky.

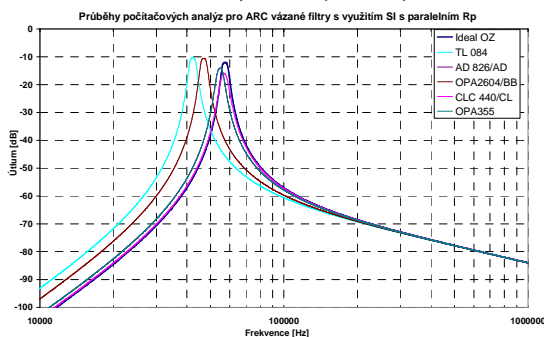
Při porovnání vlivu reálných *OZ* na modulovou kmitočtovou charakteristiku se potvrdily teoretické předpoklady. Největší odchylky modulové kmitočtové charakteristiky způsobují *OZ* s relativně malým *GBW* (*TL084*, *OPA2604*, *AD826*) a to již při malé hodnotě činitele jakosti *Q*. Naopak výsledné simulované charakteristiky reálných *OZ* s velkým *GBW* (*OPA355*, *CLC440*) prokazují velmi dobrou shodu s ideálním průběhem.



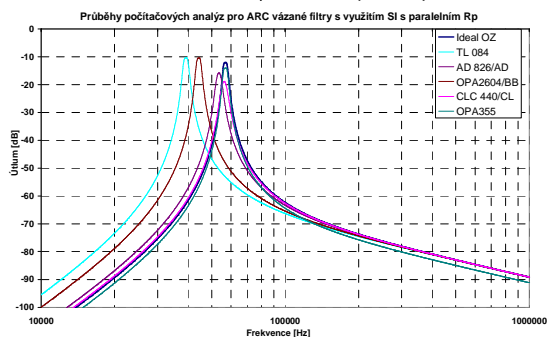
Obr. 3.17 ARC vázaný filtr s využitím *SI* s paralelním rezistorem R_p - $Q = 5$, $B = 11,4$ kHz.



Obr. 3.18 ARC vázaný filtr s využitím *SI* s paralelním rezistorem R_p - $Q = 10$, $B = 5,7$ kHz.

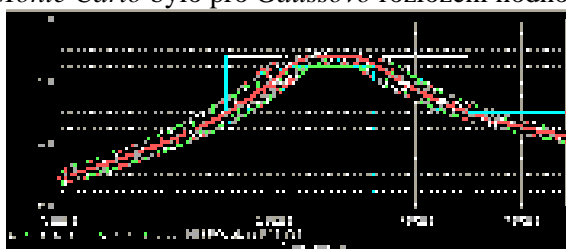


Obr. 3.19 ARC vázaný filtr s využitím *SI* s paralelním rezistorem R_p - $Q = 15$, $B = 3,8$ kHz.

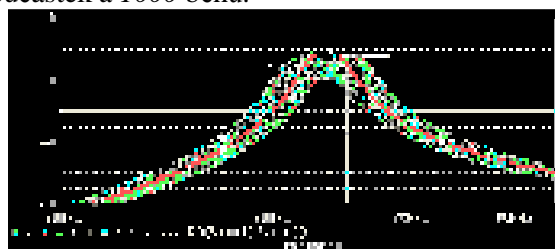


Obr. 3.20 ARC vázaný filtr s využitím *SI* s paralelním rezistorem R_p - $Q = 20$, $B = 2,85$ kHz.

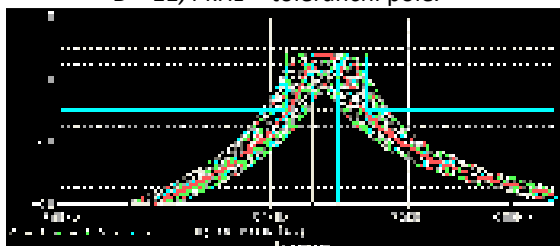
Následující čtyři grafy (obr. 3. 21 až obr. 3. 24) zobrazují počítačové citlivostní analýzy kompletního ARC obvodu s paralelním rezistorem R_p při využití reálných součástek při tolerancích prvků 10 % pro kapacity a 5 % pro rezistory, při použití ideálního *OZ*. Nastavení počítačové analýzy Monte Carlo bylo pro Gaussovo rozložení hodnot součástek a 1000 běhů.



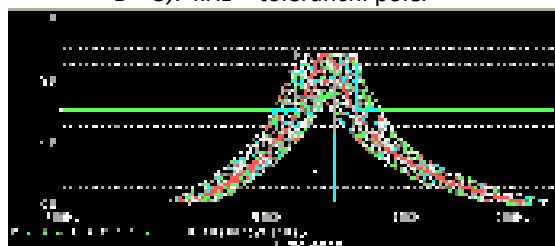
Obr. 3.21 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 5$, $B = 11,4$ kHz + toleranční pole.



Obr. 3.22 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 10$, $B = 5,7$ kHz + toleranční pole.



Obr. 3.23 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 15$, $B = 3,8$ kHz + toleranční pole.

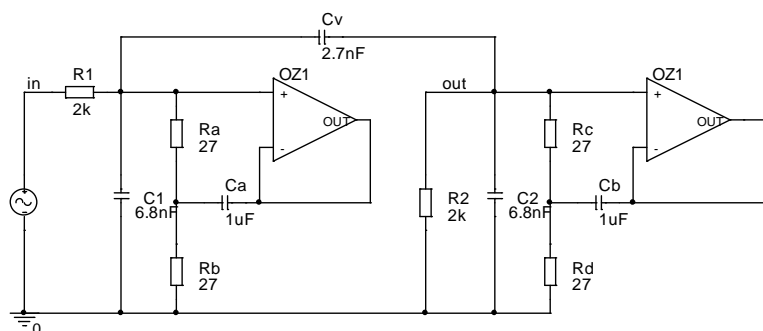


Obr. 3.24 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 20$, $B = 2,85$ kHz + toleranční pole.

Souhrnný přehled použitelnosti tohoto obvodu vyplývající z výše uvedených grafů je uveden v tab. 3. 1.

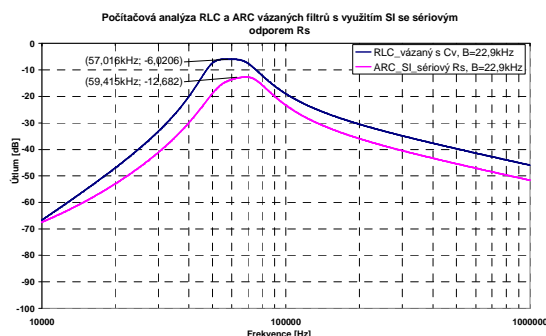
- ARC obvod s uzemněným ztrátovým SI se sériovým rezistorem R_S**

Další ARC obvod, ve kterém cívka byla nahrazena ztrátovým uzemněným SI se sériovým rezistorem R_S , je uveden na obr. 3. 25. Obvod je navržen pro následující parametry: $F_0 = 57 \text{ kHz}$ a $B = 22,9 \text{ kHz}$ ($Q = 2,5$) a pro součástky z řady $E12$, při užití aproximace typu *Butterworth*. Tento obvod se dá využít až do $Q = 5$ (viz grafy níže), je tedy vhodný pro použití v opravdu méně náročných aplikacích. Pro mírné zvýšení činitele jakosti Q by bylo nutné posunout hranici omezení stavebních součástek.



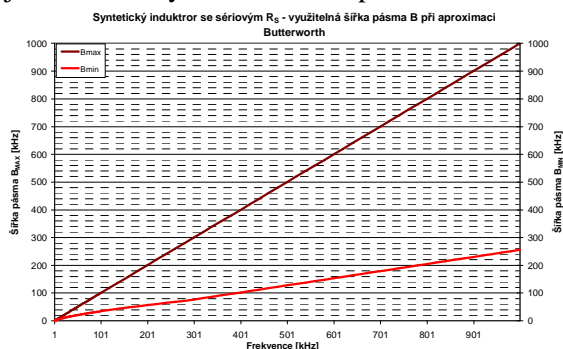
Obr. 3. 25 Vázaný ARC filtr s použitím SI se sériovým rezistorem R_S .

Výsledky počítačových analýz tohoto obvodu jsou patrné na obr. 3. 26, ve kterém je zobrazen průběh jak RLC , tak i ARC filtru. U tohoto obvodu se projevuje (nepatrná) deformace modulové kmitočtové charakteristiky na rezonančním kmitočtu při zachování zadaných parametrů.

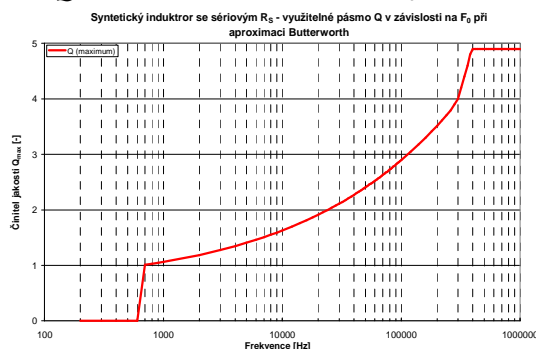


Obr. 3. 26 Počítačová analýza - RLC a ARC vázaný filtr s použitím SI se sériovým rezistorem R_S .

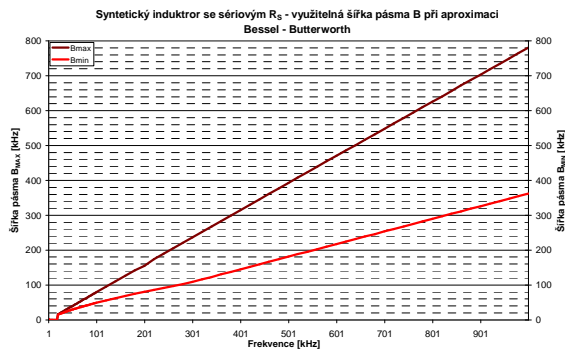
Rozsah využití tohoto obvodu obsahující SI vychází ze zvoleného rozmezí hodnot pasivních součástek předešlého obvodu. Průběhy rozsahu využitelnosti jsou patrné na následujících obrázcích (viz obr. 3. 27 až obr. 3. 32). Opět jsou využitelnosti zobrazené pro typy aproximací bez nul přenosu a jsou zobrazeny závislosti šířky pásma B a činitele jakosti Q na rezonančním kmitočtu F_0 .



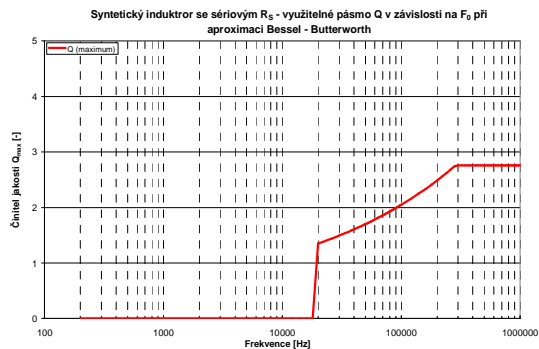
Obr. 3. 27 Oblasti použití při aproximaci typu *Butterworth*.



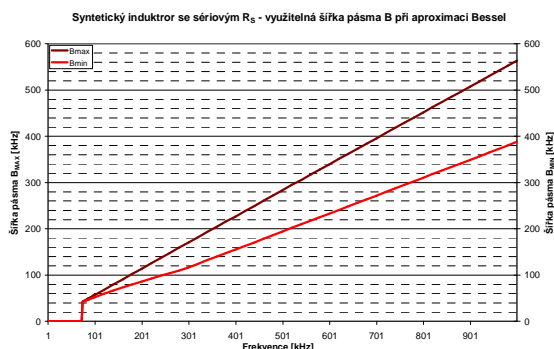
Obr. 3. 28 Oblasti použití při aproximaci typu *Butterworth*.



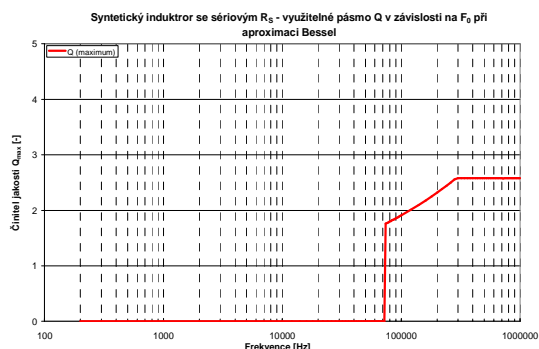
Obr. 3.29 Oblasti použití při aproximaci typu *Bessel - Butterworth*.



Obr. 3.30 Oblasti použití při aproximaci typu *Bessel - Butterworth*.



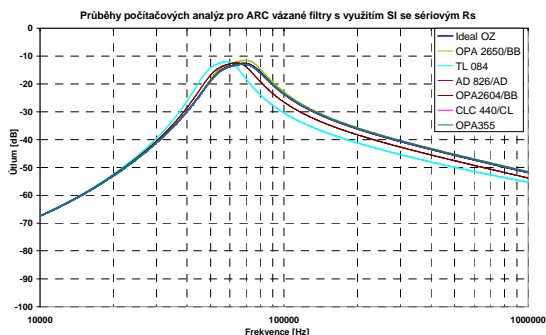
Obr. 3.31 Oblasti použití při aproximaci typu *Bessel*.



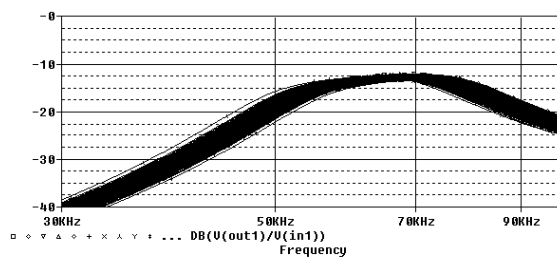
Obr. 3.32 Oblasti použití při aproximaci typu *Bessel*.

Vzhledem k tomu, že nemuselo docházet k omezení šířky pásma B_{\min} (neboli maximálního Q) jsou v jednotlivých grafech patrné pouze křivky náležící minimální šířce pásma B_{\min} a maximální šířce pásma B_{\max} pro hodnotu $Q_{\max} = 5$. Opět se dá říci, že grafy zobrazují průnik všech možných řešení pro maximální hodnotu Q . Nejširší pásmo využitelnosti vykazuje obvod pro aproximaci *Butterworth*.

Vlivy reálných OZ v obvodu ARC jsou uvedeny na obr. 3.33. Graf ukazuje reálný vliv různých typů OZ pro výše uvedené parametry. Vzhledem k nízkému činiteli jakosti Q dosahují nejlepších výsledků následující reálné OZ: CLC440, OPA355, OPA2650 a OPA2604. Toleranční citlivostní analýza je zobrazena na obr. 3.34. Vzhledem k nízkému činiteli jakosti Q není možné provést srovnání této charakteristiky s dalšími citlivostními charakteristikami odpovídající ostatním ARC obvodům využívající ztrátové prvky *SI* nebo *FDNR*.



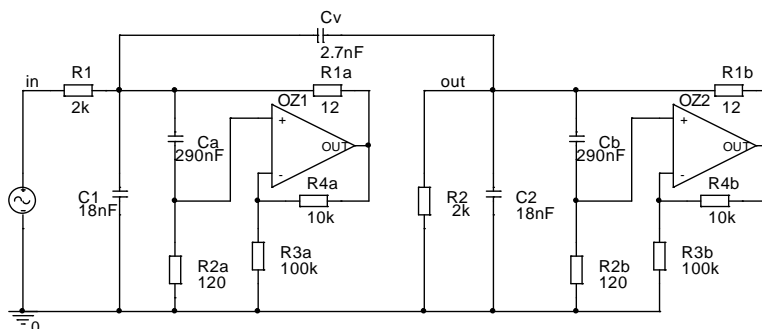
Obr. 3.33 ARC vázaný filtr s využitím *SI* se sériovým rezistorem R_S - $Q = 2,5$; $B = 22,9$ kHz.



Obr. 3.34 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 2,5$; $B = 22,9$ kHz.

• **ARC obvod s uzemněným ztrátovým SI se sériovým rezistorem R_S pro vyšší hodnotu Q**

ARC obvod typu *PP* se syntetickým induktorem *SI* se sériovým rezistorem R_S pro vyšší hodnotu Q je uveden na obr. 3. 35. Zvolené hodnoty pro návrh tohoto obvodu jsou: $F_0 = 57 \text{ kHz}$, $B = 11,4 \text{ kHz}$ ($Q = 5$) pro aproximaci typu *Butterworth*.

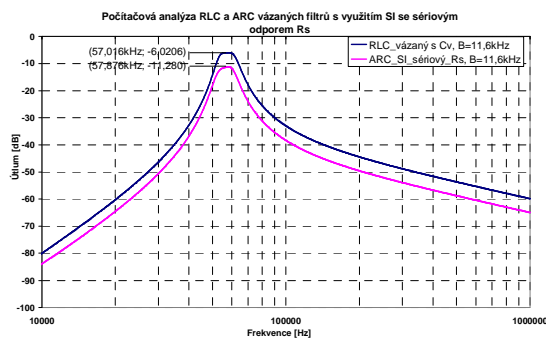


Obr. 3. 35 Vázaný ARC filtr s použitím *SI* se sériovým rezistorem R_S .

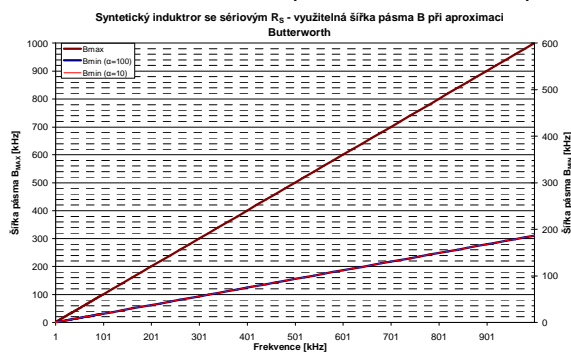
Konkrétní počítačová analýza tohoto obvodu je patrná na obr. 3. 36, ve kterém je zobrazen průběh jak *RLC*, tak i *ARC* filtru.

Stejně jako v předešlém obvodu se i zde projevuje (nepatrná) deformace modulové kmitočtové charakteristiky na rezonančním kmitočtu při zachování vstupních parametrů. Návrh tohoto *ARC* obvodu byl realizován pomocí součástek z řady *E12* a s reálným *OZ* (*CLC440*).

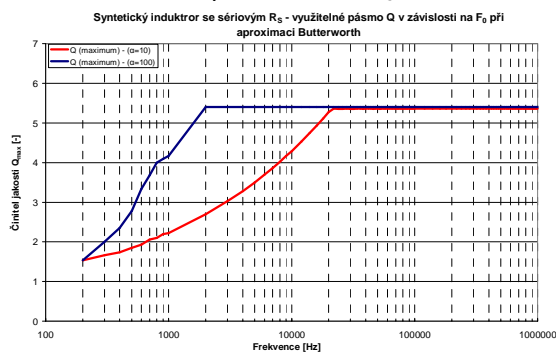
Využitelnosti tohoto obvodu pro různé typy aproximací podle výše zvolených kritérií jsou patrné na následujících obrázcích (viz obr. 3. 37 až obr. 3. 42). Při návrhu tohoto obvodu byla využita konstanta α , určující poměr hodnot rezistorů a kapacitorů v obvodu. Jak je patrné, tato konstanta má vliv na šíři pásma B_{\max} . Čím je konstanta α větší, tím máme užší pásmo využitelnosti obvodu. Při takto zvolených hodnotách R, C_{\min} a R, C_{\max} je maximální hodnota Q_{\max} přibližně rovna 6 (viz grafy). Při posunutí např. $R_{\min} = 1 \Omega$ by poté hodnota $Q_{\max} = 15$.



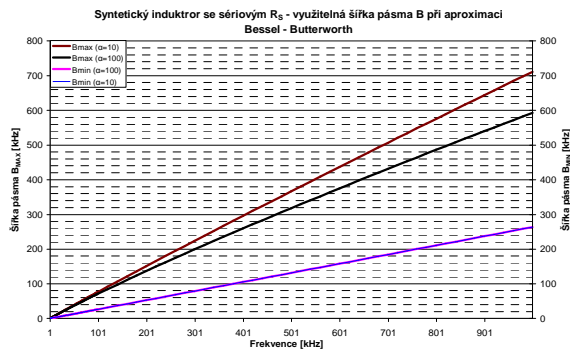
Obr. 3. 36 Počítačová analýza - *RLC* a *ARC* vázaný filtr s použitím *SI* se sériovým rezistorem R_S .



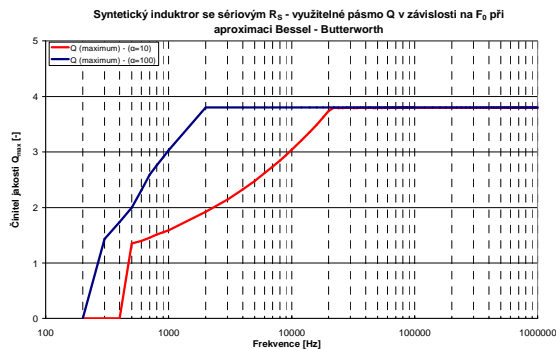
Obr. 3. 37 Oblasti použití při aproximaci typu Butterworth.



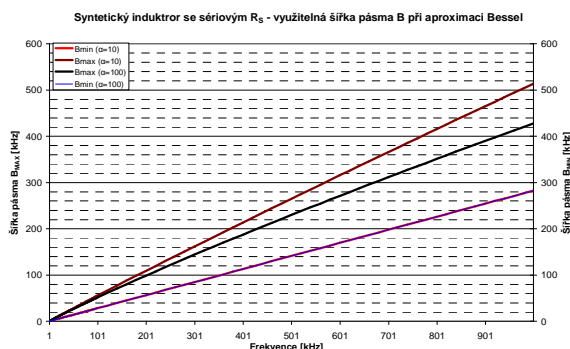
Obr. 3. 38 Oblasti použití při aproximaci typu Butterworth.



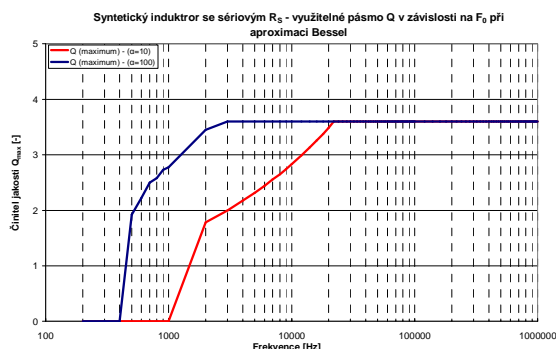
Obr. 3.39 Oblasti použití při aproximaci typu Bessel - Butterworth.



Obr. 3.40 Oblasti použití při aproximaci typu Bessel - Butterworth.

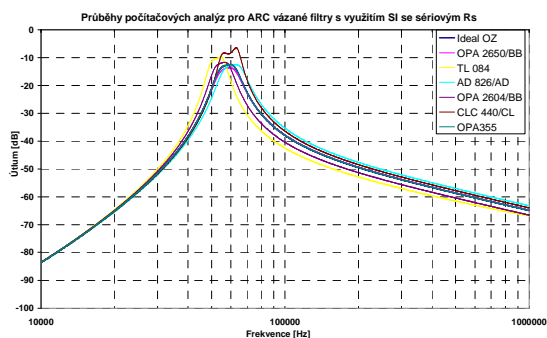


Obr. 3.41 Oblasti použití při aproximaci typu Bessel.

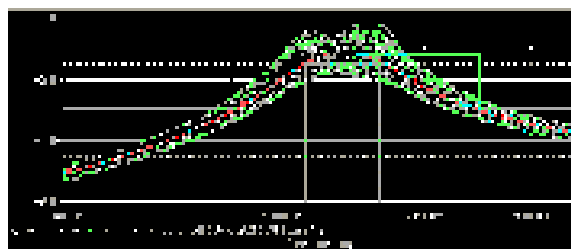


Obr. 3.42 Oblasti použití při aproximaci typu Bessel.

Jako v předchozích obvodech i pro tento ARC obvod byla provedena počítačová analýza s reálnými OZ (viz obr. 3. 43). Pro obvody s reálnými OZ CLC440, OPA355, OPA2650 a OPA2604 vycházejí počítačové analýzy nejlépe. Toleranční citlivostní analýza obvodu je zobrazena na obr. 3. 44. Tento ARC obvod má v porovnání s ARC obvodem navrženým se SI s paralelním rezistorem R_p (obr. 3. 9) mnohem větší citlivosti na tolerance součástek v obvodu v celém kmitočtovém rozsahu filtru včetně okolí rezonančního kmitočtu (analyzováno pouze pro $Q = 5$ vzhledem k tomu, že tento obvod má $Q_{\max} = 6$).



Obr. 3.43 ARC vázaný filtr s využitím SI se sériovým rezistorem R_S - $Q = 5$, $B = 11,4$ kHz.



Obr. 3.44 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 5$, $B = 11,4$ kHz + toleranční pole.

Pro jednotlivé ARC obvody byly vytvořeny souhrnné tabulky udávající maximální hodnotu Q_{\max} , minimální a maximální kmitočty pro danou šířku pásma a také srovnání citlivostí (viz tab. 3. 1 až tab. 3. 3). ARC obvod se SI s paralelním rezistorem R_p vykazuje nejlepší parametry. Je možné využít 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 .

	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 se sériovým rezistorem R_S	5	Butterworth: 700	~ 10	Vzhledem k malé hodnotě Q nebyl porovnán s ostatními SI
		Bes - But: 20k	~ 10	
		Bessel: 74k	~ 10	

Tab. 3.2 Přehled využitelnosti ARC obvodu typu PP se SI se sériovým rezistorem R_S .

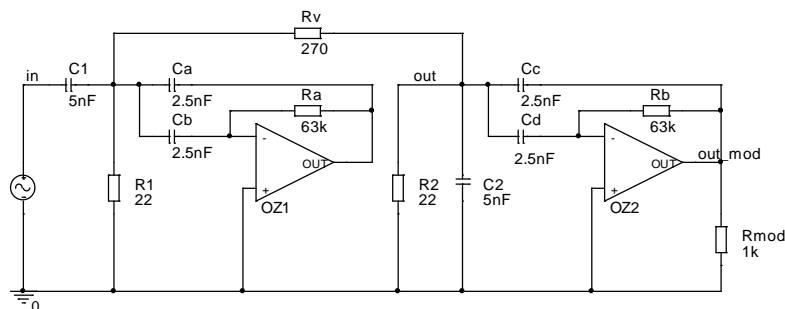
Tabulka 2: Vliv parametrů měřicího obvodu typu 17 se sériovým rezistorem R_S						
	Q_{\max} [-] reálné součástky, závislost a omezení reálným OZ	F_{\min} [Hz] pro danou šíři pásma, reálné součástky			F_{\max} [MHz] pro danou šíři pásma, reálné součástky	Citlivost vliv na tolerance stavebních prvků
SI se sériovým rezistorem R_S	6	α	10	100	~ 10 ~ 10 ~ 10	Z analyzovaných SI nejhorší citlivosti
		Butterworth: 200 / 200				
		Bes - But: 500 / 300				
		Bessel: 2000 / 500				

Tab. 3.3 Přehled využitelnosti ARC obvodu typu PP se SI se sériovým rezistorem R_S .

3.2.3.2 Vázané RCD obvody typu PP s uzemněnými ztrátovými FDNR

• RCD obvod s uzemněným ztrátovým FDNR s paralelním kapacitorem C_D

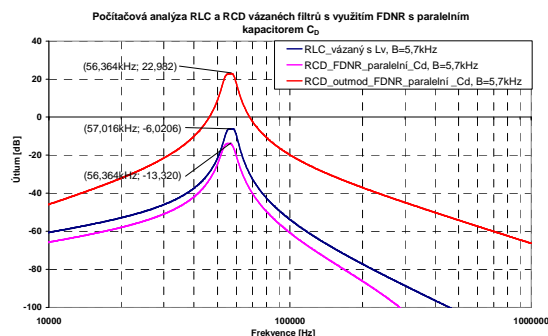
Kromě použití ztrátových uzemněných SI je možnost realizovat PP se ztrátovými uzemněnými $FDNR$ s využitím *Brutonovy* transformace. Tímto způsobem realizujeme RCD filtry. První zapojení ztrátového uzemněného $FDNR$ s paralelním kapacitorem C_D zapojeného jako kompletní RCD obvod, je patrné na obr. 3. 45. 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 $k = 100000$.



Obr. 3. 45 Vázaný RCD filtr s použitím $FDNR$ s paralelním kapacitorem C_D .

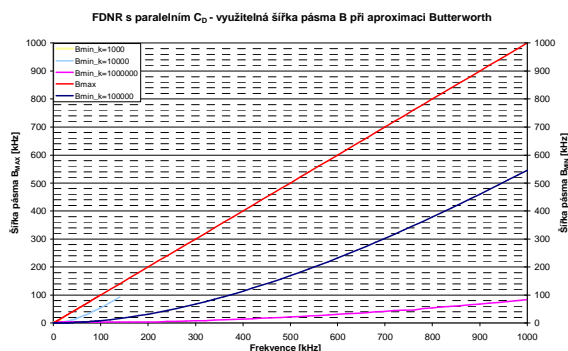
U tohoto obvodu stejně jako u SI s paralelním rezistorem R_P se dají využít dva výstupy a to na rezistoru R_2 (klasický výstup) nebo na výstupu $OZ2$ (modifikovaný výstup). Modifikovaný

výstup (OZ2) vykazuje frekvenční charakteristiku "čistě PP". Kompletní počítačová analýza obvodu je znázorněna na obr. 3. 46. RCD obvod byl pro tuto počítačovou analýzu realizován s reálným OZ (CLC440) a stavebními součástkami z řady E12.

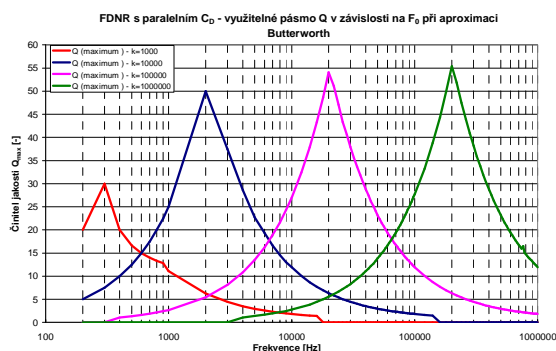


Obr. 3. 46 Počítačová analýza - RLC a RCD vázaný filtr s využitím FDNR s paralelním kapacitorem C_D .

Příklad vymezení pásma použitelnosti pro výše uvedený RCD obvod se ztrátovým prvkem FDNR pro Butterworthovu aproximaci (různé koeficienty k) je uveden na obr. 3. 47 a obr. 3. 48.

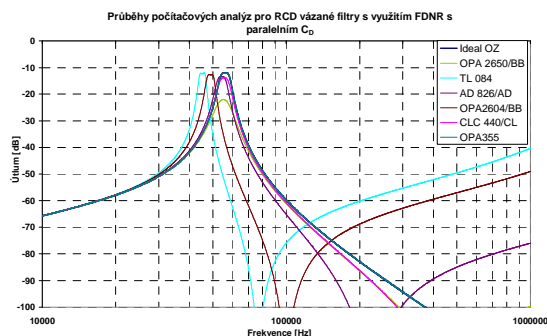


Obr. 3. 47 Oblasti použití při aproximaci typu Butterworth.

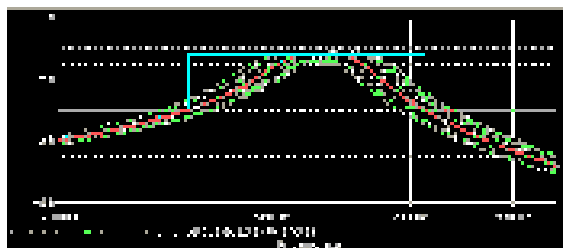


Obr. 3. 48 Oblasti použití při aproximaci typu Butterworth.

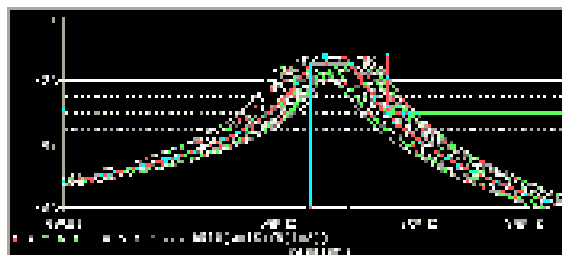
Volba koeficientu k (Brutonovy transformace) nepřímo ovlivňuje hodnoty součástek RCD obvodu a tím i použitelnosti filtru. Touto volbou se dá rozšířit kmitočtové pásmo použitelnosti obvodů. Pro nižší kmitočty je výhodnější využívat nižší hodnoty tohoto koeficientu k a pro vyšší kmitočty naopak vyšší hodnoty koeficientu k . Tímto způsobem není problém navrhnout tento obvod např. pro $Q_{\max} = 20$ pro celé kmitočtové pásmo (viz obr. 3. 48). S ohledem na pásmo použitelnosti a počítačové modelování obvodu s reálným OZ byla stanovena maximální hodnota činitele jakosti $Q_{\max} = 25$. Počítačové analýzy s reálnými OZ jsou uvedeny na obr. 3. 49. V tomto grafu jsou patrné nuly přenosu, které vyplývají z použití FDNR obvodu. Na obr. 3. 49 je počítačová analýza ARC obvodu s reálnými OZ pro $Q = 10$. Výsledné simulované charakteristiky reálných OZ s velkým GBW (OPA355, CLC440) prokazují velmi dobrou shodu s ideálním průběhem. Počítačové toleranční analýzy pro různé hodnoty Q jsou uvedeny na obr. 3. 50 až obr. 3. 53.



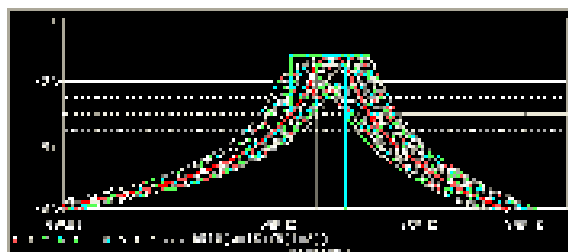
Obr. 3. 49 RCD vázaný filtr s využitím FDNR s paralelním kapacitorem C_D - $Q = 10$, $B = 5,7$ kHz.



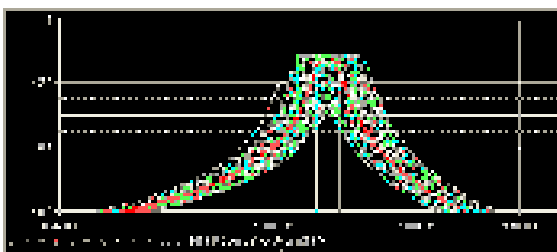
Obr. 3. 50 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 5$, $B = 11,4 \text{ kHz}$ + toleranční pásmo.



Obr. 3. 51 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 10$, $B = 5,7 \text{ kHz}$ + toleranční pásmo.



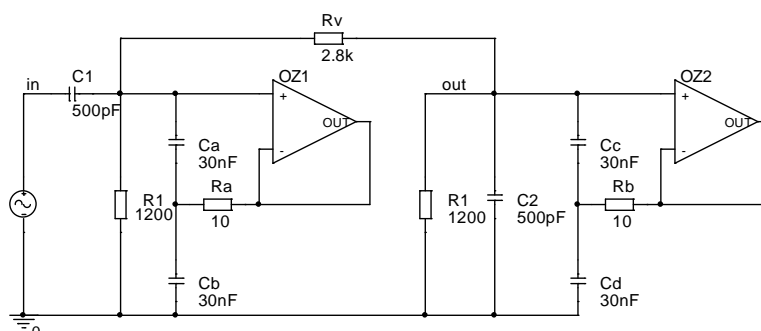
Obr. 3. 52 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 15$, $B = 3,8 \text{ kHz}$ + toleranční pásmo.



Obr. 3. 53 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 20$, $B = 2,85 \text{ kHz}$ + toleranční pásmo.

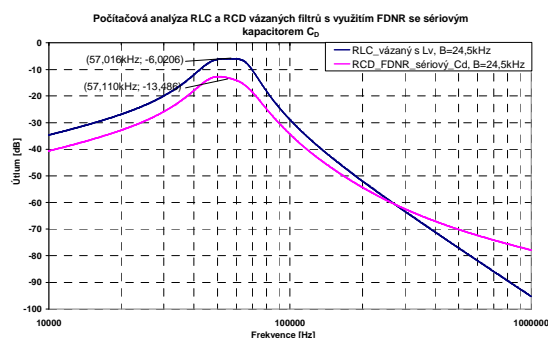
- RCD obvod s uzemněným ztrátovým FDNR se sériovým kapacitorem C_D**

Další RCD obvod využívající ztrátový uzemněný FDNR se sériovým kapacitorem C_D je uveden na obr. 3. 54. Tento obvod je navržen pro následující parametry: $F_0 = 57 \text{ kHz}$, $B = 24,5 \text{ kHz}$ ($Q = 2,3$). Dalšími parametry jsou Butterworthova aproximace a koeficient Brutonovy transformace $k = 1000000$.



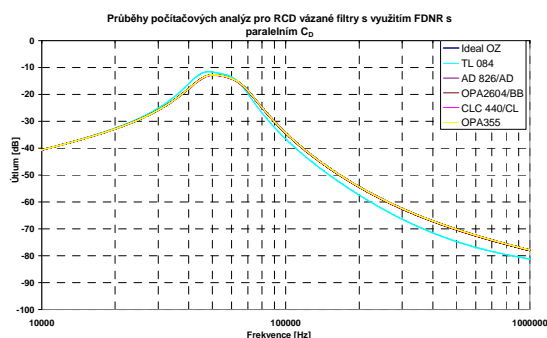
Obr. 3. 54 Vázaný RCD filtr s použitím FDNR se sériovým kapacitorem C_D .

Stejně jako pro každý popisovaný obvod, tak i pro tento obvod je uvedena počítačová analýza (viz obr. 3. 55). V grafu je uvedena počítačová analýza RCD a RLC vázaného filtru s induktivní vazbou. Analýza RCD obvodu byla realizována pomocí reálného OZ (CLC440) a součástek z řady E12.

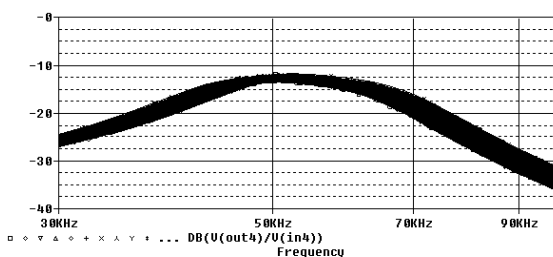


Obr. 3. 55 Počítačová analýza - RLC a RCD vázaný filtr s využitím FDNR se sériovým kapacitorem C_D .

Počítačová analýza s reálnými OZ a toleranční citlivostní analýza jsou uvedeny na následujících obr. 3. 56 a obr. 3. 57.



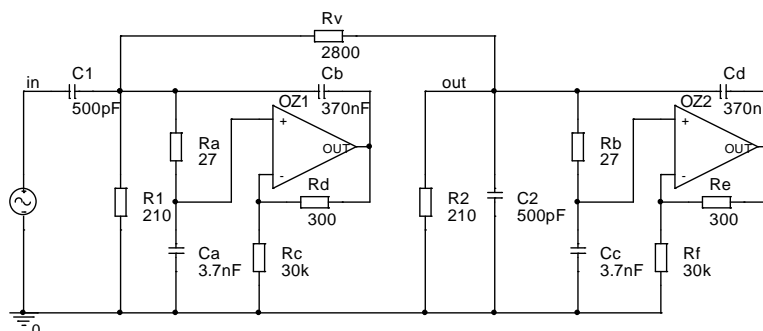
Obr. 3. 56 RCD vázaný filtr s využitím FDNR se sériovým kapacitorem C_D - $Q = 2,3$; $B = 24,5$ kHz.



Obr. 3. 57 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 2,3$; $B = 24,5$ kHz.

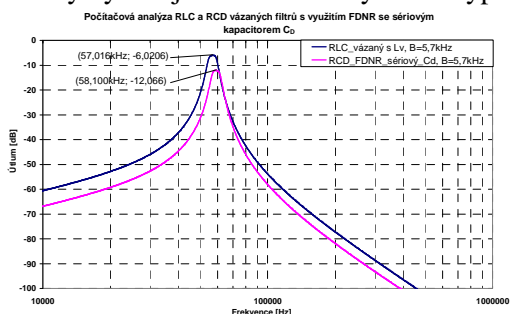
- RCD obvod s uzemněným ztrátovým FDNR se sériovým kapacitorem C_D pro vyšší hodnoty Q**

Poslední RCD obvod, který je popsán v této kapitole, využívá ztrátový uzemněný FDNR se sériovým kapacitorem C_D (viz obr. 3. 58). Tento obvod je navržen pro parametry: $F_0 = 57$ kHz, $B = 5,7$ kHz ($Q = 10$), aproximace typu Butterworth, koeficient Brutonovy transformace $k = 1000000$.

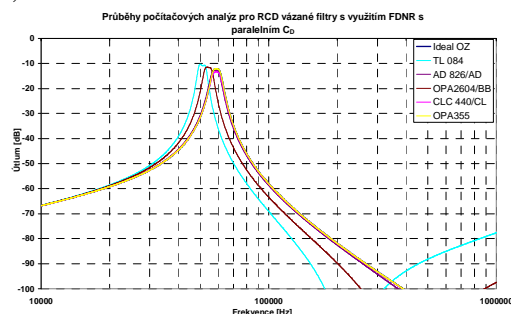


Obr. 3. 58 Vázaný RCD filtr s použitím FDNR se sériovým kapacitorem C_D pro vyšší hodnotu Q .

Na obr. 3. 59 je uvedena počítačová analýza RCD a RLC vázaného filtru s induktivní vazbou. Počítačová analýza je realizována pomocí reálného OZ (CLC440) a součástek z řady E12. Počítačová analýza RCD obvodu s pěti reálnými OZ je patrná na obr. 3. 60. Podle předpokladů opět nejlepší parametry vykazuje obvod s reálnými OZ typu CLC440, OPA355 a OPA2604.

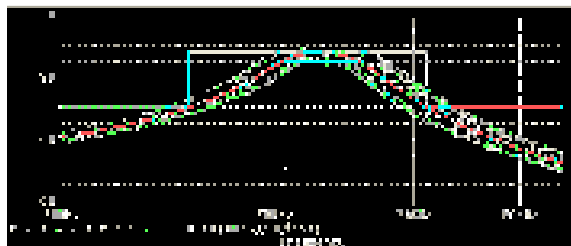


Obr. 3. 59 Počítačová analýza - RLC a RCD vázaný filtr s využitím FDNR se sériovým kapacitorem C_D .

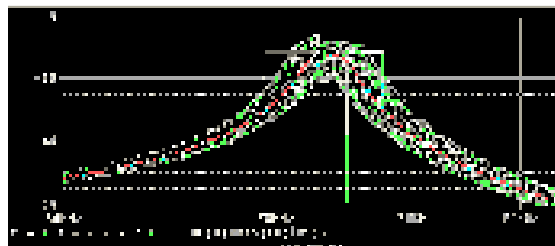


Obr. 3. 60 RCD vázaný filtr s využitím FDNR se sériovým kapacitorem C_D - $Q = 10$, $B = 5,7$ kHz.

Toleranční analýzy pro $Q = 5$ a 10 jsou zobrazeny na obr. 3. 61 a obr. 3. 62.



Obr. 3. 61 Počítačová citlivostní analýza - $Q = 5$,
 $B = 11,4 \text{ kHz}$ + toleranční pole.



Obr. 3. 62 Počítačová citlivostní analýza -
 $Q = 10$, $B = 5,7 \text{ kHz}$ + toleranční pole.

Pro jednotlivé *RCD* obvody byly vytvořeny souhrnné tabulky udávající vlastnosti jednotlivých obvodů (viz tab. 3. 4 až tab. 3. 6). *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* nejvyšší a také vykazuje nejnižší 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 . Souhrnné tabulky popisují limitní hodnoty pro tři různé typy aproximací.

	Q [-] reálné součástky, závislost a omezení reálným OZ	$F_{\min} [\text{Hz}]$ pro danou šíři pásma, reálné součástky	$F_{\max} [\text{MHz}]$ 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 .

	Q [-] reálné součástky, závislost a omezení reálným OZ	$F_{\min} [\text{Hz}]$ pro danou šíři pásma, reálné součástky	$F_{\max} [\text{MHz}]$ pro danou šíři pásma, reálné součástky	Citlivost vliv na tolerance stavebních prvků
<i>FDNR</i> se sériovým kapacitorem C_D	5	Butterworth: 200	~ 1	Vzhledem k malé hodnotě Q nejde porovnat s ostatními <i>FDNR</i>
		Bes - But: 200	~ 1	
		Bessel: 200	~ 1	

Tab. 3. 5 Přehled využitelnosti *FDNR* se sériovým kapacitorem C_D .

	Q [-] reálné součástky, závislost a omezení reálným OZ	$F_{\min} [\text{Hz}]$ pro danou šíři pásma, reálné součástky	$F_{\max} [\text{MHz}]$ pro danou šíři pásma, reálné součástky	Citlivost vliv na tolerance stavebních prvků
<i>FDNR</i> se sériovým kapacitorem C_D	14	Butterworth: 200	~ 10	Z analyzovaných <i>FDNR</i> nejhorší citlivosti
		Bes - But: 200	~ 2	
		Bessel: 200	~ 1	

Tab. 3. 6 Přehled využitelnosti *FDNR* se sériovým kapacitorem C_D pro vyšší hodnotu Q .

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* nejvyšší. Tento obvod společně s *ARC* obvodem navrženým se *SI* s paralelním rezistorem R_P vykazuje nejnižší citlivosti na tolerance prvků z analyzovaných obvodů a nejvyšší hodnoty Q .

3.2.4 Realizace programu pro kompletní analýzu vázaných *PP* filtrů

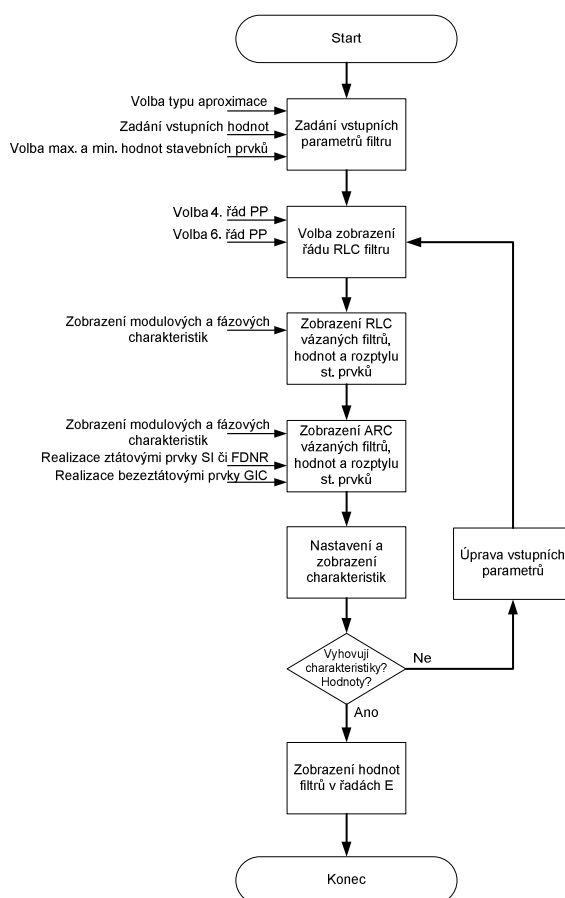
Jelikož kompletní návrh a následná analýza těchto obvodů z hlediska zobrazení modulových a fázových kmitočtových charakteristik je poměrně zdlouhavý proces, byl vytvořen program "*Coupled*

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 bezztrátové 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 u obvodů 6. řádu provádí náhradu cívek tak, že krajní obvody tvoří ztrátové *SI* nebo *FDNR* (zahrnutí ztrát do přizpůsobovacího a zakončovacího rezistoru) a prostřední prvek je realizován pomocí bezztrátového obvodu *GIC*.

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.

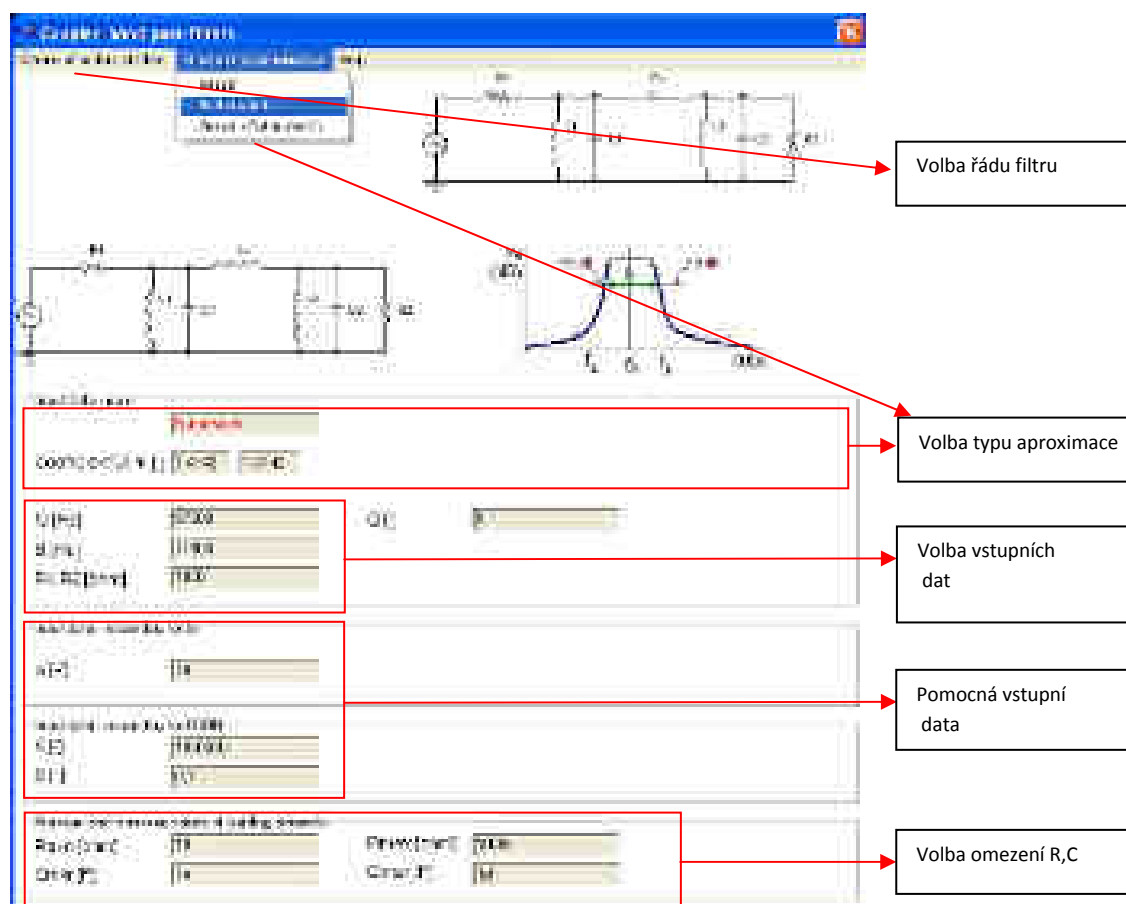
Na obr. 3. 63 je zobrazen vývojový diagram, který popisuje celkový program od zadání vstupních hodnot filtru včetně příslušného typu aproximace, přes volbu řádu filtru (4. či 6. řád). Dále následuje zobrazení zapojení filtru a hodnot *RLC* a příslušného *ARC* či *RCD* filtru realizovaného jednou ze zmíněných variant popisovaných v kapitole výše. V závěrečném kroku si může uživatel zvolit možnost zobrazení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky. Jednotlivé body budou popsány dále u konkrétních obrázků popisujících program „*Coupled band-pass filters*“ [55].



Obr. 3. 63 Vývojový diagram programu pro návrh vázaných filtrů.

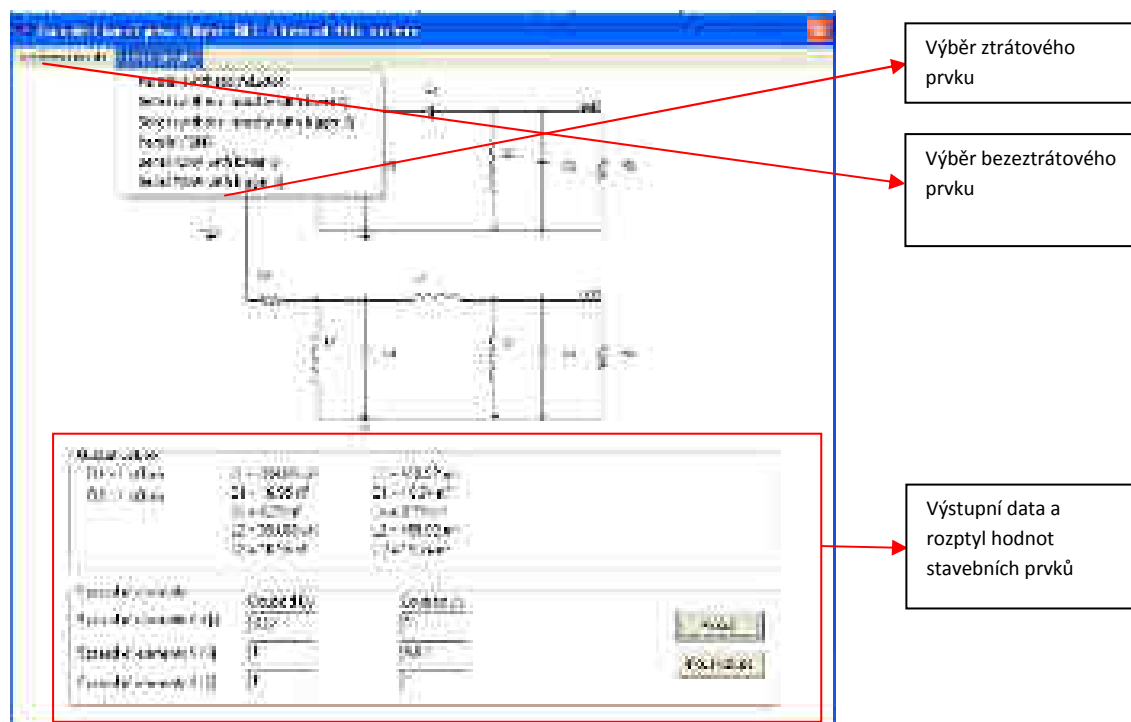
Obr. 3. 64 zobrazuje úvodní stránku programu „Coupled band-pass filters“. Tato úvodní část slouží k výběru typu aproximace (*Bessel*, *Bessel-Butterworth*, *Butterworth*), řádu filtru (4. či 6. řád), definování vstupních parametrů (F_0 , B , R_1 , R_2) a volby minimálních a maximálních hodnot stavebních 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.



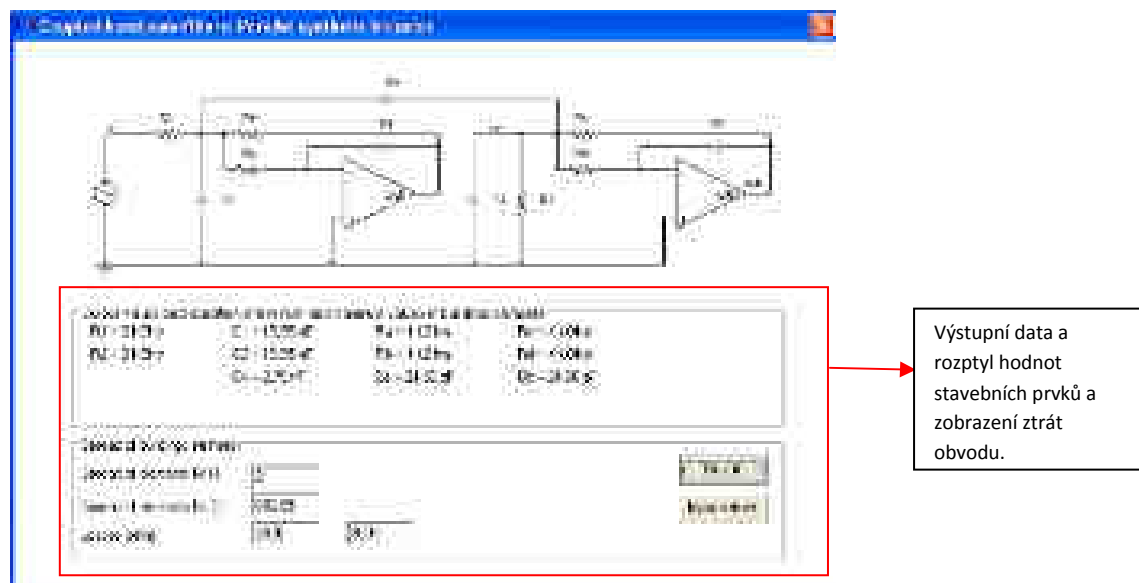
Obr. 3. 64 Úvodní stránka programu se zadáním vstupních parametrů.

Zobrazení *RLC* pásmových propustí i s vypočtenými hodnotami a rozptylem stavebních prvků je uvedeno na obr. 3. 65. Na tomto obrázku je i patrný možný výběr ztrátových uzemněných *FDNR* či *SI* a také bezztrátových uzemněných prvků *GIC*.



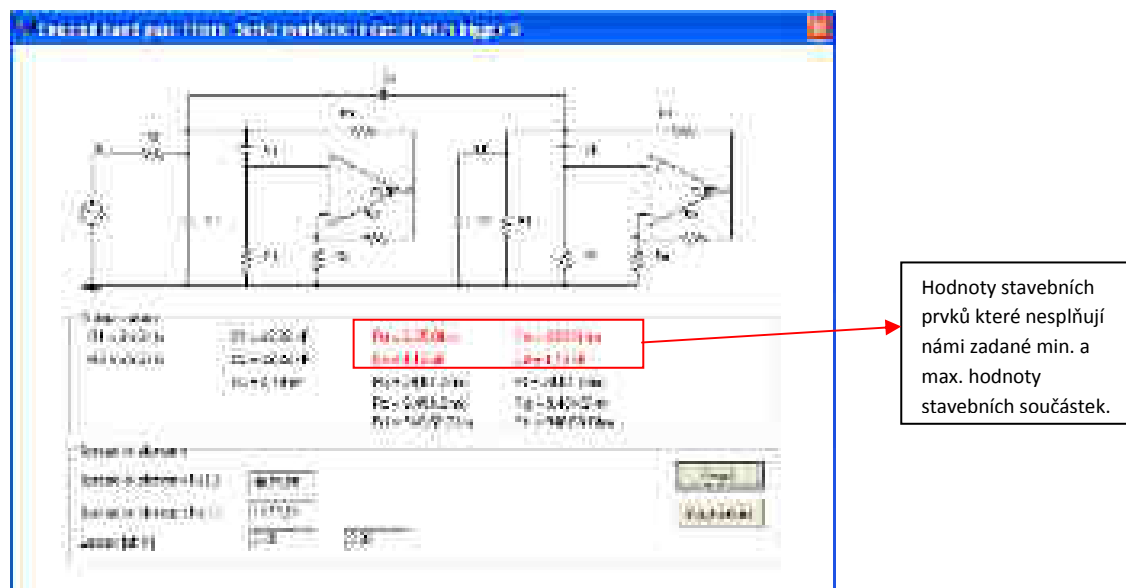
Obr. 3. 65 Zobrazení *RLC* vázaných filtrů 4. řádu s hodnotami, rozptylem stavebních prvků atd.

Konkrétní zapojení *ARC* obvodu typu *PP* se ztrátovým *SI* s paralelním rezistorem R_p je uvedeno na *obr. 3. 66*. Jako u zobrazení *RLC* filtrů, obvod je zobrazen s hodnotami prvků, rozptylem stavebních prvků a ztrátami v obvodu.



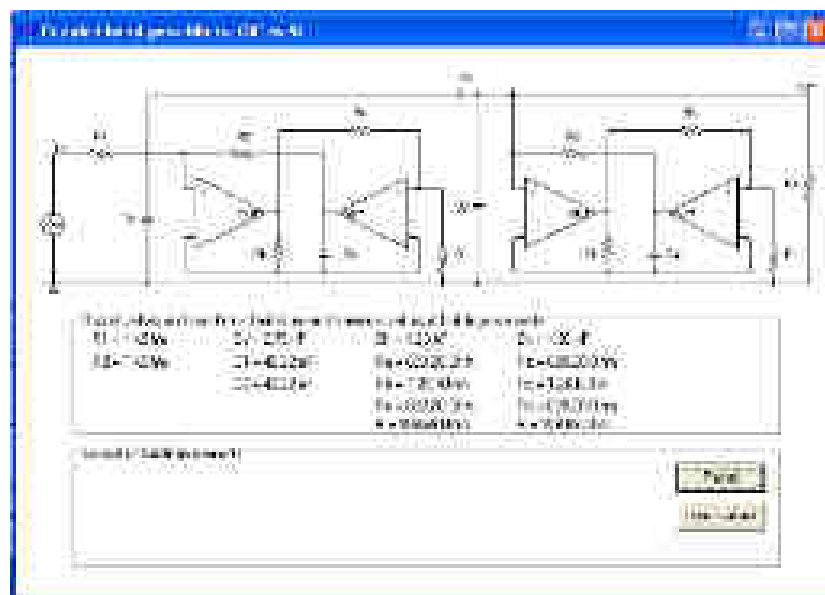
Obr. 3. 66 Zobrazení ARC vázaného filtru 4. řádu s hodnotami a rozptylem stavebních prvků.

Obr. 3. 67 zobrazuje ARC obvod typu PP se ztrátovým SI se sériovým rezistorem R_S . Červenou barvou jsou zobrazeny hodnoty stavebních prvků, které nesplňují požadované vstupní parametry stavebních součástí filtru.



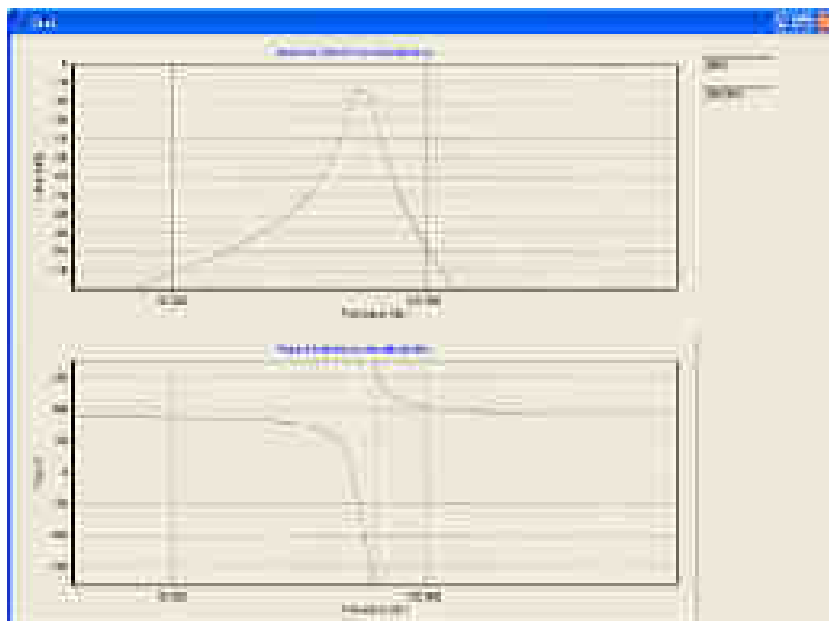
Obr. 3. 67 Zobrazení ARC vázaného filtru 4. řádu – zobrazení při návrhu obvodu, kde vycházejí nesplněné vstupní hodnoty.

Ukázka výstupu další části programu je patrná na *obr. 3. 68*. Jedná se o ARC obvod typu *PP* realizovaný bezztrátovými prvky *GIC* se zobrazením hodnot stavebních součástek.



Obr. 3. 68 Zobrazení ARC vázaného filtru 4. řádu realizovaného pomocí bezztrátových prvků *GIC*.

Zobrazení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky je uvedeno na *obr. 3. 69*.



Obr. 3. 69 Zobrazení modulové a fázové kmitočtové charakteristiky.

V *příloze 10* jsou uvedeny ukázky dalších částí programu.

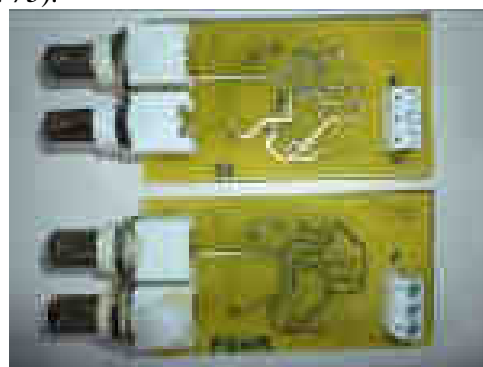
Výše popsaný program umožňuje návrh a výpočet vázaných *RLC* a *ARC* obvodů 4. a 6. řádu. Pro *ARC* obvody byly využity stavební prvky popsané v *kapitole 1.1.2*. Tento program je především vhodný pro rychlý návrh těchto obvodových struktur. Program by bylo vhodné v budoucnu rozšířit i o návrh realizace 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. 70* a *obr. 3. 72*), ale také ztrátových uzemněných *SI* a *FDNR* se sériovými ztrátami pro vyšší hodnotu činitele jakosti *Q* (viz *obr. 3. 71* a *obr. 3. 73*).



Obr. 3. 70 Realizace *ARC* obvodů se *SI* (*obr. 3. 9*) a *FDNR* (*obr. 3. 45*), vrchní strana - paralelní ztráty.



Obr. 3. 71 Realizace *ARC* obvodů se *SI* (*obr. 3. 35*) a *FDNR* (*obr. 3. 58*), vrchní strana - sériové ztráty.

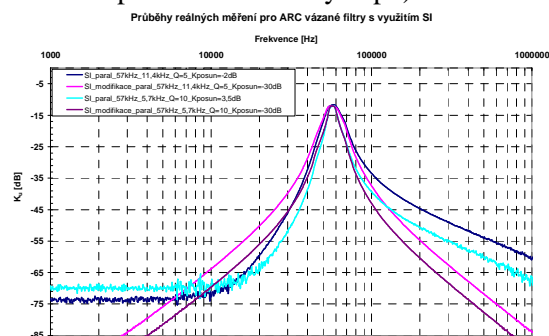


Obr. 3. 72 Realizace ARC obvodů se *SI* (obr. 3. 9), vrchní strana a *FDNR* (obr. 3. 45), spodní strana - paralelní ztráty.

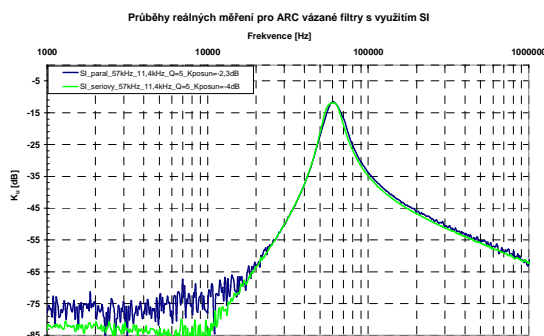


Obr. 3. 73 Realizace ARC obvodů se *SI* (obr. 3. 35), vrchní strana a *FDNR* (obr. 3. 58), spodní strana - sériové ztráty.

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. 74 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).

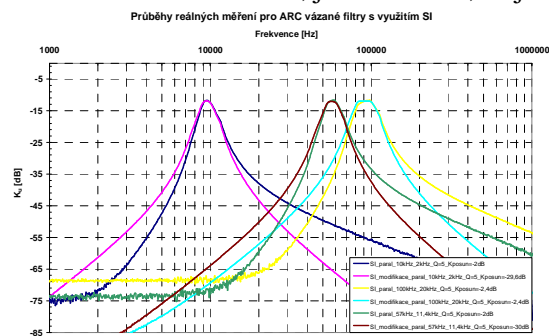


Obr. 3. 74 Měření ARC obvodu se *SI* s paralelním rezistorem R_p pro $F_0 = 57 \text{ kHz}$ a $Q = 5$ a 10 .

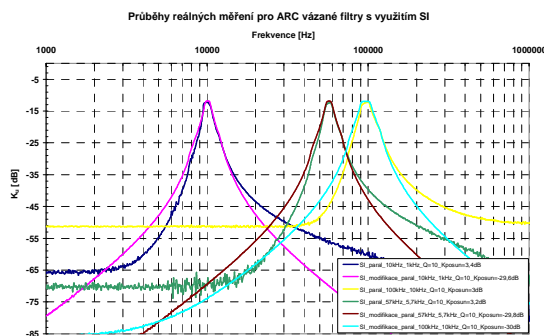


Obr. 3. 75 Měření ARC obvodů se *SI* s paralelními a sériovými ztrátami pro $F_0 = 57 \text{ kHz}$ a $Q = 5$.

Na obr. 3. 75 jsou zobrazeny průběhy ARC obvodu se *SI* s paralelním rezistorem R_p a sériovým rezistorem R_s pro hodnoty $F_0 = 57 \text{ kHz}$ a $Q = 5$. Poté, co byly oba průběhy posunuty na -12 dB na rezonančním kmitočtu, je možné říci, že jsou zcela identické.

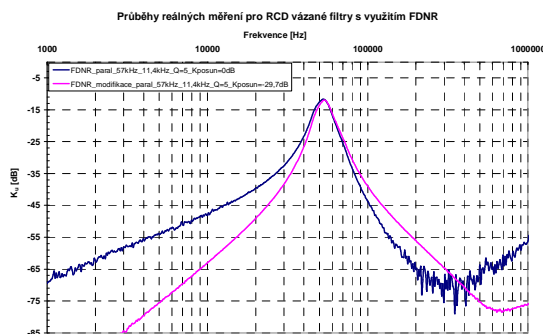


Obr. 3. 76 Měření ARC obvodu se *SI* s paralelním rezistorem R_p pro $F_0 = 10, 57, 100 \text{ kHz}$ a $Q = 5$.

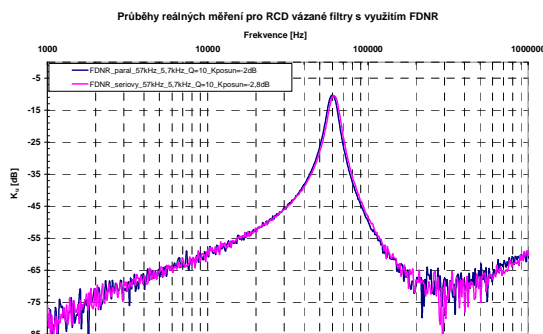


Obr. 3. 77 Měření ARC obvodu se *SI* s paralelním rezistorem R_p pro $F_0 = 10, 57, 100 \text{ kHz}$ a $Q = 10$.

Na *obr. 3. 76* a *obr. 3. 77* jsou uvedeny reálné průběhy ARC obvodu se *SI* s paralelním rezistorem R_p . Obvody byly navrženy pro $Q = 5$ a 10 při rezonančních frekvencích 10 kHz , 57 kHz a 100 kHz . V grafech jsou zobrazeny oba výstupy obvodu. Z reálného měření vyplývá, že jdou uvedené obvody bez problému realizovat a prokazují velice podobné výsledky jako výše uvedené počítačové analýzy. Drobné odchylky jsou převážně způsobeny tolerancemi součástek.



Obr. 3. 78 Měření RCD obvodu s FDNR s paralelními ztrátami pro $F_0 = 57\text{ kHz}$ a $Q = 5$.



Obr. 3. 79 Měření RCD obvodů s FDNR s paralelními a sériovými ztrátami pro $F_0 = 57\text{ kHz}$ a $Q = 10$.

Poslední dva grafy zobrazují reálné průběhy pro RCD filtry s prvky FDNR (viz *obr. 3. 78* a *obr. 3. 79*). Na prvním z těchto dvou obrázků 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). Druhý obrázek zachycuje porovnání RCD obvodů s FDNR s paralelními a sériovými ztrátami. Oba průběhy jsou zcela identické.

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 širší 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 obvodů 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. 1. 20) a *Kerwin - Huelsman - Newcomb* (obr. 1. 21). 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.

Pro filtry *A-M* a *K-H-N* je možné pomocí programu [54] získat přenosové funkce a upravit je do formy která udává rovnice (1.1). Pomocí přenosové funkce se získají výpočetové vztahy pro parametry F_0 , F_N , Q a K_0 atd. Jednotlivé rovnice vycházejí z následující optimalizace (z hlediska ladění obvodu), kde platí:

$$C_1 = C_2 = C; \quad R_1 = R_2 = R; \quad R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_a. \quad (4.1)$$

Rovnice (4.2) definuje jmenovatel $D(s)$ pro oba výše uvedené filtry realizované s pěti OZ:

$$D(s) = s^2 + s \frac{R_a}{R_Q R C} + \frac{1}{C^2 R^2}. \quad (4.2)$$

V případě užití filtru *K-H-N* bez tlumení pátým OZ zapojeným jako invertor získáváme rovnici (4.3), kde je již patrná závislost Q na K_0 a také celkový vztah je značně komplikovaný:

$$D(s) = s^2 + s \frac{R_{Q1}(R_3 R_4 + R_3 R_{K0} + R_4 R_{K0})}{R_1 R_3 R_{K0}(R_{Q1} + R_{Q2})C_1} + \frac{1}{C^2 R^2}. \quad (4.3)$$

Pro činitel jakosti Q , v případě konfigurace s pěti OZ platí vztah (4.4):

$$Q = \frac{R_Q}{R_a}. \quad (4.4)$$

A pro filtr *K-H-N* v provedení bez tlumení pátým OZ platí vztah (4.5):

$$Q_{K-H-N} = \frac{R_{K0}}{R_{Q1}} \cdot \frac{R_{Q1} + R_{Q2}}{R_a + 2R_{K0}}. \quad (4.5)$$

Další parametry filtru *A-M* stejně tak filtru *K-H-N* (obou variant) jsou dány stejnými rovnicemi, hodnota přenosu K_0 je dána poměrem rezistorů $K = R_a / R_{K0}$ a rezonanční frekvence je dána rovnicí $F_0 = 1/(2\pi RC)$.

Čitatele $N(s)$ z rovnice (1.1) dávají rozdílné přenosové funkce pro jednotlivé výstupy filtru (viz vztahy (4.6 až 4.11)):

$$N_{DP}(s) = -\frac{R_Q R_4 R_5 R_3}{R_Q R_5 C_2 R_3 R_{K0} C_1 R_2 R_1} = -\frac{R_4}{C_2 R_{K0} C_1 R_2 R_1} = -\frac{R_a}{R_{K0} C^2 R^2} = -\omega_0^2, \quad (4.6)$$

$$N_{HP}(s) = -s^2 \frac{R_Q R_4 R_5 C_2 R_3 C_1 R_2 R_1}{R_Q R_5 C_2 R_3 R_{KO} C_1 R_2 R_1} = -s^2 \frac{R_4}{R_{KO}} = -s^2 \frac{R_A}{R_{KO}} = -s^2, \quad (4.7)$$

$$N_{PP}(s) = s \frac{R_Q R_4 R_5 C_2 R_3 R_2}{R_Q R_5 C_2 R_3 R_{KO} C_1 R_2 R_1} = s \frac{R_4}{R_{KO} C_1 R_1} = s \frac{R_A}{R_{KO} C R} = s \omega_0, \quad (4.8)$$

$$N_{PZ,HPN,DPN}(s) = \frac{R_A}{R_{KO}} \left(s^2 \frac{R_S}{R_{S1}} + \frac{R_S}{C^2 R^2 R_{S3}} \right) = \frac{R_A}{R_{KO}} R_S \left(s^2 \frac{1}{R_{S1}} + \frac{\omega_0^2}{R_{S3}} \right), \quad (4.9)$$

$$N_{FC}(s) = \frac{R_A}{R_{KO}} \left(s^2 \frac{R_S}{R_{S1}} - s \frac{R_S}{C R R_{S2}} + \frac{R_S}{C^2 R^2 R_{S3}} \right) = \frac{R_A}{R_{KO}} R_S \left(s^2 \frac{1}{R_{S1}} - s \frac{\omega_0}{R_{S2}} + \frac{\omega_0^2}{R_{S3}} \right), \quad (4.10)$$

$$N_{PZ-B}(s) = \frac{R_Q R_6 R_4 R_5}{R_Q R_5 C_2 R_3 R_{KO} C_1 R_2 R_1} + s^2 \frac{R_Q R_6 R_5 C_2 R_3 C_1 R_2 R_1}{R_Q R_5 C_2 R_3 R_{KO} C_1 R_2 R_1} = \frac{R_A}{R_{KO}} \left(s^2 + \frac{1}{C^2 R^2} \right). \quad (4.11)$$

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 vztahené k relativní chybě Q a F_0 či citlivostem na tolerance součástek. Tyto vlastnosti budou dále prozkoumány.

Kromě těchto filtrů byl v úvodu popisován filtr *Towa-Thomas* (obr. 1. 22) umožňující realizovat *DP*, *HP* a *PP* podle přivedeného vstupního signálu na jeden ze tří invertujících vstupů *OZ*. Pomocí [54] se odvodí přenosové funkce při volbě parametrů:

$$C_1 = C_2 = C; \quad R_1 = R_2 = R_V = R; \quad R_3 = R_4 = R_a. \quad (4.12)$$

Jmenovatel $D(s)$ podle vztahu (1.1) bude mít tvar (4.13):

$$D(s) = \frac{R_V R_4}{C_2 R_2 C_1 R_3 R_V R_1} + s \frac{R_V R_4 R_1 C_P}{C_2 R_2 C_1 R_3 R_V R_1} + s^2 \frac{C_2 R_2 C_1 R_3 R_V R_1}{C_2 R_2 C_1 R_3 R_V R_1} = \frac{1}{C^2 R^2} + s \frac{C_P}{R C^2} + s^2. \quad (4.13)$$

Odtud vyplývá vztah pro rezonanční kmitočet F_0 (4.14) a činitel jakosti Q (4.15):

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C R}, \quad (4.14)$$

$$Q = \frac{C}{C_P}. \quad (4.15)$$

Čitatele, které definují typ přenosové funkce, budou pro vstupní signál přivedený na vstup OZ_1 následující. Na výstupech OZ je možné získat *DP* na OZ_2 a OZ_3 (viz vztah (4.16)) či *PP* na OZ_1 vztah (4.17):

$$N_{DP+}(s) = \frac{R_1 R_3}{C_2 R_2 C_1 R_3 R_V R_1} = \frac{1}{C^2 R R_V} = \frac{1}{C^2 R^2}, \quad (4.16)$$

$$N_{PP-}(s) = -s \frac{C_2 R_1 R_3 R_2}{C_2 R_2 C_1 R_3 R_V R_1} = -s \frac{1}{C R_V} = -s \frac{1}{C R}. \quad (4.17)$$

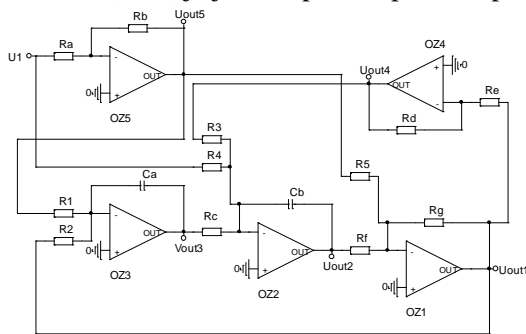
Pro vstupní signál přivedený na vstup OZ_2 získáváme na výstupu OZ_2 a OZ_3 *PP* (viz (4.18)):

$$N_{PP+}(s) = s \frac{R_1 R_2 R_4 C_1}{C_2 R_2 C_1 R_3 R_V R_1} = s \frac{1}{C R_V} = s \frac{1}{C R}, \quad (4.18)$$

a pro OZ_3 na výstupu získáváme HP (viz vztah (4.19)):

$$N_{HP-}(s) = -s^2 \frac{C_2 R_2 R_3 R_4 R_1 C_1}{C_2 R_2 C_1 R_3 R_V R_1} = -s^2 \frac{R_4}{R_V}. \quad (4.19)$$

Příklady dalších méně známých univerzálních filtrů, které obsahují tři či více OZ jsou uvedeny na následujících obrázcích. Ke každému schématu byla odvozena příslušná přenosová funkce. Vzhledem k tomu, že ani jeden z dále uvedených obvodů nesplňuje podmínku nezávislého nastavování kmitočtu a činitele jakosti, je kompletní rozbor obvodů uveden v příloze 11. Na obr. 4. 1 je zobrazen univerzální filtr realizovaný pomocí pěti OZ . Jeho kompletní přenosová funkce $H(s)$ je uvedena ve vztahu (4.20). Ve vztahu (4.21) je již kompletní upravená přenosová funkce:



Obr. 4. 1 Ukázka univerzálního filtru s pěti OZ .

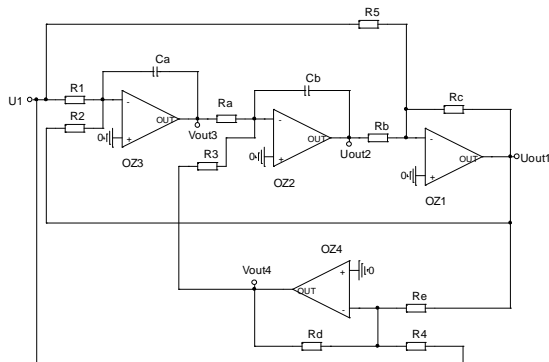
$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{R_2 R_3 R_4 R_5 R^3 + s(R_1 R_2 R_3 R_5 C R^4) + s^2(R_1 R_2 R_3 R_4 R^5 C^2)}{R_1 R_3 R_4 R_5 R^3 + s(R_1 R_2 R_4 R_5 R^4 C) + s^2(R_1 R_2 R_3 R_4 R^5 C^2)}, \quad (4.20)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R_5} \frac{s^2 + s\left(\frac{R_5}{R_4 R C}\right) + \frac{R_5}{R_1 R^2 C^2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_3 C}\right) + \frac{1}{R_2 R C^2}} = \frac{R}{R_5} \frac{s^2 + s\left(\frac{R_5}{R_4 R C_{lad}}\right) + \frac{R_5}{R_{dig} R^2 C_{lad}^2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_Q C_{lad}}\right) + \frac{1}{R_{dig} R C_{lad}^2}}. \quad (4.21)$$

Ukázka dalšího univerzálního filtru je uvedena na obr. 4. 2. Tento filtr je realizovaný pomocí čtyř OZ . Jeho kompletní přenosová funkce je popsána vztahy (4.22 a 4.23):

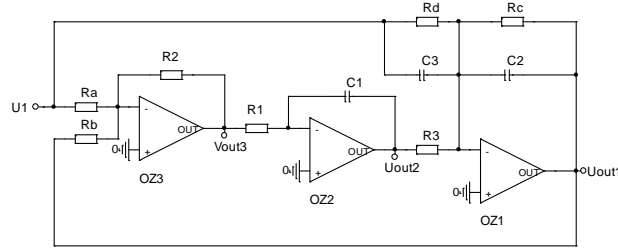
$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{-R_2 R_3 R_4 R_5 R_C R_E - s(R_1 R_2 R_5 R_A R_C R_D R_E C_A) - s^2(R_1 R_2 R_3 R_4 R_A R_B R_C R_E C_A C_B)}{+R_1 R_3 R_4 R_5 R_C R_E + s(R_1 R_2 R_4 R_5 R_A R_C R_D C_A) + s^2(R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_A R_B R_E C_A C_B)}, \quad (4.22)$$

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = -\frac{R_C}{R_5} \frac{s^2 + s\left(\frac{R_5 R_D}{R_3 R_4 R_B C_B}\right) + \frac{R_5}{R_1 R_A R_B C_A C_B}}{s^2 + s\left(\frac{R_C R_D}{R_3 R_B R_E C_B}\right) + \frac{R_C}{R_2 R_A R_B C_A C_B}} = -\frac{R}{R_5} \frac{s^2 + s\left(\frac{R_5}{R_Q R_4 C_{lad}}\right) + \frac{R_5}{R_{dig} R^2 C_{lad}^2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_Q C_{lad}}\right) + \frac{1}{R_{dig} R C_{lad}^2}}. \quad (4.23)$$



Obr. 4. 2 Ukázka univerzálního filtru se čtyřmi OZ .

Třetí zapojení univerzálního filtru je uvedeno na *obr. 4. 3*. Tento filtr je realizovaný pomocí tří *OZ*. Jeho kompletní přenosová funkce je popsána vztahy (4.24 a 4.25):

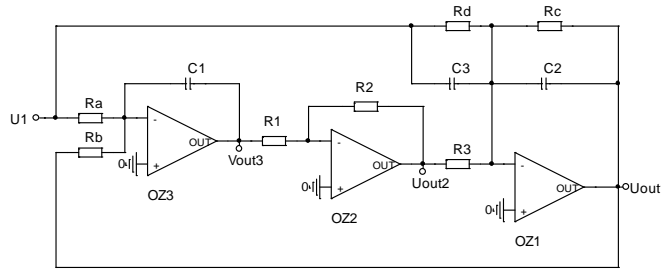


Obr. 4. 3 Ukázka univerzálního filtru se třemi *OZ*.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{R_2 R_B R_C R_D + s(R_1 R_3 C_1 R_A R_B R_C) + s^2(R_1 R_3 C_1 C_3 R_A R_B R_C R_D)}{-R_2 R_A R_C R_D - s(R_1 R_3 C_1 R_A R_B R_D) - s^2(R_1 R_3 C_1 C_2 R_A R_B R_C R_D)}, \quad (4.24)$$

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = -\frac{C_3}{C_2} \frac{s^2 + s \frac{1}{C_3 R_D} + \frac{R_2}{C_3 R_1 R_3 C_1 R_A}}{s^2 + s \frac{1}{C_2 R_C} + \frac{R_2}{C_2 R_1 R_3 C_1 R_B}} = -\frac{C_3}{C_{lad}} \frac{s^2 + s \frac{1}{C_3 R_D} + \frac{1}{C_3 R_{dig}^2 C_{lad}}}{s^2 + s \frac{1}{C_{lad} R_Q} + \frac{1}{R_{dig}^2 C_{lad}^2}}. \quad (4.25)$$

Zapojení univerzálního filtru uvedeného na *obr. 4. 4* obsahuje tři *OZ*. Jeho kompletní přenosová funkce je popsána vztahy (4.26 a 4.27):

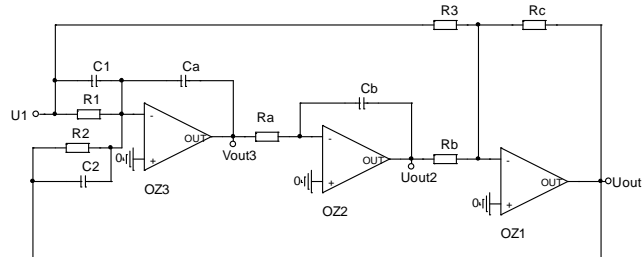


Obr. 4. 4 Ukázka univerzálního filtru se třemi *OZ*.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{R_2 R_B R_C R_D + s(R_1 R_3 C_1 R_A R_B R_C) + s^2(R_1 R_3 C_1 C_3 R_A R_B R_C R_D)}{-R_2 R_A R_C R_D - s(R_1 R_3 C_1 R_A R_B R_D) - s^2(R_1 R_3 C_1 C_2 R_A R_B R_C R_D)}, \quad (4.26)$$

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = -\frac{C_3}{C_2} \frac{s^2 + s \frac{1}{C_3 R_D} + \frac{R_2}{C_3 R_1 R_3 C_1 R_A}}{s^2 + s \frac{1}{C_2 R_C} + \frac{R_2}{C_2 R_1 R_3 C_1 R_B}} = -\frac{C_3}{C_{lad}} \frac{s^2 + s \frac{1}{C_3 R_D} + \frac{1}{C_3 R_{dig}^2 C_{lad}}}{s^2 + s \frac{1}{C_{lad} R_Q} + \frac{1}{R_{dig}^2 C_{lad}^2}}. \quad (4.27)$$

Další zapojení se třemi *OZ* je zobrazeno na *obr. 4. 5* a jeho přenosová funkce je popsána vztahy (4.28 a 4.29):

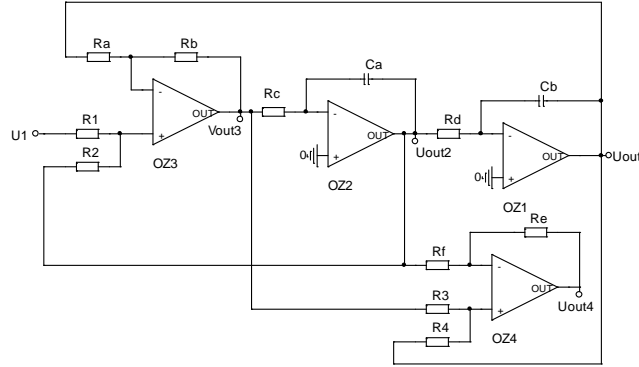


Obr. 4. 5 Ukázka univerzálního filtru se třemi *OZ*.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{R_2 R_3 R_C + s(R_1 C_1 R_2 R_3 R_C) + s^2(R_1 R_2 C_A C_B R_A R_B R_C)}{-R_1 R_3 R_C - s(R_1 C_2 R_2 R_3 R_C) - s^2(R_1 R_2 R_3 C_A C_B R_A R_B)}, \quad (4.28)$$

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = -\frac{R}{R_3} \frac{s^2 + s\left(\frac{C_1 R_3}{C_A C_B R_A R_B}\right) + \frac{R_3}{R_1 C_A C_B R_A R_B}}{s^2 + s\left(\frac{C_2}{C_A C_B R_A}\right) + \frac{1}{R_2 C_A C_B R_A}} = -\frac{R}{R_3} \frac{s^2 + s\left(\frac{C_1 R_3}{C_{lad}^2 R^2}\right) + \frac{R_3}{R_{dig} C_{lad}^2 R^2}}{s^2 + s\left(\frac{C_2}{C_{lad}^2 R}\right) + \frac{1}{R_{dig} C_{lad}^2 R}}. \quad (4.29)$$

Pomocí čtyř OZ je realizované schéma univerzálního filtru na obr. 4. 6 a jeho přenosová funkce je popsána vztahy (4.30 a 4.31):

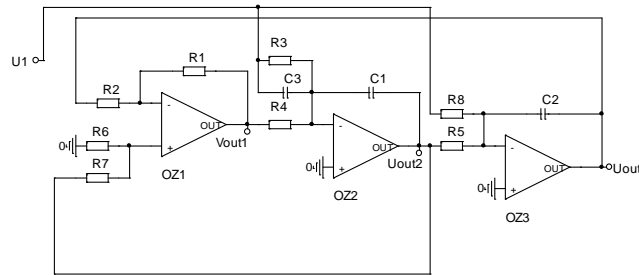


Obr. 4. 6 Ukázka univerzálního filtru se čtyřmi OZ.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{4R_2 R_3 R^2 + s(2R_2 R_3 R^3 C + 2R_2 R_4 R^3 C) + s^2(4R_2 R_4 R^4 C^2)}{R^2(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + s(2R_1 R_4 R^3 C + 2R_1 R_3 R^3 C) + s^2 R^4 C^2(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}, \quad (4.30)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{4R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \frac{\frac{R_3}{R_4 R^2 C^2} + s\left(\frac{R_4 + R_3}{2R_4 RC}\right) + s^2}{\frac{1}{R^2 C^2} + s\left(\frac{2R_1}{RC(R_1 + R_2)}\right) + s^2}. \quad (4.31)$$

Další realizace pomocí tří OZ ukazuje obr. 4. 7. Přenosová funkce je popsána vztahy (4.32 a 4.33):

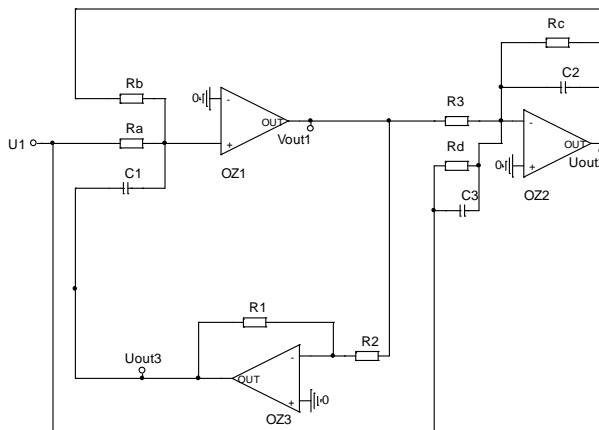


Obr. 4. 7 Ukázka univerzálního filtru se třemi OZ.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{4R_2 R_3 R^2 + s(2R_2 R_3 R^3 C + 2R_2 R_4 R^3 C) + s^2(4R_2 R_4 R^4 C^2)}{R^2(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + s(2R_1 R_4 R^3 C + 2R_1 R_3 R^3 C) + s^2 R^4 C^2(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}, \quad (4.32)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{C_3}{C_2} \frac{\frac{R_1}{R_2 R_4 R_8 C_2 C_3} + s\frac{1}{R_3 C_3} + s^2}{\frac{R_1}{R_2 R_4 R_5 C_1 C_2} + s\frac{R_6}{R_4 C_1} \frac{R_2 + R_3}{R_2(R_6 + R_7)} + s^2}. \quad (4.33)$$

Další univerzální filtr je zobrazen na *obr. 4. 8*. Obsahuje tři OZ a jeho přenosová funkce je popsána vztahy (4.34 a 4.35):

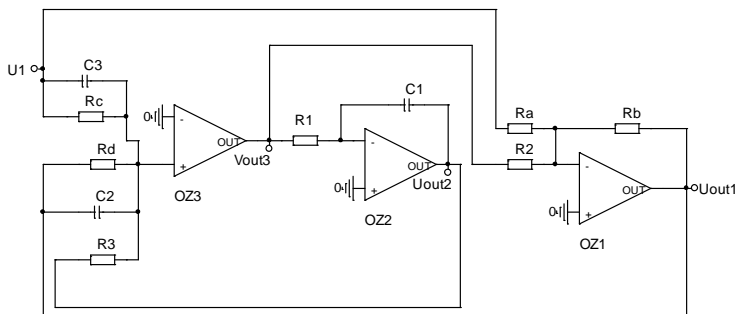


Obr. 4. 8 Ukázka univerzálního filtru se třemi OZ.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{R_2 R_B R_C R_D + s(C_1 R_1 R_A R_B R_3 R_C) + s^2(C_1 R_1 R_A R_B C_3 R_3 R_C R_D)}{-R_2 R_A R_C R_D - s(C_1 R_1 R_A R_B R_3 R_D) - s^2(C_1 R_1 R_A R_B C_2 R_3 R_C R_D)}, \quad (4.34)$$

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = -\frac{C_3}{C_2} \frac{s^2 + s\left(\frac{1}{R_D C_3}\right) + \frac{R_2}{R_1 R_3 R_A C_1 C_3}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_C C_2}\right) + \frac{R_2}{R_1 R_3 R_B C_1 C_2}} = -\frac{C_3}{C_{lad}} \frac{s^2 + s\left(\frac{1}{R_D C_3}\right) + \frac{1}{R_{dig}^2 C_{lad} C_3}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_Q C_{lad}}\right) + \frac{1}{R_{dig}^2 C_{lad}^2}}. \quad (4.35)$$

Poslední realizace filtru pomocí tří OZ ukazuje *obr. 4. 9*. Přenosová funkce je popsána vztahy (4.36 a 4.37).



Obr. 4. 9 Ukázka univerzálního filtru se třemi OZ.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{R_2 R_B R_C R_D + s(R_1 R_3 C_1 R_A R_B R_D) + s^2(R_1 R_3 C_1 C_3 R_A R_B R_C R_D)}{-R_2 R_A R_C R_D - s(R_1 R_3 C_1 R_A R_B R_C) - s^2(R_1 R_3 C_1 C_2 R_A R_B R_C R_D)}, \quad (4.36)$$

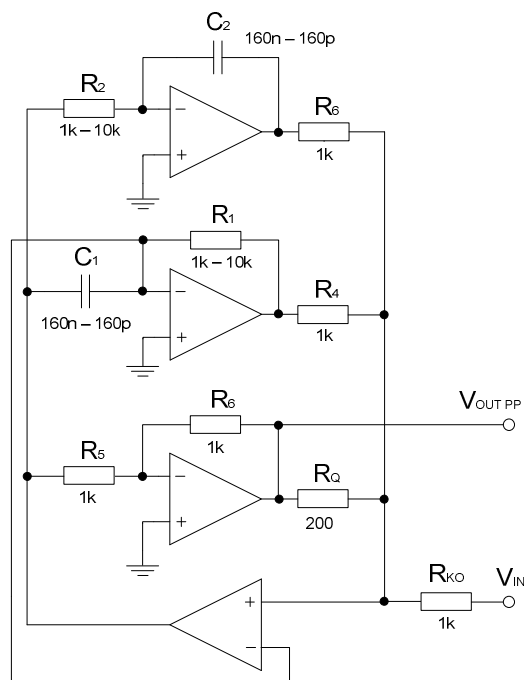
$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = -\frac{C_3}{C_2} \frac{s^2 + s\frac{1}{C_3 R_C} + \frac{R_2}{C_3 R_1 R_3 C_1 R_A}}{s^2 + s\frac{1}{C_2 R_D} + \frac{R_2}{C_2 R_1 R_3 C_1 R_B}} = -\frac{C_3}{C_{lad}} \frac{s^2 + s\frac{1}{C_3 R_C} + \frac{1}{C_3 R_{dig}^2 C_{lad}}}{s^2 + s\frac{1}{C_{lad} R_Q} + \frac{1}{R_{dig}^2 C_{lad}^2}}. \quad (4.37)$$

Po kompletní analýze obvodů uvedených na *obr. 4. 1* až *obr. 4. 9* jsme došli k závěrům, že ani jeden z uvedených obvodů nedosahuje vlastností univerzálních filtrů typu *A-M* a *K-H-N* (viz *příloha 11*). 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

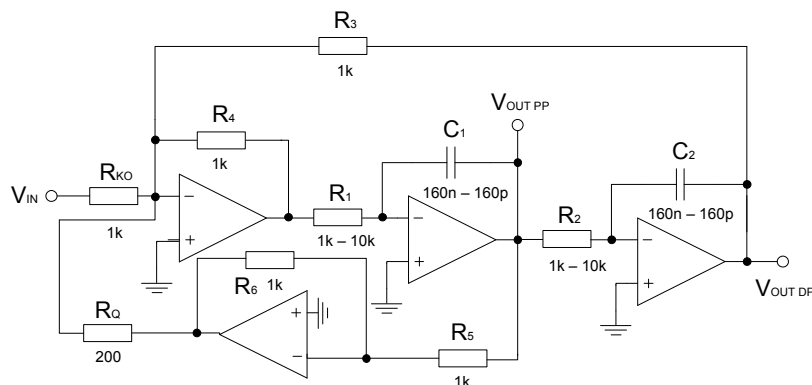
Jelikož univerzální filtry A-M a K-H-N se vyznačují nejlepšími parametry (nezávislé digitální řízení Q a K_0), jsou nejčastěji v praxi využívány. Velice zajímavé je zkusit porovnat přesnosti nastavování jejich parametrů F_0 , Q a možnosti jejich ladění pomocí digitálních potenciometrů. Pomocí výše odvozených 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.

Pro ověření funkce filtru A-M a K-H-N byly nejprve provedeny počítačové analýzy s ideálními OZ a poté s reálnými OZ (CLC440). Kmitočtové přeladění bylo zvoleno od 100 Hz do 1 MHz (při $Q = 5$). Tomu odpovídá přeladění rezistorů R_1 , R_2 v rozsahu $1\text{ k}\Omega$ až $10\text{ k}\Omega$, přičemž kapacitory C_1 , C_2 jsou v rozsahu 160 nF do 160 pF . Rezistory R a R_{K0} jsou $1\text{ k}\Omega$ a rezistor R_Q pro činitel jakosti $Q = 5$ je $200\text{ }\Omega$. Počítačové analýzy byly provedeny v programu PSpice [51]. Obvod A-M i s hodnotami zvolených stavebních součástek je uveden na obr. 4. 10.



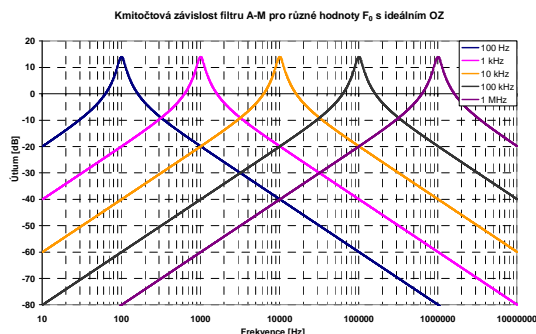
Obr. 4. 10 Schéma filtru A-M i s hodnotami součástek.

Obvod K-H-N i s hodnotami stavebních součástek je uveden s ideálními OZ na obr. 4. 11.

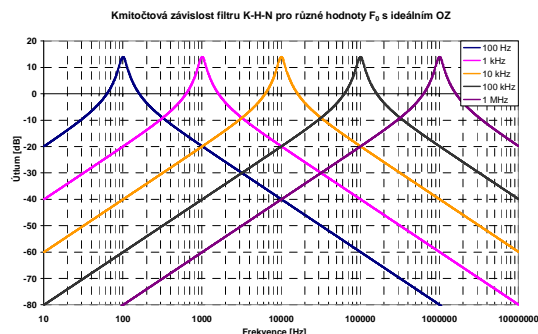


Obr. 4. 11 Schéma filtru K-H-N i s hodnotami součástek.

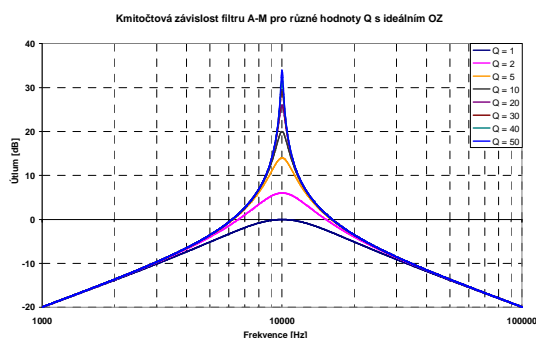
Ukázky výsledné modulové kmitočtové charakteristiky typu *PP* filtru *A-M* a *K-H-N* (ideální *OZ*) je uvedena na *obr. 4. 12* a *obr. 4. 13*. Dále pak byly provedeny počítačové analýzy přeladění činitele jakosti *Q* pro oba filtry a to v rozsahu od 1 do 50 na rezonančním kmitočtu $F_0 = 10 \text{ kHz}$ (viz *obr. 4. 14* a *obr. 4. 15*). Z těchto počítačových analýz byly vypočteny relativní odchylky rezonančního kmitočtu a činitele jakosti, které definují jednotlivé přesnosti nastavení parametrů pro oba filtry s ideálními *OZ*.



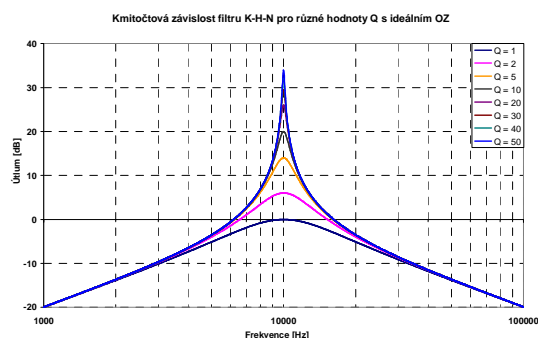
Obr. 4. 12 Kmitočtová závislost filtru *A-M* pro různé hodnoty F_0 ($Q = 5$) s ideálními *OZ*.



Obr. 4. 13 Kmitočtová závislost filtru *K-H-N* pro různé hodnoty F_0 ($Q = 5$) s ideálními *OZ*.



Obr. 4. 14 Kmitočtová závislost filtru *A-M* pro různé hodnoty Q ($F_0 = 10 \text{ kHz}$) s ideálními *OZ*.



Obr. 4. 15 Kmitočtová závislost filtru *K-H-N* pro různé hodnoty Q ($F_0 = 10 \text{ kHz}$) s ideálními *OZ*.

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.

$F_0 [\text{kHz}]$	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 $F_0 = 10 \text{ kHz}$ 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 $F_0 = 10 \text{ kHz}$.

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 %.

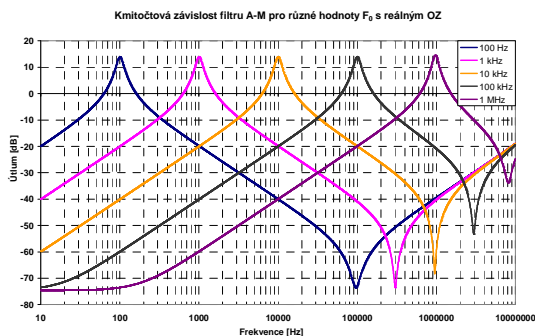
Počítačová analýza byla prováděna i pro filtry *A-M* a *K-H-N* s reálným *OZ* typu *CLC440*. Kmitočtové přeladění zůstává stejné, tedy od 100 Hz do 1 MHz (při $Q = 5$). Stejně tak hodnoty součástek zůstávají stejné. Data jsou uvedena v tab. 4. 3.

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

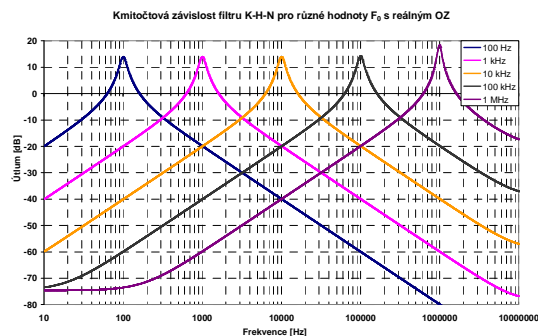
Tab. 4. 3 Relativní odchylky rezonančního kmitočtu F_0 filtrů *A-M* a *K-H-N* s reálným *OZ* (*CLC440*) pro $Q = 5$.

Výsledné průběhy filtru *A-M* jsou uvedeny na obr. 4. 16. Odchylky rezonančních kmitočtů se do hodnoty $F_0 = 100\text{ kHz}$ pohybují do $0,6\%$. Při vyšších kmitočtech přibližně od $F_0 = 500\text{ kHz}$ jsou odchylky vyšší než 1% (viz tab. 4. 3). Nastavení rezonančního kmitočtu je s reálným *OZ* *CLC440* na nižších kmitočtech dostatečně přesné, avšak na vyšších kmitočtech by byla na místě korekce. Činitel jakosti Q byl nastaven na hodnotu 5. Ke konci měřeného rozsahu je činitel jakosti Q mírně vyšší. Na kmitočtu 1 MHz je činitel jakosti $Q = 5,8$. Řešením by byla opět korekce. Také je z obrázku viditelné, že u modulové kmitočtové charakteristiky vznikají parazitní nuly přenosu.

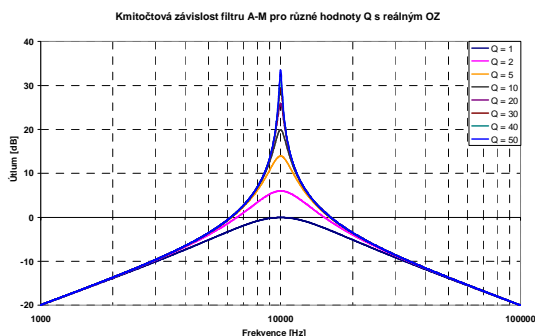
Výsledné průběhy filtru *K-H-N* jsou uvedeny na obr. 4. 17. Odchylky rezonančních kmitočtů F_0 se pohybují do $0,5\%$. Nastavení rezonančního kmitočtu je i s reálným *OZ* dostatečně přesné (viz tab. 4. 3). Činitel jakosti Q byl nastaven na hodnotu 5. Ke konci měřeného rozsahu je však činitel jakosti větší. Na kmitočtu 1 MHz je činitel jakosti $8,3$. Řešením by byla opět korekce.



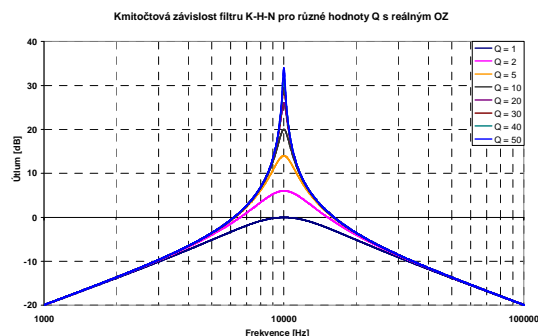
Obr. 4. 16 Kmitočtová závislost filtru *A-M* pro různé hodnoty F_0 ($Q = 5$) s reálnými *OZ* (*CLC440*).



Obr. 4. 17 Kmitočtová závislost filtru *K-H-N* pro různé hodnoty F_0 ($Q = 5$) s reálnými *OZ* (*CLC440*).



Obr. 4. 18 Kmitočtová závislost filtru *A-M* pro různé hodnoty Q ($F_0 = 10\text{ kHz}$) s reálnými *OZ*.



Obr. 4. 19 Kmitočtová závislost filtru *K-H-N* pro různé hodnoty Q ($F_0 = 10\text{ kHz}$) s reálnými *OZ*.

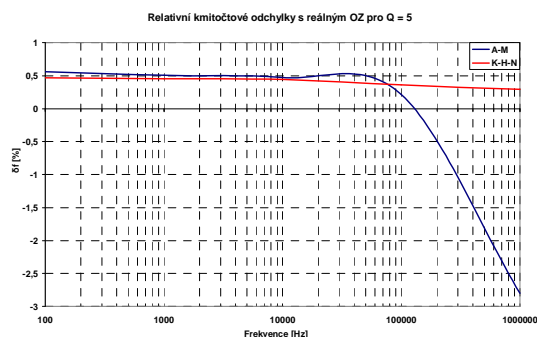
Počítačová analýza přeladění činitele jakosti Q byla provedena rovněž v rozsahu od 1 do 50. Hodnoty součástek jsou tedy opět shodné a rezonanční kmitočet F_0 byl taktéž zvolen 10 kHz . Výsledná závislost pro filtr *A-M* je uvedena na obr. 4. 18. Odchylky Q při malých a velkých hodnotách činitele jakosti 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.

Výsledná závislost pro filtr $K-H-N$ je uvedena na *obr. 4. 19*. Odchylka Q se při hodnotě 1 pohybuje okolo 12 % a postupně klesá. Od hodnoty $Q = 5$ je to již méně než 1 % a na hodnotě 50 začíná vzrůstat (viz *tab. 4. 4*). Pro lepší představu o chování obvodu bylo provedeno nastavení činitele jakosti i na kmitočtu 100 kHz. Zde jsou při vyšším činiteli jakosti Q hodnoty vyšší a dosahují hodnoty až 32 % ($Q = 50$). Přesnost nastavení vyššího Q je při $F_0 = 10$ kHz uspokojivá, avšak při požadavku přesného nastavení nižšího Q by byla na místě korekce. Zvláště pak při nastavení činitele jakosti Q na vyšším kmitočtu.

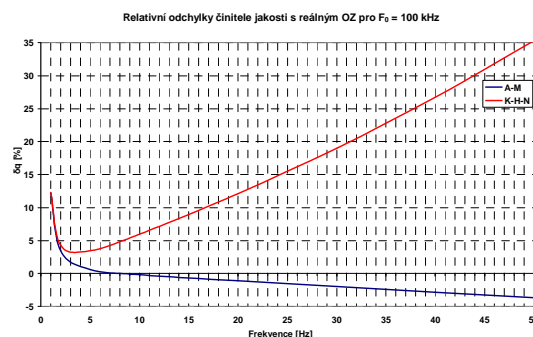
Q [-]	1	2	5	10	20	30	40	50
$\delta_q(A-M)$ [%]	11,98	3,16	0,29	0,55	1,58	2,52	3,43	4,33
$\delta_q(K-H-N)$ [%]	12,05	3,36	0,84	0,54	0,57	0,66	0,73	0,90

Tab. 4. 4 Relativní odchylky činitele jakosti Q filtrů $A-M$ a $K-H-N$ s reálnými OZ (CLC440) pro $F_0 = 10$ kHz.

Pro lepší porovnání filtrů $K-H-N$ a $A-M$ byly jednotlivé odchylky zakresleny do společných grafů. Výsledky analýz jsou porovnávány pro počítačové analýzy s reálnými OZ CLC440. Na *obr. 4. 20* je porovnání kmitočtových odchylek δ_f pro činitel jakosti $Q = 5$ a na dalším obrázku (*obr. 4. 21*) je porovnání odchylek δ_q pro kmitočty 100 kHz.

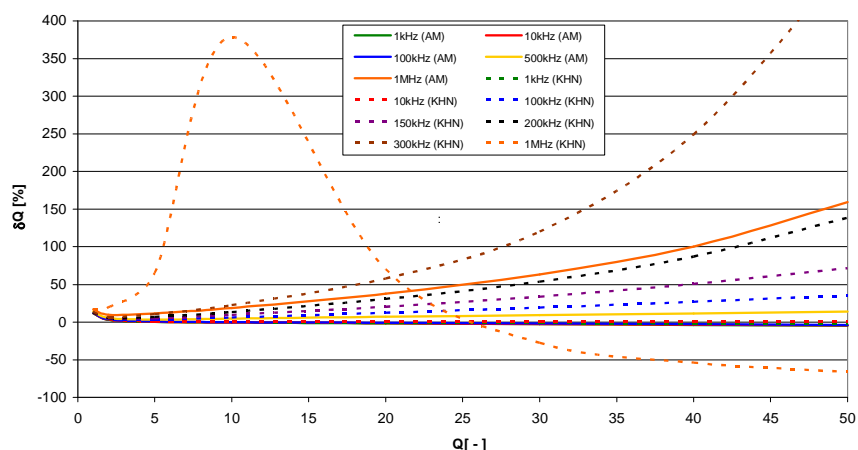


Obr. 4. 20 Relativní frekvenční odchylky s reálnými OZ CLC440 pro $Q = 5$.

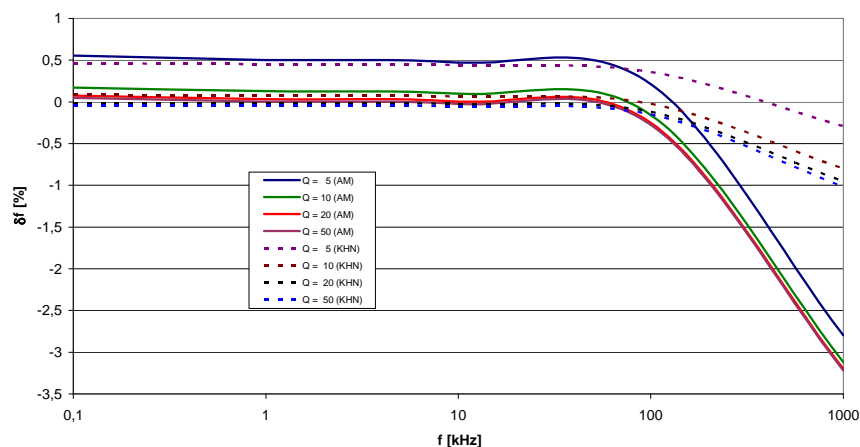


Obr. 4. 21 Relativní odchylky činitele jakosti Q s reálnými OZ CLC440 pro $F_0 = 100$ kHz.

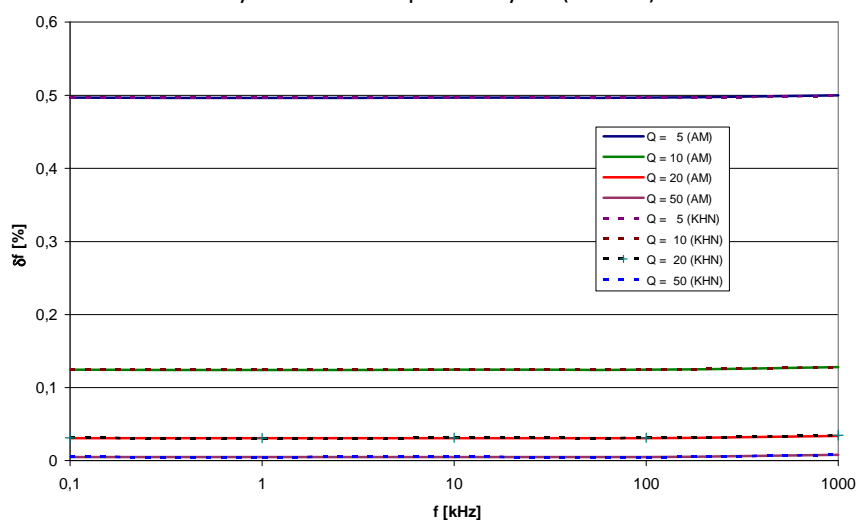
Ostatní grafy zobrazující relativní odchylky činitele jakosti Q a rezonančního kmitočtu F_0 jsou uvedeny na *obr. 4. 22* až *obr. 4. 25*.



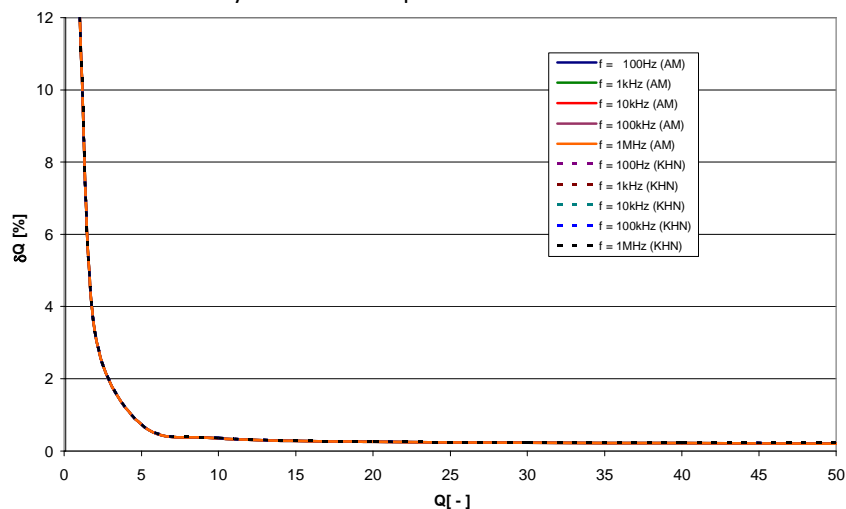
Obr. 4. 22 Porovnání relativních odchylek obou filtrů pro reálný OZ (CLC440) v závislosti na činiteli jakosti.



Obr. 4. 23 Porovnání relativních odchylek obou filtrů pro reálný OZ (CLC440) v závislosti na kmitočtu.



Obr. 4. 24 Porovnání relativních odchylek obou filtrů pro ideální OZ v závislosti na kmitočtu.



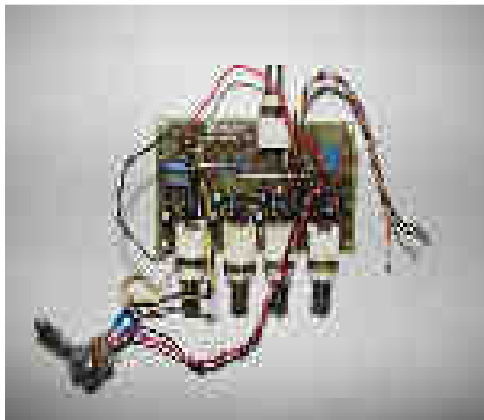
Obr. 4. 25 Porovnání relativních odchylek obou filtrů pro ideální OZ v závislosti na činiteli jakosti.

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.

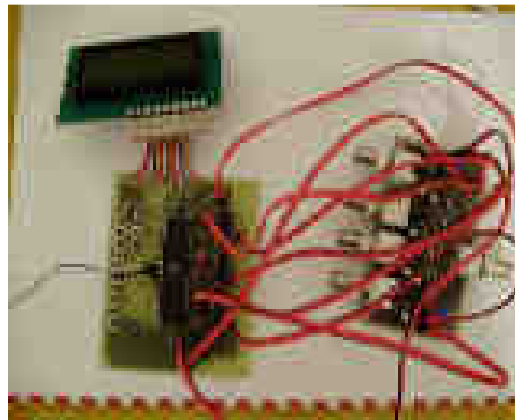
4.3 Realizace univerzálních filtrů

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. Obvody byly navrženy podle návrhových tabulek uvedených v literatuře [1]. 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.

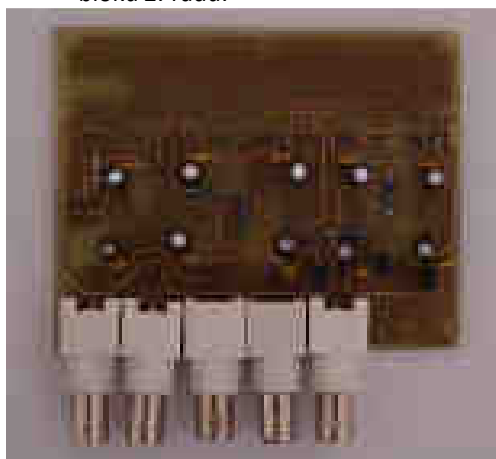
Příklad realizace filtru *A-M* s mechanickým laděním parametrů je uvedena na obr. 4. 26 a s digitálním řízením parametrů na obr. 4. 27. Na dalších příkladech je zobrazen obvod *A-M* (obr. 4. 28), obvod *K-H-N* (obr. 4. 29). Univerzální deska digitálního řízení až pěti parametrů (prvků) je uvedena na obr. 4. 30. Vývojový kit se zobrazením údajů na *LCD* displeji je uveden na obr. 4. 31 až obr. 4. 33.



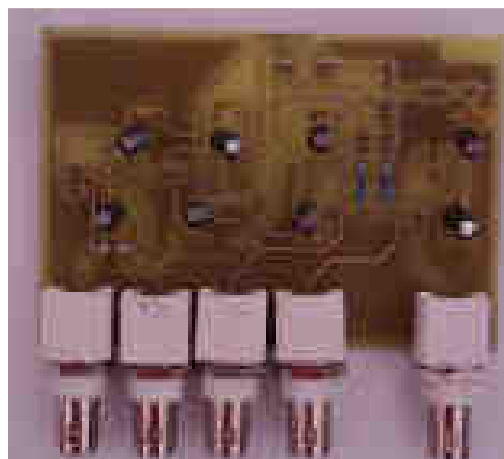
Obr. 4. 26 Realizace filtru *A-M* s mechanickým řízením bloku 2. řádu.



Obr. 4. 27 Realizace filtru *A-M* s digitálním řízením bloku 2. řádu.



Obr. 4. 28 Realizace filtru *A-M* 2. řádu se čtyřmi *OZ*.



Obr. 4. 29 Realizace filtru *K-H-N* 2. řádu se čtyřmi *OZ*.



Obr. 4. 30 Realizace části digitálního řízení až pěti prvků digitálními potenciometry pro univerzální filtry.



Obr. 4. 31 Vývojový kit s ATmega 16 sloužící k řízení digitálních potenciometrů.

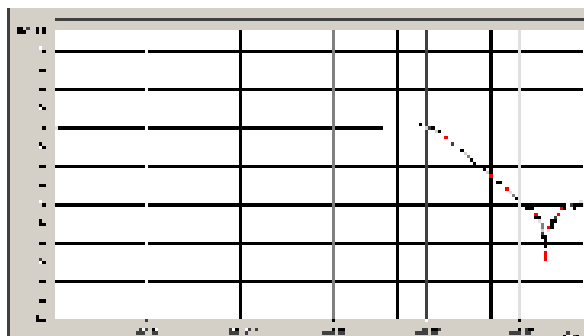


Obr. 4. 32 Zobrazení údajů o digitálním řízení.

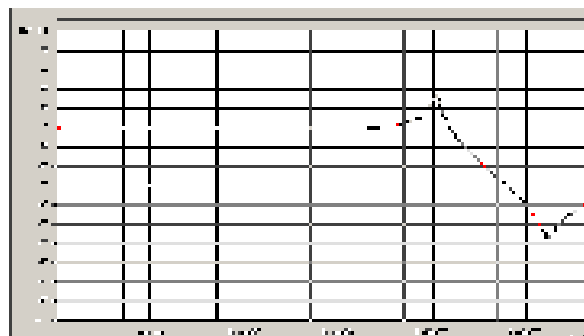


Obr. 4. 33 Zobrazení údajů o digitálním řízení.

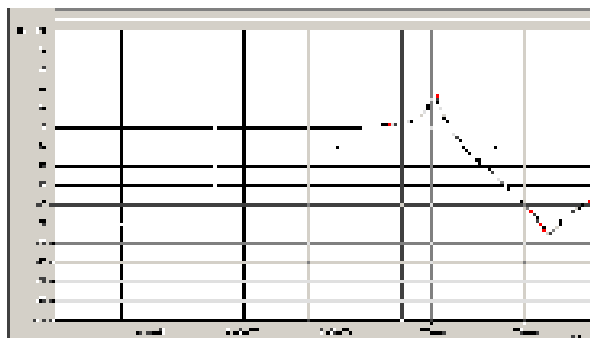
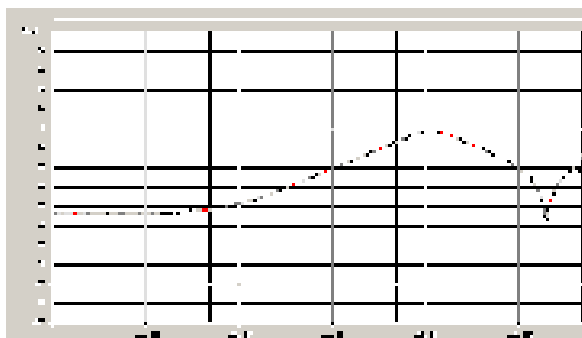
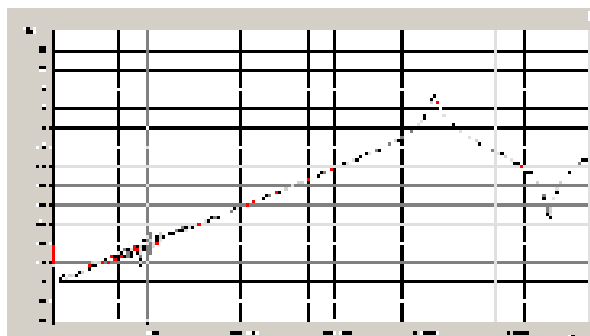
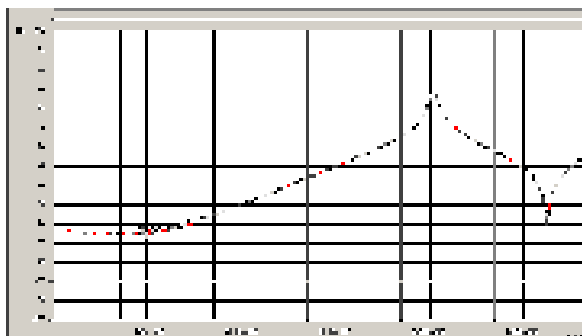
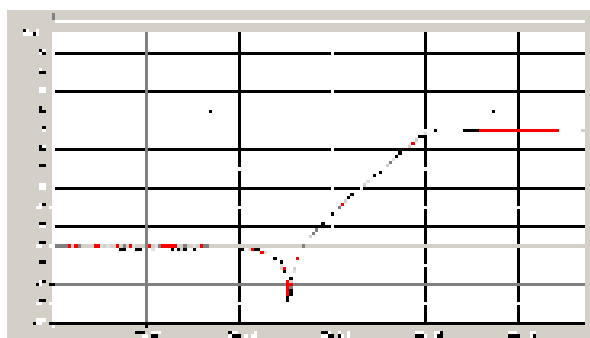
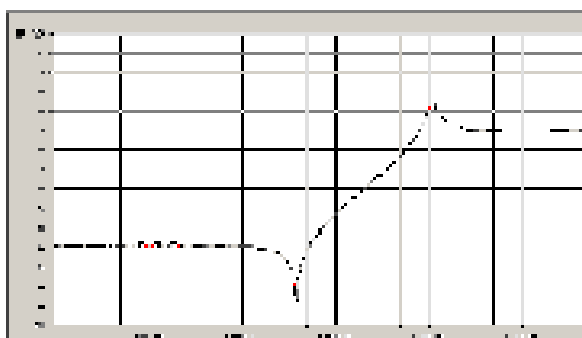
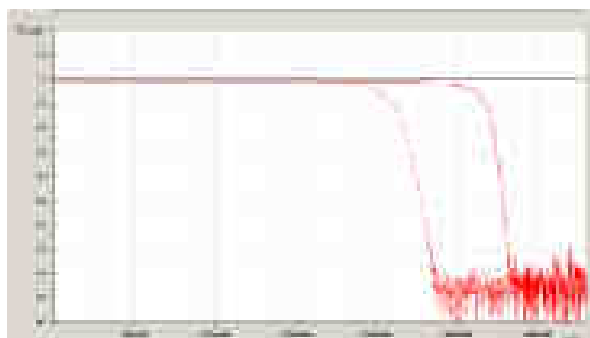
Výsledné průběhy z reálného měření univerzálního fitru typu *A-M* jsou uvedeny na *obr. 4. 34* až *obr. 4. 43*.



Obr. 4. 34 DP – 100 kHz, $Q = 1$.



Obr. 4. 35 DP – 100 kHz, $Q = 10$.


Obr. 4. 36 DP – 100 kHz, $Q = 20$.

Obr. 4. 37 PP – 100 kHz, $Q = 1$.

Obr. 4. 38 PP – 100 kHz, $Q = 10$.

Obr. 4. 39 PP – 100 kHz, $Q = 20$.

Obr. 4. 40 HP – 100 kHz, $Q = 1$.

Obr. 4. 41 HP – 100 kHz, $Q = 10$.


Obr. 4. 42 DP – 100 kHz až 1 MHz, Bessel 10. řádu.


Obr. 4. 43 DP – 100 kHz až 1 MHz, $Q = 1, 2$. řád.

Závěrem můžeme tuto kapitolu shrnout tak, že použití či využívání obou filtrů 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.

5 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 součástek 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 součástek, s čímž úzce souvisí citlivosti na hodnoty pasivních součástek. 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 citlivosti na tolerance stavebních součástek.

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 bezztrátové 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.; GHAUSI, 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: skriptu 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. *Příspěvek k optimální syntéze filtračních 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 eeict 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*. Elektrověst 3 Internetový časopis (<http://www.elektrověst.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.; LAMNE, 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*. Elektrevue 3 Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2007. ISSN: 1213- 1539.
- [35] ŠOTNER, R.; PETRŽELA, J. *Možnosti elektronického ladění filtrů KHN struktury s různými komerčně dostupnými aktivními bloky*. Elektrevue 3 Internetový časopis (<http://www.elektrevue.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 akadémia 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-CCCII*. 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