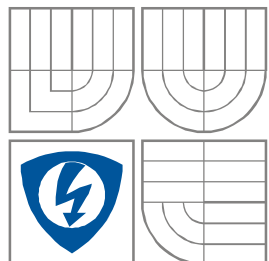


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

Aplikace syntetických bloků při syntéze elektronických obvodů

Application of the syntetic blocks in the electronic circuit synthesis

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

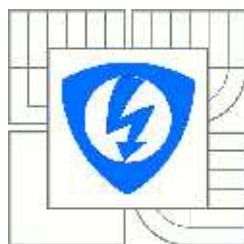
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Marek Labudík

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

BRNO, 2011



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Elektronika a sdělovací technika

Student: Marek Labudík

Ročník: 3

ID: 120047

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Aplikace syntetických bloků při syntéze elektronických obvodů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Detailně se seznámte s elektronickými syntetickými funkčními bloky a jejich vlastnostmi v kmitočtové a časové oblasti. Tyto vlastnosti ověřte simulací ve vhodném programu, nejlépe obvodovém simulátoru Pspice.

Dosažené výsledky aplikujte na reálné elektronické obvody a laboratorním měřením ověřte jejich správnou činnost. Zaměřte se zejména na syntézu lineárních a nelineárních dynamických systémů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] OGORZALEK, M. Chaos and Complexity in Electronic Circuits. World Scientific Publishing Company, 1997.

[2] SASTRY, S. Nonlinear Systems. Springer, 1999.

[3] PETRZELA, J. Modeling of strange behavior of the selected nonlinear dynamical systems, Part I: Oscillators. Vutium Press, 2008.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 27.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Aplikace syntetických bloků při syntéze elektronických obvodů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 23. května 2011

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Jiřímu Petrželovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 23. května 2011

.....
podpis autora

Klíčová slova

imitanční inverter, imitanční konvertor, syntetická cívka, frekvenčně závislý negativní odpor, filtr, oscilátor

Key words

immittance inverter, immittance converter, synthetic inductors, frequency depended negative resistance, filter, oscillator

Abstrakt

V této práci jsou zkoumány různá zapojení syntetických cívek a frekvenčně závislých negativních rezistorů. Na základě matematických vzorců z programu SNAP jsou poskládány ekvivalentní obvody a ty jsou porovnávány se syntetickými bloky. Syntetické bloky jsou potom použity pro simulace a měření v konkrétních zapojení filtrů a oscilátorů. Pro měření jsou využívány syntetické bloky s moderními prvky, jako jsou proudové konvejory a transadmitanční zesilovače.

Abstract

This thesis investigates the involvement of various synthetic inductors and FDNR - frequency-depended negative resistors. On the basis of mathematical formulas from the SNAP program are folded and the equivalent circuits are compared with synthetic blocks. Synthetic blocks are then used for simulations and measurements of specific involvement of filters and oscillators. To measure the synthetic blocks are used with modern elements, such as current conveyors and transadmittance amplifier.

Bibliografická citace

LABUDÍK, M. *Aplikace syntetických bloků při syntéze elektronických obvodů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 70 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jiří Petržela, Ph.D

Obsah

1. Úvod	3
1.1 Nevýhody cívek.....	3
1.2 Popis impedancí.....	3
2. Funkční bloky	4
2.1 Imitanční invertor	4
2.2 Gyrátor.....	4
2.3 Impedanční konvertor.....	5
2.4 Proudové konvejory.....	5
2.5 Transadmitanční zesilovače.....	6
3. Syntetické bloky	7
3.1 Syntetické induktory.....	7
3.1.1 Prescottův syntetický induktor	7
3.1.2 Prescottův syntetický induktor s dvojitou větví.....	9
3.1.4 Další možná zapojení ztrátových syntetických induktorů.....	11
3.1.3 Antóniův obvod ve funkci cívky	17
3.1.4 Syntetická cívka složená s použitím proudových konvejerů.....	19
3.1.5 Syntetické cívky s transadmitančními zesilovači	21
3.1.6 Plovoucí syntetická cívka s transadmitančními zesilovači	23
3.1.7 Syntetická cívka s CCII+ a OTA.....	24
3.2 Frekvenčně závislé negativní odpory (FDNR).....	26
3.2.1 Prescottův obvod fungující jako FDNR	26
3.2.2 Antóniův obvod ve funkci FDNR.....	27
3.2.3 FNDR s použitím CCII+.....	28
3.2.4 Impedance 3. řádu.....	32
4. Oscilátory	35
4.1 Harmonický oscilátor	35
4.1.2 LC oscilátor s Antóniovým obvodem.....	35
4.2 Oscilátory s FDNR	37
4.2.1 Oscilátor s FDNR realizovaný Antóniovým obvodem.....	37
4.2.3 Oscilátor s FDNR z CCII+	38
4.2 Konzervativní Chaos oscilátor s CCII+	39
5. Filtry	40
5.1 Filtry druhých řádů	40
5.2 Horní propusti.....	40

5.2.1 Horní propust' 2. řádu s Antóniovou syntetickou cívkou	40
5.2.2 Horní propust s Prescottovou syntetickou cívkou	41
5.2.3 Horní propust s syntetickou cívkou realizovanou z OTA.....	43
5.3. Dolní propusti.....	44
5.3.1 Dolní propust' s Antóniovým FNDR	44
5.3.2 Dolní propust' s Prescottovým FNDR.....	46
5.3.3 Dolní propust' s FNDR složeného z proudového konveju	47
5.3.4 Dolní propust' s plovoucí OTA-BOTA syntetickou cívkou	48
5.4 Pásmové zádrže	49
5.4.1 Pásmová zádrž se syntetickou Antoniovou cívkou.	50
5.4.2 Pásmová zádrž s Prescottovou syntetickou cívkou	51
5.4.4 Pásmová zádrž s FNDR realizovaného Antóniovým obvodem.....	52
5.5 Pásmové propusti.....	54
5.5.1 Pásmová propust' s Antóniovou syntetickou cívkou	54
5.5.2 Pásmová propust' s Prescottovou syntetickou cívkou.....	55
5.5.3 Pásmová propust s FNDR složeného z CCII+.....	57
5.6 Všeprupustný článek.....	58
6. Měření.....	60
6.1 Měření filtrů.....	60
6.1.1 Měření dolní propusti s CCII+.....	60
6.1.3 Měření pásmové zádrže s CCII+	61
6.1.4 Měření horní propusti s CCII+ a OTA	62
6.1.5 Pásmová propust' s CCII+ a OTA	63
6.1.6 Měření horní propusti s OTA	64
6.1.7 Měření pásmové propusti s OTA zesilovači.....	65
6.2 Měření oscilátorů.....	67
7. Závěr.....	68
8. Použitá literatura.....	69
9. Seznam zkratek a symbolů	70

1. Úvod

1.1 Nevýhody cívek

Ideální induktor s vlastní indukčností posouvá napětí před proudem o 90° . Reálná cívka se k těmto vlastnostem přibližuje nejméně vzhledem k základním součástkám, jako jsou rezistory a kondenzátory. Vlivem ztrát na cívce se nedostaneme k ideálnímu rozdílu fázorů napětí a proudu. Úhlu který chybí do 90° se říká ztrátový úhel cívky, jeho převrácená hodnota se nazývá činitel jakosti Q , který je dán vztahy:

$$Q_s = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{\omega L_s}{R_s}; Q_R = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{R_p}{\omega L_p} \quad (1)$$

Malý činitel jakosti způsobuje v obvodech malou selektivitu, s připočtením náročnosti výroby ceny a rozměrů, použití cívky v takovém obvodu není zrovna moc efektivní. Jistým řešením může být použití syntetických bloků, jako jsou syntetické cívky a frekvenčně závislé negativní odpory. S těmito obvody se dá dosáhnout lepších vlastností, za cenu většího odběru obvodu, vzroste počet aktivních prvků a v poslední řadě jsou vlastnosti syntetických bloků frekvenčně závislé.

1.2 Popis impedancí

Podle matematického vztahu se dá určit chování impedance. V tabulce č. 1 je zobrazeno několik základních druhů impedancí.

Z	chování
R	rezistor
pL	cívka
p ² L	dvířítá cívka
1/pC	kondenzátor
1/p ² C	FDNR

Tabulka 1: Druhy impedance

2. Funkční bloky

2.1 Imitanční inverter

Jedním ze základních bloků je imitanční inverter. [1][2][6] Je zobrazen na obrázku č. 1. Imitanční inverter transformuje impedanci zátěže na vstup. Je to lineární dvojbran, který má mezi branovými veličinami tyto vztahy:

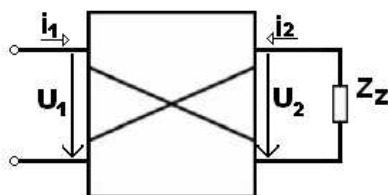
$$i_1 = bu_2, \quad (2)$$

$$u_1 = -ai_2 \quad (3)$$

Tyto vztahy platí pro připojení všech různých zařízení. Vstupní impedance je tedy dána konstantou a/b a převrácenou hodnotou zatěžovací impedance jak říká vztah č. 4:

$$Z_{in} = \frac{a}{b} \frac{1}{Z_z}. \quad (4)$$

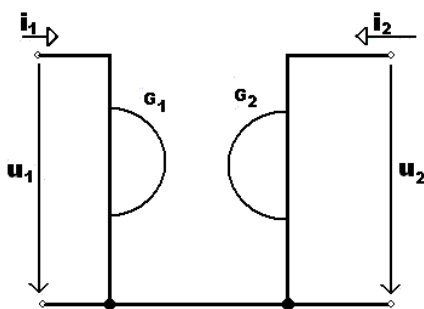
Podle znaménka poměru a/b dělíme imitanční inverter na pozitivní kdy poměr $a/b > 0$ a negativní kdy $a/b < 0$. Ve složitějších zapojeních, kde se v zátěži používá více součástek je třeba dát pozor na to, že imitanční inverter mění sériové zapojení na paralelní a obráceně. Stejně se tak děje i u níže zmíněného gyrátoru.



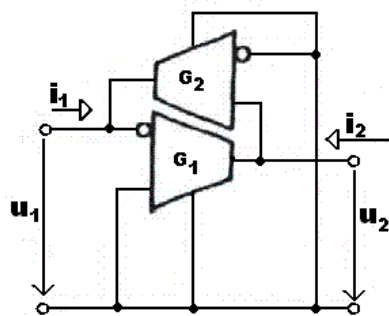
Obr. 1: Imitanční inverter

2.2 Gyrátor

Gyrátor [1][2] je pozitivní imitanční inverter jehož schematická značka na obrázku č. 2, model s řízenými zdroji VCVS (Napětím řízený zdroj napětí) je na obrázku č. 3.



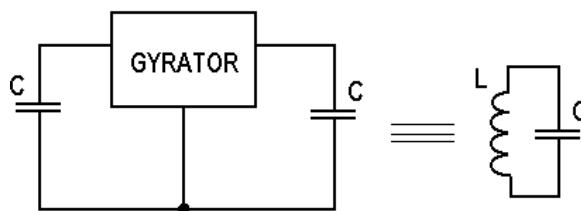
Obr. 2: Schematická značka gyrátoru



Obr. 3: Gyrátor složený z řízených zdrojů

Gyrátor je často symetrický, kdy má obě gyrační vodivosti stejné $g_1 = g_2$. Na jeho sestavení stačí dva operační zesilovače nebo dva funkční bloky. Po připojení kondenzátoru (s čistě kapacitním charakterem) na zátěž gyrátoru dostaneme obvod, co se chová na svém vstupu jako cívka. Při použití gyrátoru je jedno, na kterou bránu připojíme zátěž, výsledek bude stejný. Pokud připojíme na obě brány kondenzátor, dostaneme paralelní rezonanční obvod, jak je to naznačeno na obrázku č. 4. Impedance obvodu je dána vztahem:

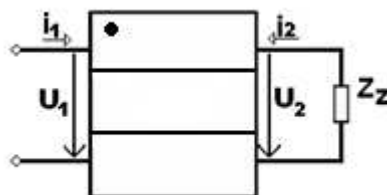
$$Z_{in} = k \frac{1}{Z_z} = k \frac{1}{\frac{1}{pC}} = kpC = kpL_{ekv} \quad (5)$$



Obr. 4: Rezonanční obvod LC s gyrátorem a jemu odpovídající obvod

2.3 Impedanční konvertor

Impedanční konvertor [1][2][6] (GIC - General Impedance Converter) je na obrázku č.5. Je to lineární dvojbran, podobně jako impedanční invertor, jen s tím rozdílem, že konvertor transformuje impedanci ze zátěže na vstup. Z hlediska vstupů je nesymetrický a je potřeba rozlišovat brány.



Obr. 5: Impedanční konvertor

Bránové veličiny jsou vázány podle vztahů:

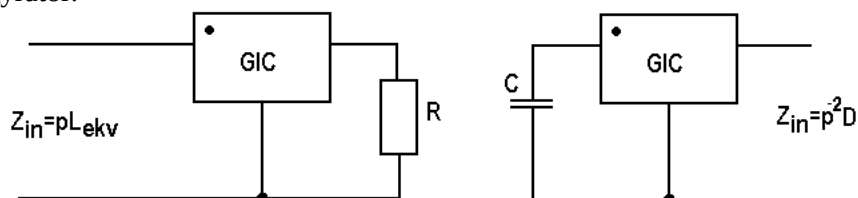
$$i_1 = -bi_2 \quad (6)$$

$$u_1 = au_2 \quad (7)$$

Vstupní impedance je potom přímo závislá na zátěži podle vztahu:

$$Z_{in} = kZ_z \quad (8)$$

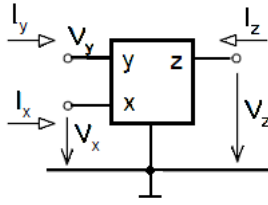
Impedanční konvertor přímo realizuje Brutonovu transformaci. Když ho zatížíme na výstupu rezistorem, na vstupní bráně se bude chovat jako cívka. Pokud jej zatížíme na vstupu kondenzátorem dostaneme na druhé bráně vstupní impedanci, která odpovídá dvojnásobku kondenzátoru nebo-li FDNR. Je to naznačeno na obrázku č. 6. Při použití ve složitějších zapojení nemění konfiguraci zapojení, jak to mění gyrátor.



Ob. 6: Vytvoření syntetické cívky a FDNR za pomoci GIC

2.4 Proudové konvejory

Proudové konvejory [1][2][6] jsou funkční mnohobrany, které mají různě definované vztahy mezi branovými proudy. Proudové konvejory pracují v proudovém módu. Dokážou pracovat na vyšších kmitočtech, než klasické operační zesilovače. V dnešní době existují proudové konvejory I. - III. generace, rozdíly jsou ve funkci svorky y a v polaritě řízení. Tříbranový konvektor druhé generace (CCII+) je zobrazen na obrázku č. 7. Tento obvod je vytvořen z ideálního jednotkového zesilovače a proudového sledovače. Jednotkový zesilovač drží na vstupu nulové napětí, pokud je odpor na svorce X nulový. Výstupní proud sleduje proud svorky X.



Obr. 7: Tříbranový proudový konvektor druhé generace

Bránové veličiny jsou popsány vztahy:

$$U_x = U_y \quad (9)$$

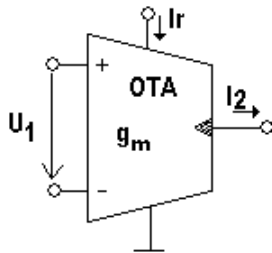
$$I_y = 0 \quad (10)$$

$$I_x = I_z \quad (11)$$

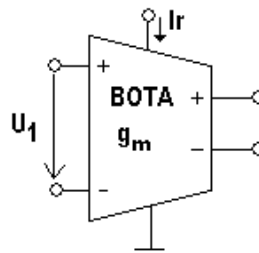
2.5 Transadmitanční zesilovače

Transadmitanční zesilovače (OTA) [1][6] pracují v podstatě, jako zdroje proudu řízené napětím. Obvodově je realizován se vstupním diferenčním zesilovačem, ale navazující stupeň je výstupní a lze jej chápat, jako zdroj proudu řízený napětím s konečnou hodnotou převodní strmosti (transkonduktancí) g_m s rozměrem vodivosti, kterou je možno řídit vnějším proudem I_R . Schematická značka je na obrázku č. 8, varianta s vyváženým (diferenčním) výstupem (BOTA) je na obrázku č. 9.

$$i_{out} = g_m \cdot (\Delta u_{in}) \quad (12)$$



Obrázek 8: Transadmitanční zesilovač



Obrázek 9: Vyvážený transadmitanční zesilovač

3. Syntetické bloky

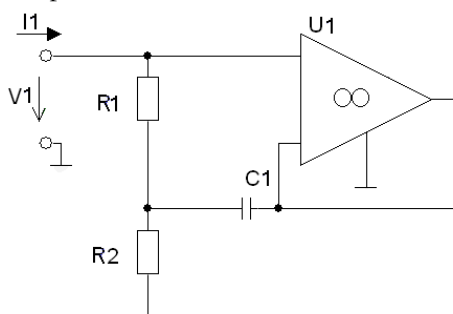
Následující obvody jsou nejprve odsimulovány v programu SNAP, ze kterého jsem získal graf závislosti vstupní impedance na kmitočtu a vztah pro výpočet této impedance. Výsledky z této simulace byly použity pro simulace v programu PSpice, kde jsem simuloval dané obvody a porovnával je s ekvivalentními. Ekvivalentní obvody jsem skládal na základě vztahu ze snapu. Jako operační zesilovače pro sestavení syntetických bloků jsem použil model operačního zesilovače TL084. V obvodech s proudovými konvejory používám obvody AD844. Pro syntetické cívky s transadmitančními zesilovači používám obvod OPA660.

3.1 Syntetické induktory

Syntetické induktory jsou aktivní funkční prvky chovající se na vstupních svorkách jako cívka. Můžeme je rozdělit z pohledu ztrátovosti na ztrátové a bezztrátové. [2] Ztrátové syntetické induktory jsou snadněji realizovatelné, stačí na ně jeden aktivní blok, kondenzátor a dva rezistory. Beztrátové mají složitější zapojení. Dále je můžeme dělit na zemněné a plovoucí. Zemněné se snadněji realizují. Nevýhodou syntetických cívek je omezený rozsah použitelnosti a kmitočtově závislá indukčnost. Samotná indukčnost je většinou dána součinem velikosti rezistorů a kondenzátorů. Kmitočtové charakteristiky syntetických bloků a ekvivalentních obvodů nebudou úplně totožné. Aktivní prvky nejsou ideální, mají konečné zesílení a nezesilují v celém kmitočtovém pásmu, mají pevně daný tranzitní kmitočet. Nemají nekonečně velký vstupní odpor a nulový výstupní odpor. A tyto vlastnosti přispívají k odlišnostem od ekvivalentních obvodů a ukazují použitelnost zapojení.

3.1.1 Prescottův syntetický induktor

Prescottův syntetický induktor [3] je jednoduchý, ztrátový induktor určený spíše pro nenáročné aplikace. Je zobrazen na obrázku č.10.



Obr. 10: Prescottův syntetický induktor

Vstupní impedance je dána vztahem (odvozené v programu snap):

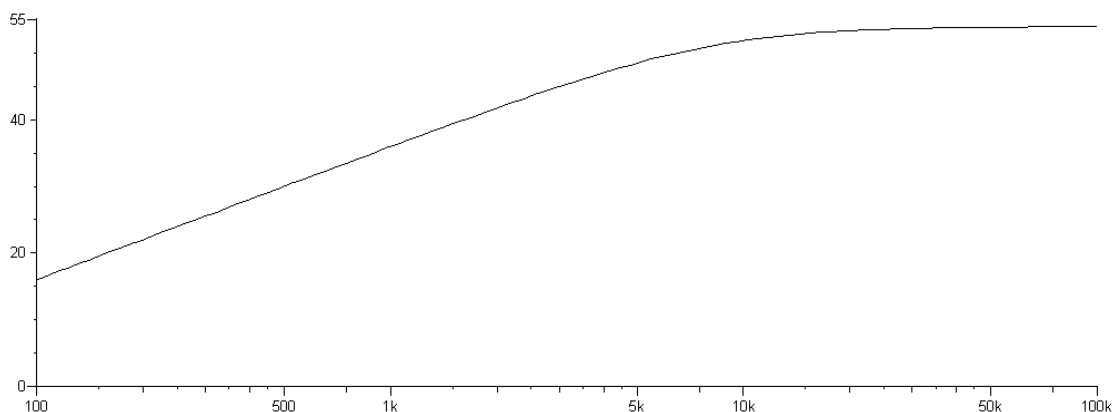
$$Z_{in} = R_1 + R_2 + sC_1 R_1 R_2 \text{ při } R_1 = R_2 \quad (13)$$

$$Z_{in} = 2R + sC_1 R^2 \quad (14)$$

Hodnoty součástek v Prescottově syntetickém induktoru: $R_1 = R_2 = 100 \, \Omega$ a $C_1 = 1 \text{ nF}$.

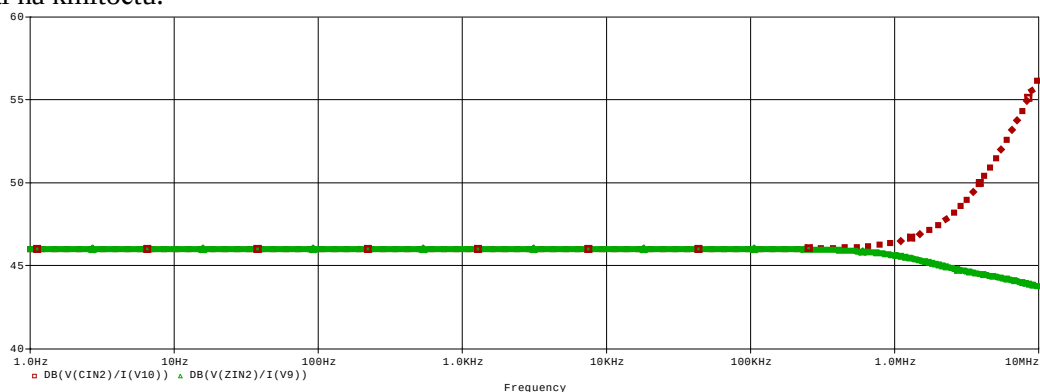
Hodnoty součástek ekvivalentním obvodu $L = 10 \, \mu\text{H}$, $R_s = 100 \, \Omega$.

Závislost této impedance na kmitočtu je simulována ve snapu na obrázku č. 11.

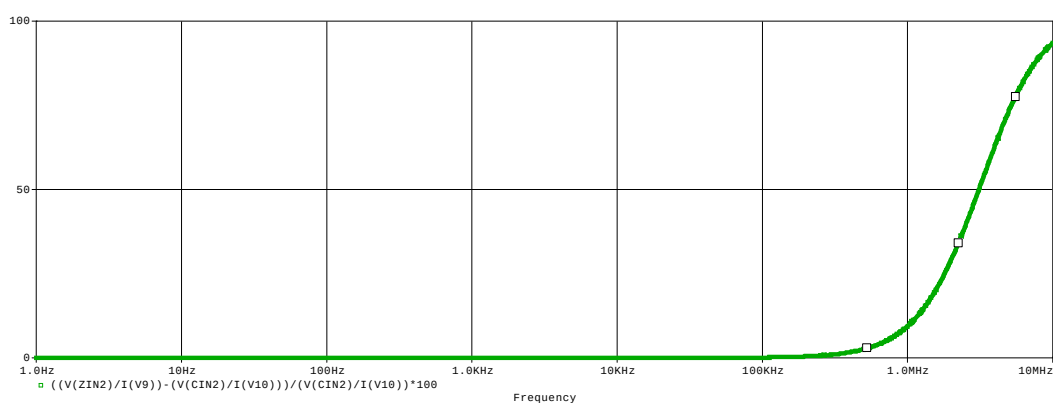


Obr. 11: Závislost vstupní impedance na kmitočtu, program snap

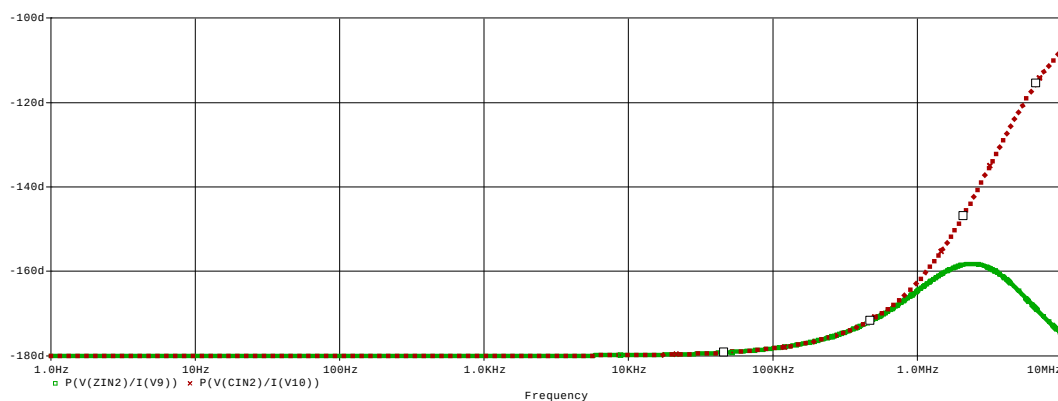
Následující obrázky ukazují srovnání syntetického bloku a ekvivalentního obvodu. Na obrázku č. 12, je zobrazena závislost modulu impedance syntetického bloku a ekvivalentního obvodu na frekvenci. Obrázek č. 14 ukazuje fázové charakteristiky vstupní impedance syntetického bloku a ekvivalentního obvodu v závislosti na kmitočtu. Na obrázcích č. 13 (odchylka modulů) a č. 15 (odchylka fází) jsou zobrazeny procentuální odchylky syntetického bloku od ekvivalentního obvodu v závislosti na kmitočtu.



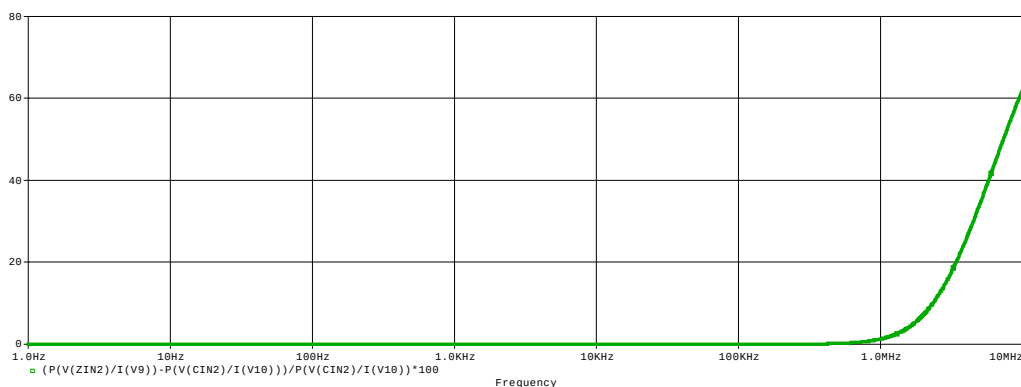
Obr. 12: Kmitočtová závislost modulu vstupní impedance Prescottova bloku (plná) a ekvivalentního diskretního obvodu (přerušovaná)



Obr. 13: Závislost odchylky modulů impedance



Obr. 14: Kmitočtová závislost fáze vstupní impedance Prescottova bloku (plná) a ekvivalentního diskrétního obvodu (přerušovaná)

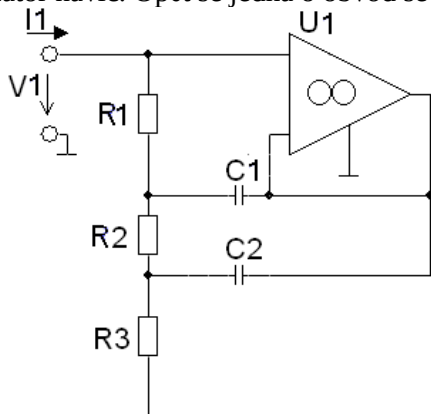


Obr. 15: Závislost odchylky fáze impedance

Na základě simulací je Prescottův syntetický induktor použitelný místo cívky do kmitočtu asi 1MHz, kdy se výsledné průběhy liší o 10%.

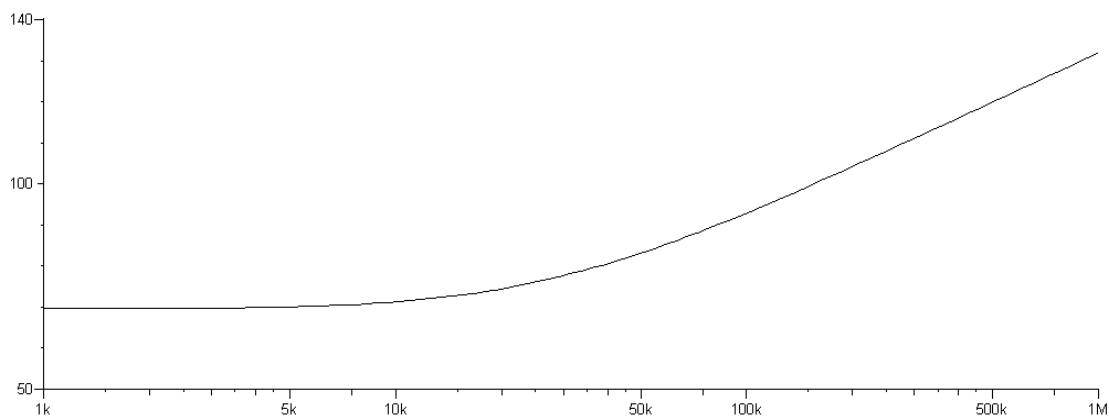
3.1.2 Prescottův syntetický induktor s dvojitou větví

Obvod je zobrazen na obrázku č. 16. Oproti základnímu zapojení má o jeden rezistor a jeden kondenzátor navíc. Opět se jedná o obvod se ztrátami.



Obr. 16: Prescottův syntetický induktor s dvojitou větví

Na dalším obrázku č. 17 je zobrazen průběh vstupní impedance obvodu na frekvenci a vztah mezi touto impedancí a potřebnými součástkami.



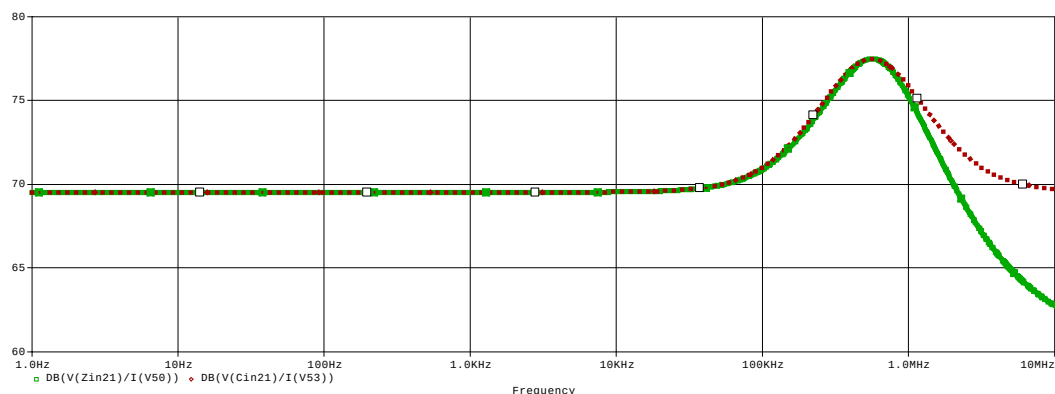
Obr. 17: Závislost vstupní impedance na kmitočtu, program snap

$$Z = R_1 + R_2 + R_3 + s(R_1R_2C_1 + R_2R_3C_2 + R_1R_3C_1 + R_1R_3C_2 + R_1R_3C_2) + s^2(R_1R_2R_3C_1C_2) \quad (15)$$

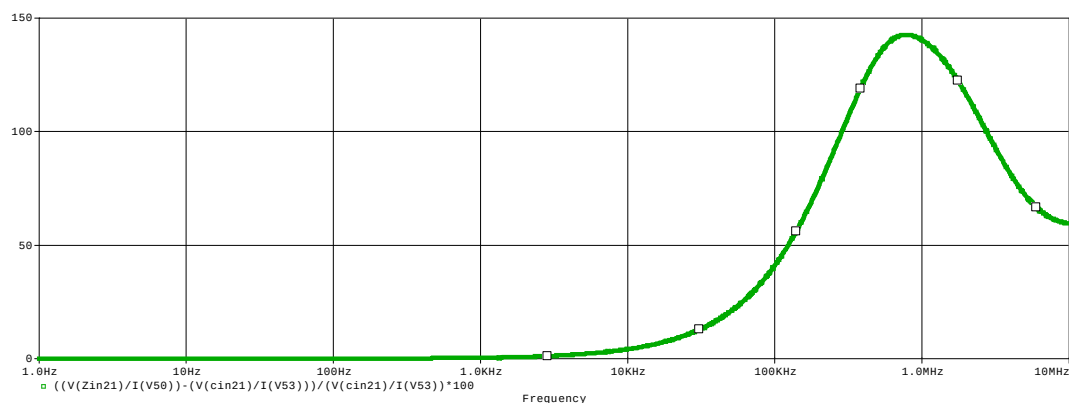
Hodnoty součástek syntetického bloku: $R_1=R_2=R_3=1\text{K}\Omega$, $C_1=C_2=1\text{nF}$.

Hodnoty součástek ekvivalentního obvodu $R_s=3\text{K}\Omega$, $R_p=4,5\text{K}\Omega$, $L_p=2\text{mH}$, $C_p=40\text{pF}$. Obvod obsahuje dvojistou cívku, proto tento ekvivalentní obvod není zcela přesný.

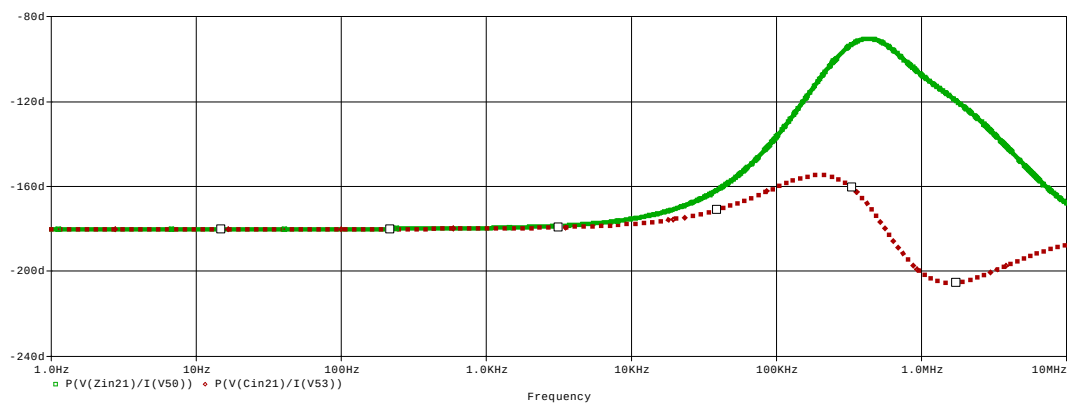
Na obrázku č. 18 je zobrazena závislost modulu impedance syntetického bloku a ekvivalentního obvodu na frekvenci. Obrázek č. 20 ukazuje fázové charakteristiky syntetického bloku a ekvivalentního modelu. Na obrázcích č. 19 (odchylka modulů) a č. 21 (odchylka fází) jsou zobrazeny procentuální odchylky syntetického bloku od ekvivalentního obvodu v závislosti na kmitočtu.



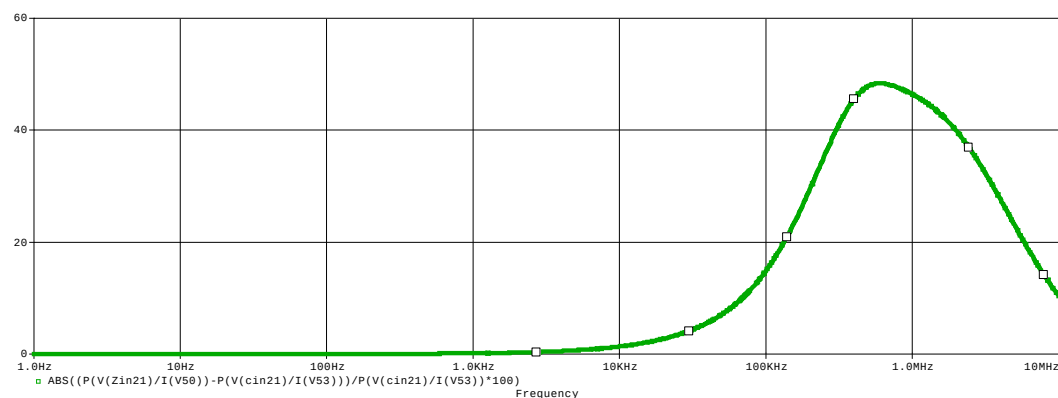
Obr. 18: Kmitočtová závislost modulu vstupní impedance bloku (plná) a ekvivalentního diskretního obvodu (přerušovaná)



Obr. 19: Závislost odchylky modulů impedance na kmitočtu



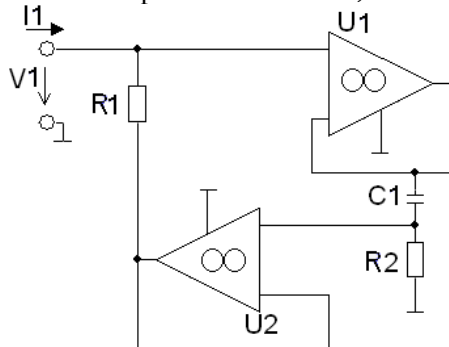
Obr. 20: Kmitočtová závislost fáze vstupní impedance syntetického bloku (plná) a ekvivalentního diskrétního obvodu (přerušovaná)



Obr. 21: Závislost odchylky fáze impedance

3.1.4 Další možná zapojení ztrátových syntetických induktorů

Další možná zapojení jsou na obrázcích č. 22, 28 a 34. Na sestavení těchto syntetických cívek postačí dva operační zesilovače, dva rezistory a kondenzátor.

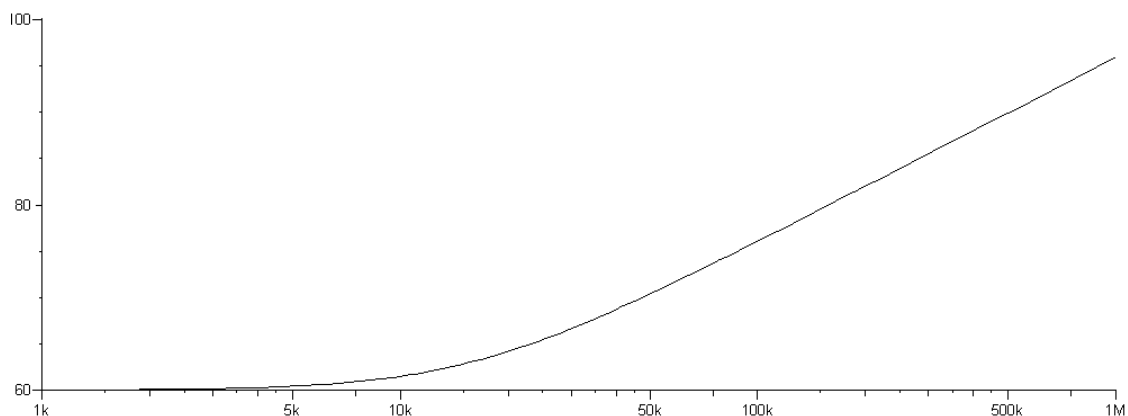


Obr. 22: Další možné zapojení syntetického cívk v.1

Jeho vstupní impedance je dána vztahem (simulace ve snapu):

$$Z = R_1 + s(R_1 R_2 C_1). \quad (16)$$

Závislost vstupní impedance obvodu na kmitočtu je zobrazena na obrázku č. 23.

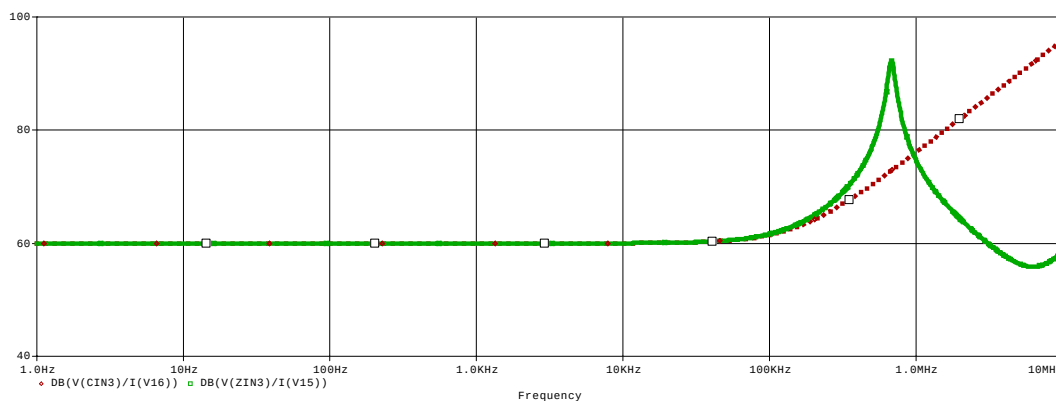


Obr. 23: Graf závislosti vstupní impedance na kmitočtu syntetické cívky

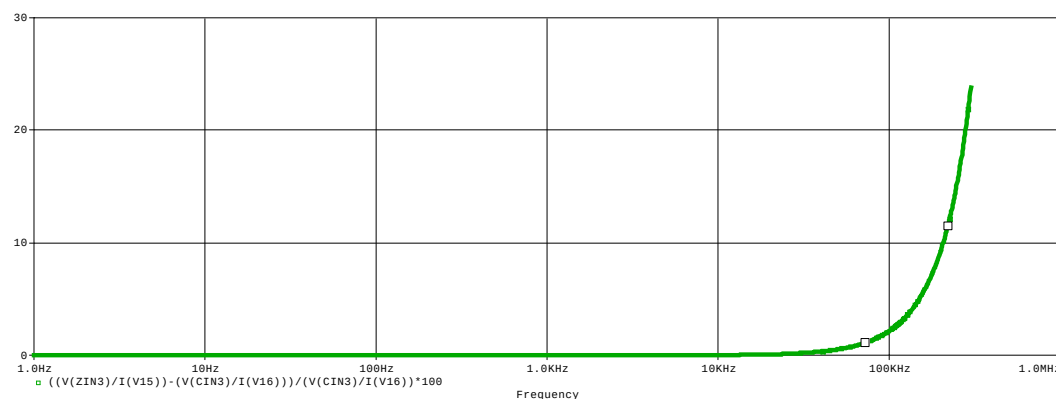
Hodnoty součástek syntetického bloku: $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 1\text{nF}$.

Hodnoty součástek ekvivalentního obvodu: $L = 1\text{mH}$, $R_s = 1\text{k}\Omega$.

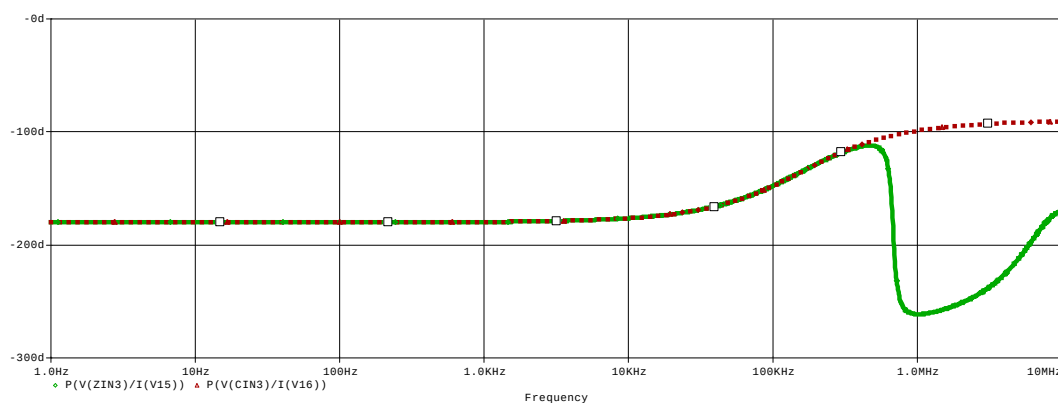
Na obrázku č. 24 je zobrazena závislost modulu vstupní impedance a ekvivalentního obvodu na frekvenci. Průběh závislostí vstupních fází impedancí obou obvodů je zobrazen na obrázku č. 26. Vzájemná procentuální odchylka impedancí je zobrazena na obrázku č. 25 pro moduly a na obrázku č. 27 pro fáze.



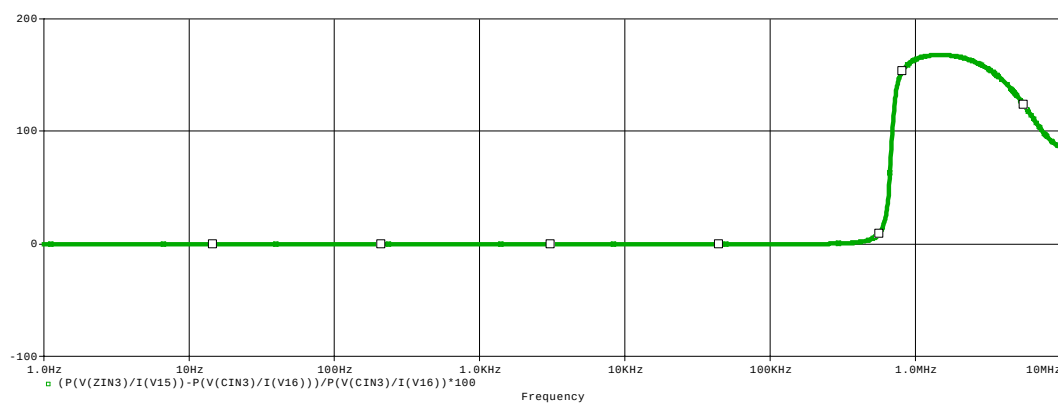
Obr. 24: Graf závislosti modulu impedance syntetického bloku (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná) na kmitočtu



Obr. 25: Graf závislosti odchylek modulů impedance na frekvenci

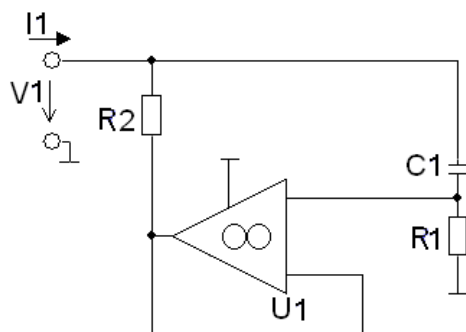


Obr. 26: Graf závislosti fáze impedance syntetického bloku (plná) ekvivalentního obvodu (přerušovaná)

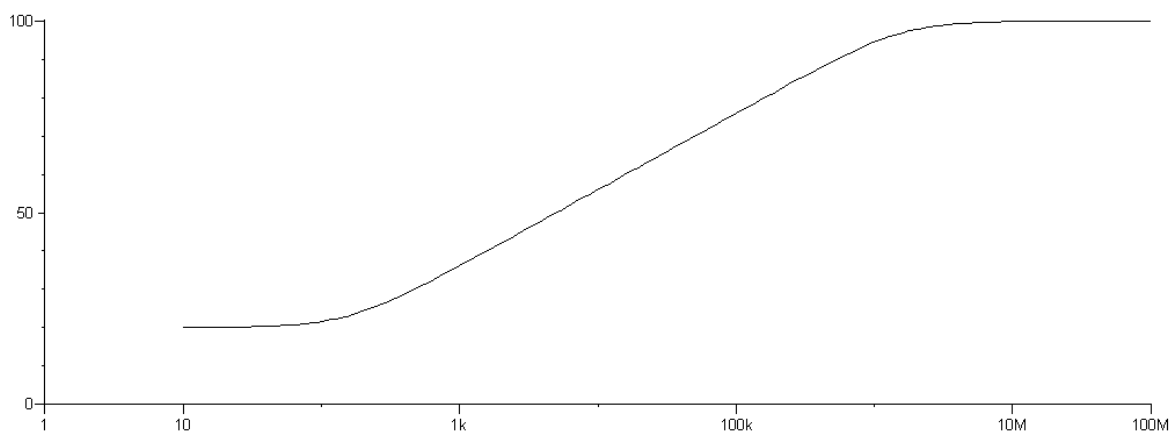


Obr. 27: Graf závislosti odchylky fází impedance na kmitočtu

Rozsah použití se je srovnatelný s Prescottovou syntetickou cívkou. Tento obvod proti Prescottovu má výhodu v menším parazitním odporu, ale je složen ze dvou operačních zesilovačů.



Obr. 28: Schéma zapojení dalšího ztrátového syntetického induktoru v.2



Obr. 29: Graf závislosti vstupní impedance na kmitočtu (snap)

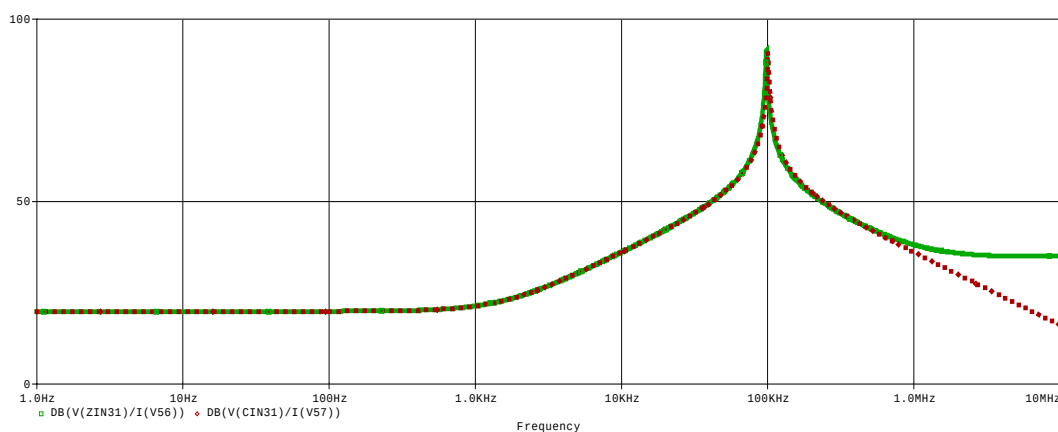
Vstupní impedance tohoto zapojení je dána vztahem:

$$Z = \frac{R_2 + s(R_1 R_2 C_1)}{1 + s(R_2 C_1)}; R_1 \gg R_2. \quad (17)$$

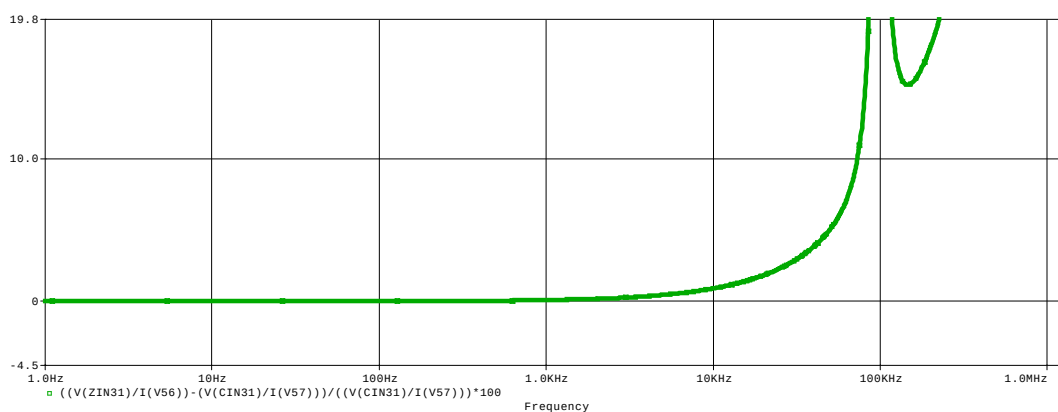
Hodnoty součástek syntetického bloku: $R_1=100\text{K}\Omega$, $R_2=10\Omega$, $C_1=1\text{nF}$.

Hodnoty součástek ekvivalentního obvodu: $L=1\text{mH}$, $C=2,5\text{nF}$, $R_{sl}=10\Omega$.

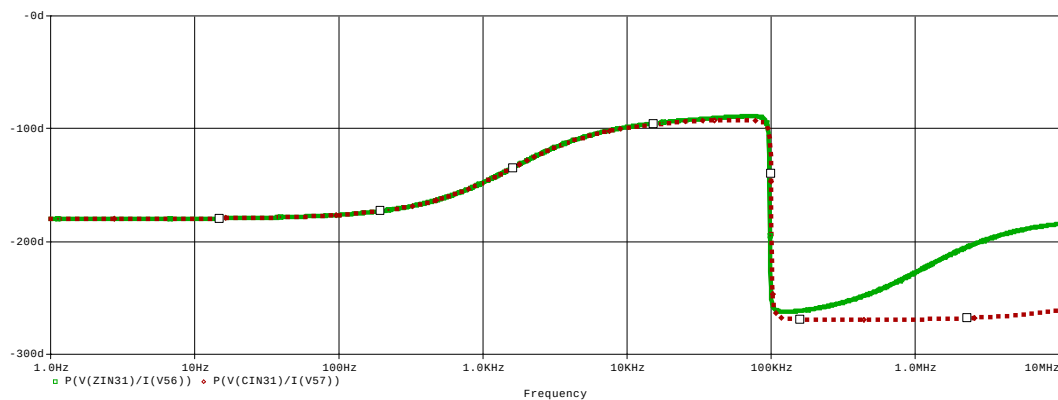
Na obrázku č. 30 je zobrazena závislost modulu vstupní impedance a ekvivalentního obvodu na frekvenci. Průběh fází je zobrazen na obrázku č. 32, jejich vzájemná odchylka je zobrazena na obrázcích č. 31 pro moduly a č. 33 pro fáze.



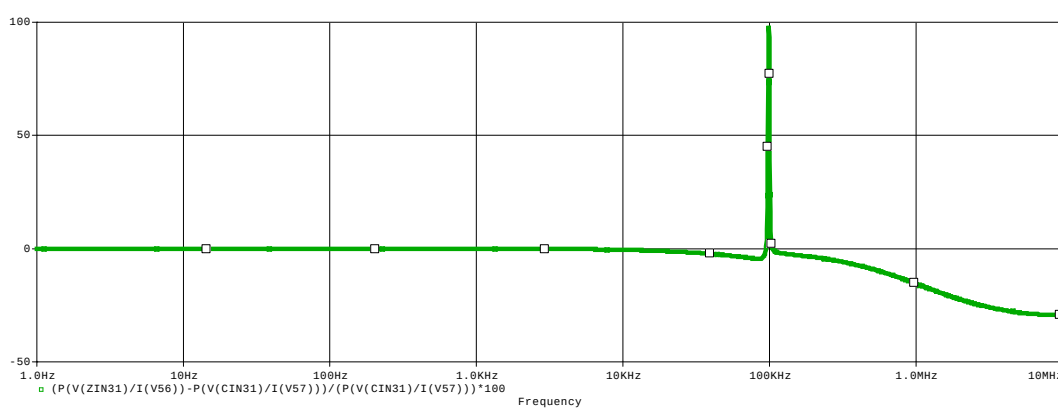
Obr. 30: Graf závislosti vstupní impedance ztrátového syntetického bloku (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná) na frekvenci



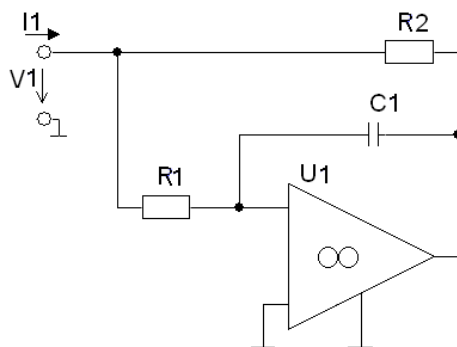
Obr. 31: Graf závislosti odchylek modulů impedance na frekvenci



Obr. 32: Graf závislosti fáze impedance syntetického bloku (plná) ekvivalentního obvodu (přerušovaná)

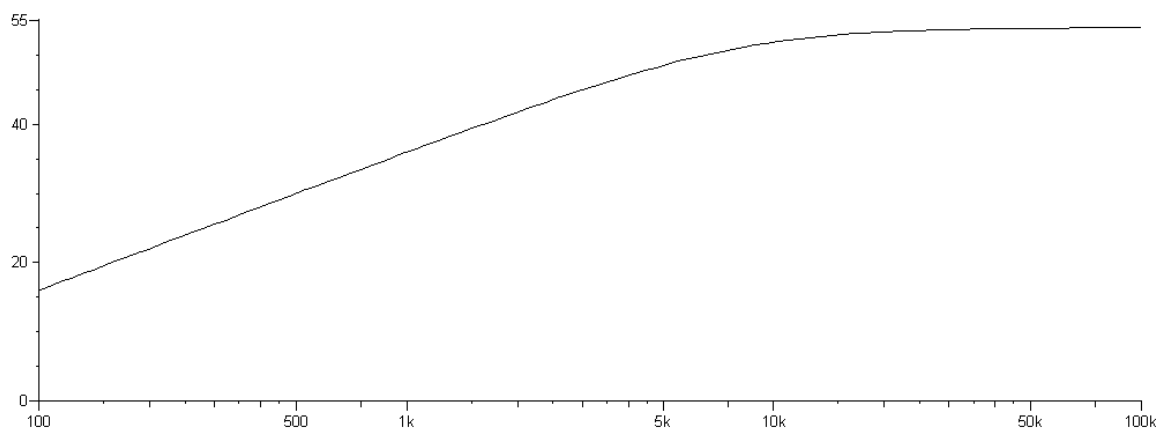


Obr. 33: Graf závislosti odchylky fází impedance na kmitočtu



Obr. 34: Další zapojení ztrátového syntetického induktoru v.3

Závislost vstupní impedance obvodu z obrázku č. 34 je zobrazena na obrázku č. 35.



Obr. 35: Graf závislosti vstupní impedance na kmitočtu (snap)

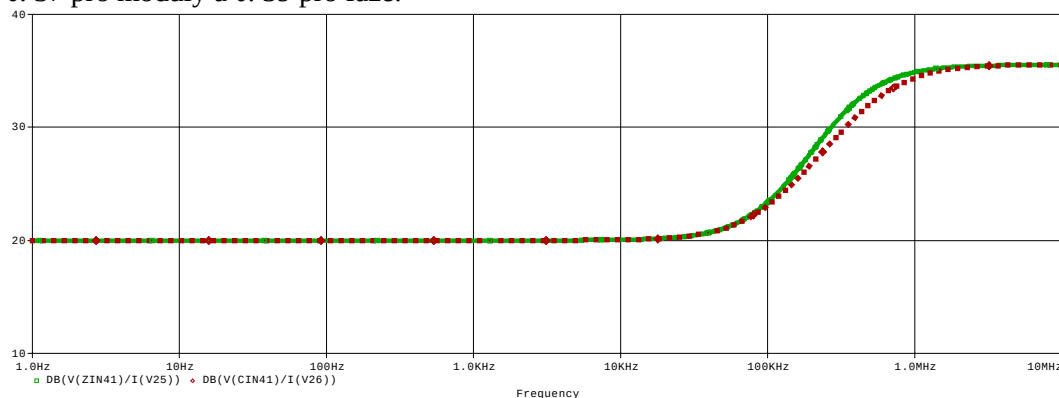
Vstupní impedance je dána vztahem (pomocí programu snap):

$$Z = \frac{s(R_1 R_2 C_1)}{1 + s(R_1 C_1 + R_2 C_1)} \quad (18)$$

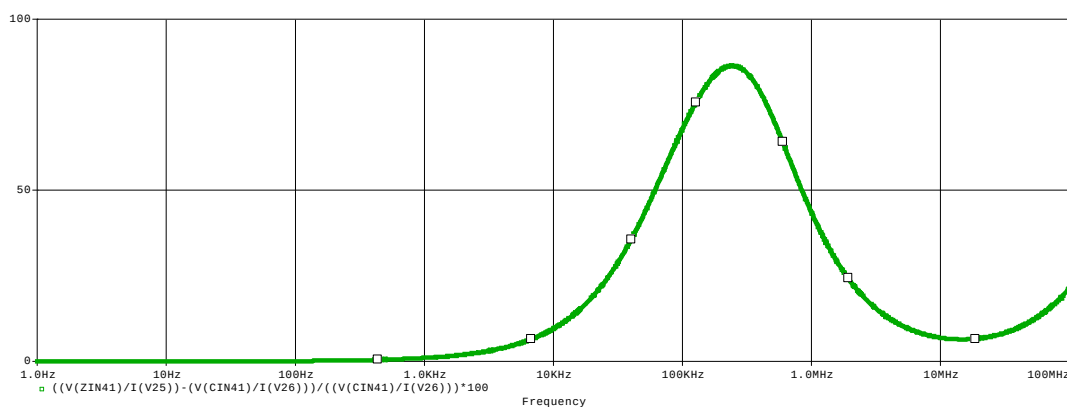
Hodnoty součástek syntetického bloku: $R_1=10\text{K}\Omega$, $R_2=10\Omega$, $C_1=1\text{nF}$.

Hodnoty ekvivalentního obvodu: $L=20\mu\text{H}$, $R_s=12\Omega$, $R_p=60\Omega$.

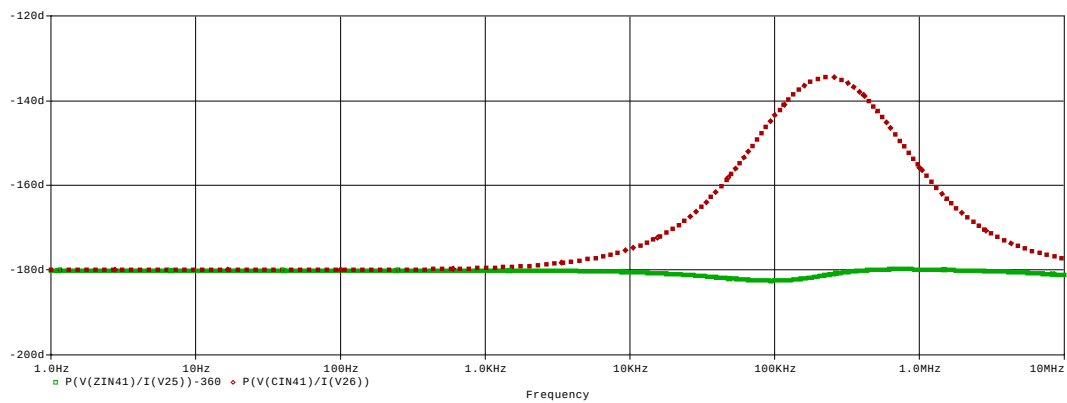
Na obrázku č. 36 je zobrazena závislost modulu vstupní impedance a ekvivalentního obvodu na frekvenci. Průběh fází je zobrazen na obrázku č. 38, jejich vzájemná odchylka je zobrazena na obrázcích č. 37 pro moduly a č. 39 pro fáze.



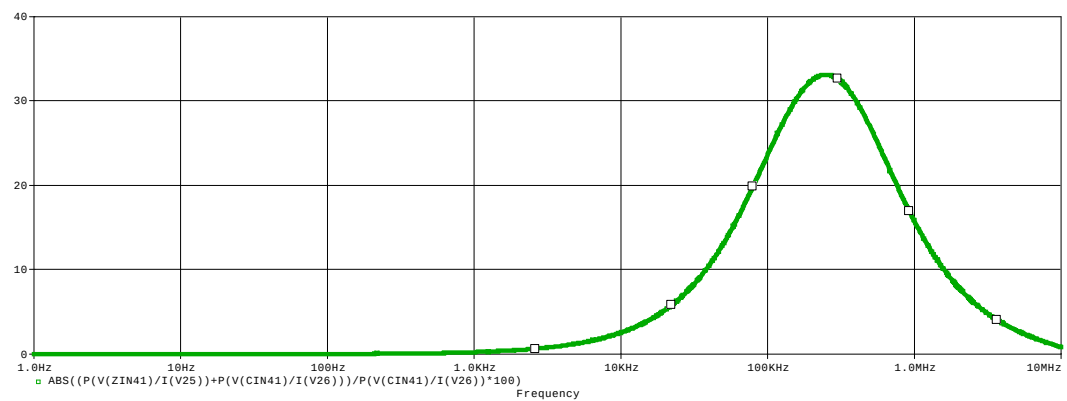
Obr. 36: Graf závislosti vstupní impedance ztrátového syntetického bloku (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná) na frekvenci



Obr. 37: Graf závislosti odchylek modulů impedance na frekvenci



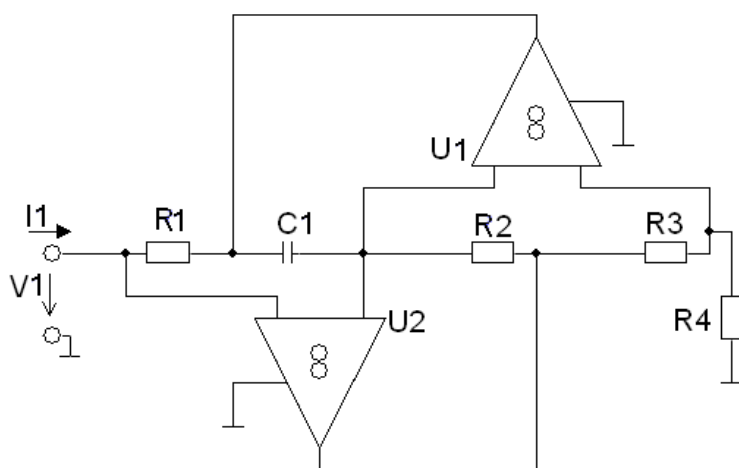
Obr. 38: Graf závislosti fáze impedance syntetického bloku (plná) ekvivalentního obvodu (přerušovaná)



Obr. 39: Graf závislosti odchylky fází impedance na kmitočtu

3.1.3 Antoniův obvod ve funkci cívky

Antoniův obvod nahrazuje cívku, jako bezztrátovou syntetickou cívku. Proto je často používán i v náročnějších aplikacích. Je zobrazen na obrázku č. 40.



Obr. 40: Antoniův obvod ve funkci syntetické cívky

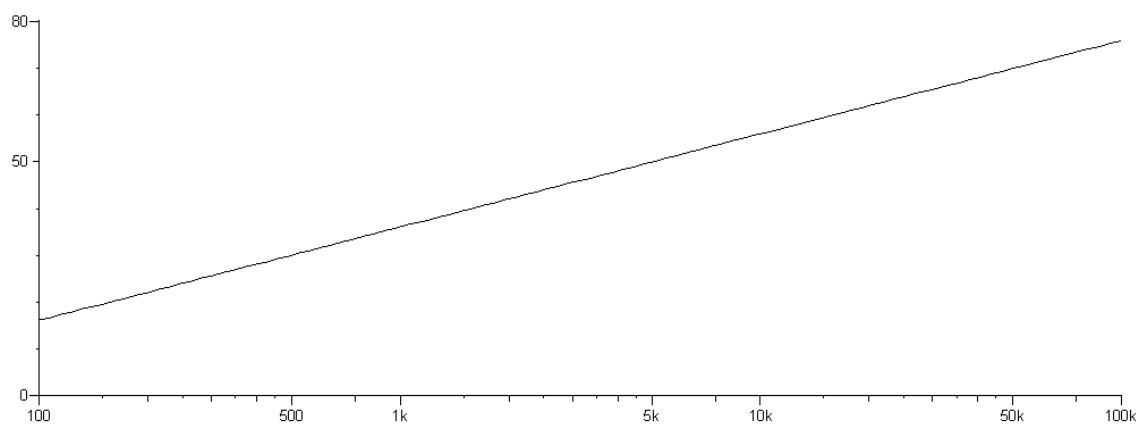
Vstupní impedance a její průběh na obrázku č.41, definován (vzorec získaný pomocí programu snap):

$$Z_{in} = \frac{s(R_1 R_2 R_4 C_1)}{R_3}. \quad (19)$$

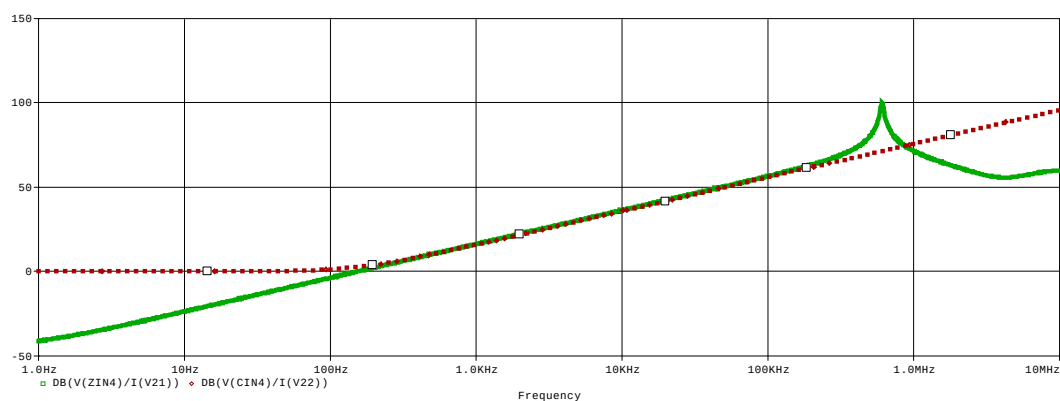
Hodnoty součástek Antonioví syntetické cívky: $R_1=R_2=1K\Omega$, $R_3=R_4=100\Omega$, $C_1=1nF$.

Hodnota ekvivalentní cívky: $L=1\text{mH}$.

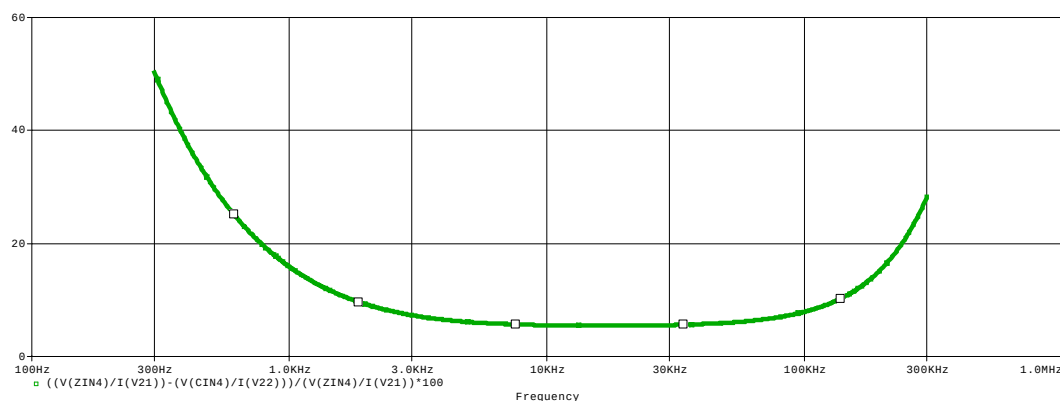
Simulace modulů a fáze vstupních impedancí syntetického bloku a ekvivalentní cívky jsou zobrazeny na obrázcích č. 42 a č. 44. Obrázky č. 43 a č. 45 zobrazují procentuální odchylky výše zmíněných průběhů od sebe navzájem v závislosti na kmitočtu.



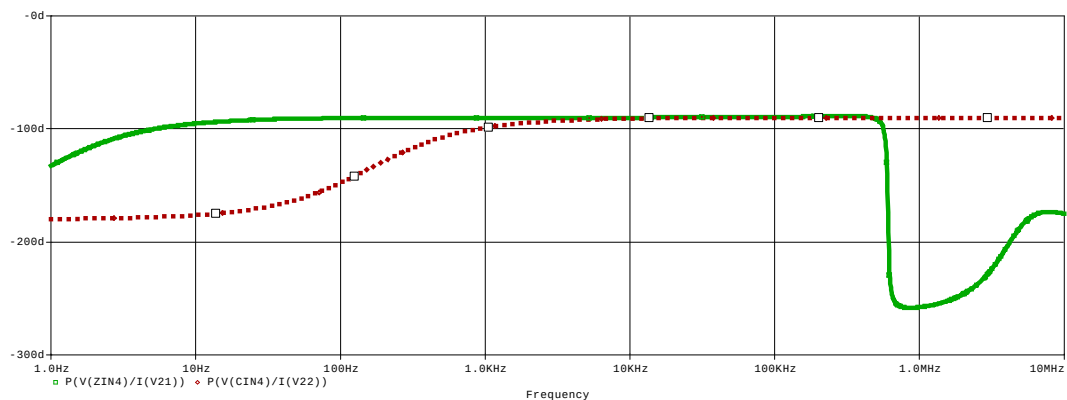
Obr. 41: Vstupní impedance Antoniova obvodu ve funkci syntetické cívky



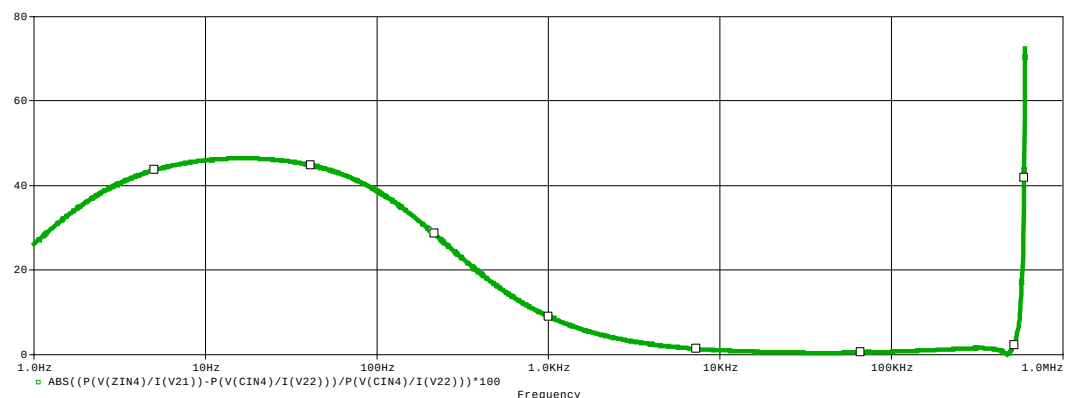
Obr. 42: Kmitočtová závislost vstupní impedance syntetického bloku (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná)



Obr. 43: Závislost odchylky modulů fáze na frekvenci



Obr. 44: Závislost fáze impedance syntetického bloku (plná) a ekvivalentního obvodu na frekvenci (přerušovaná)

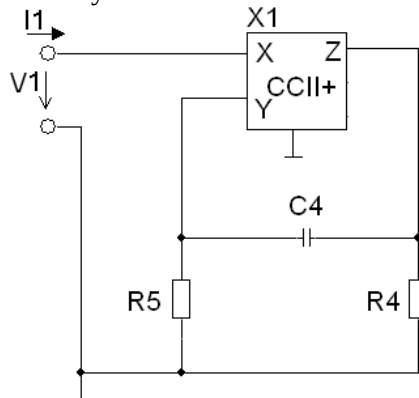


Obr. 45: Odchylka fází impedance syntetického bloku a ekvivalentního obvodu

Antoniova syntetická cívka je bezetrátová, její obvodová realizace má více součástí než výše zmíněné obvody a chování Antoniovy cívky na nízkých kmitočtech je horší.

3.1.4 Syntetická cívka složená s použitím proudových konvektorů

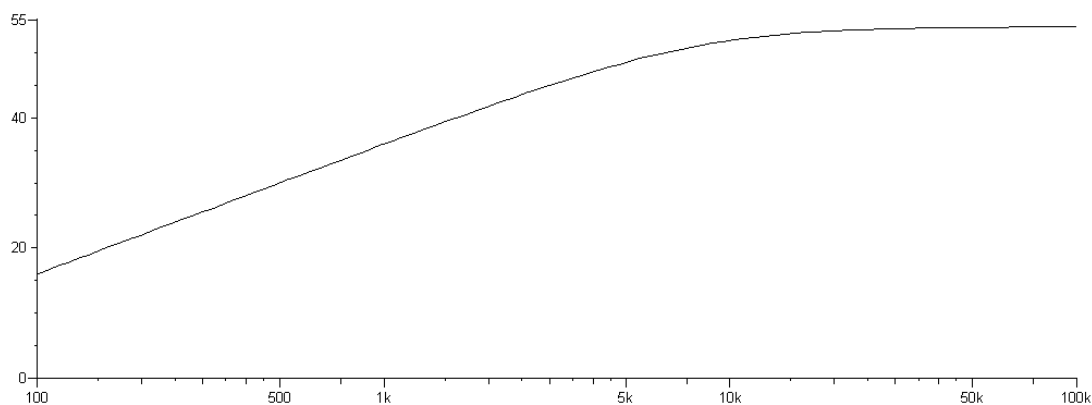
Pro dále simulovaný obvod využívá pozitivní proudový konvektor druhé generace (CCII+), který je schovaný v části obvodu AD844. Obvod je na obrázku č. 46.



Obr. 46: Syntetická cívka s použitím CCII+

Jeho vstupní impedance závislá na kmitočtu je na obrázku č. 47 a je dána vztahem:

$$Z = \frac{-s(R_4 R_5 C_4)}{1 + s(R_4 C_4 + R_5 C_4)} \quad (20)$$

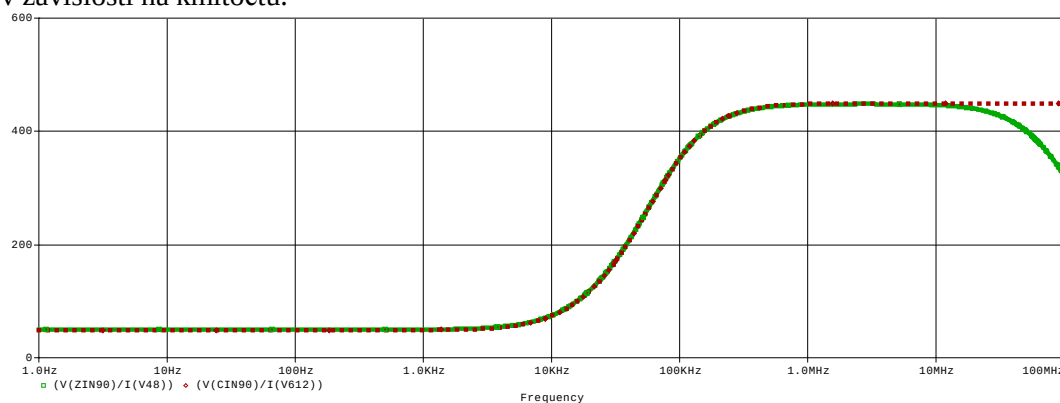


Obr. 47: Graf závislosti vstupní impedance na kmitočtu (snap)

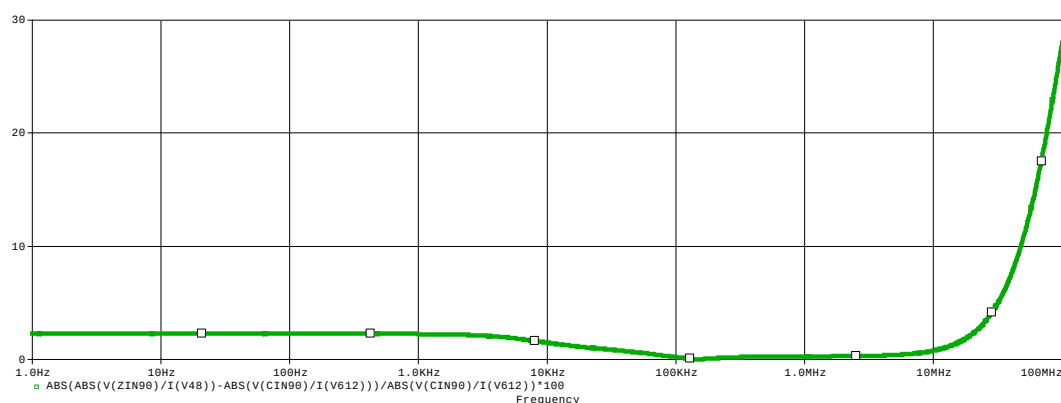
Hodnoty součástek syntetického bloku: $R_4=R_5=1\text{K}\Omega$, $C_4=1\text{nF}$.

Hodnoty součástek ekvivalentního obvodu: $L=1\text{mH}$, $R_s=55\Omega$, $R_p=450\Omega$.

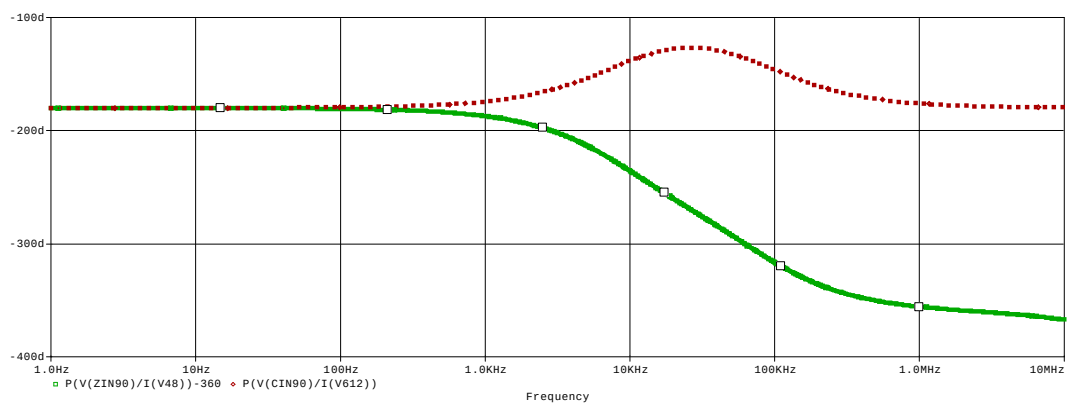
Na obrázku č.48 je zobrazen graf závislosti vstupní impedance syntetického bloku a ekvivalentního obvodu na kmitočtu. Na obrázku č. 50 je zobrazena jejich fáze v závislosti na frekvenci. Obrázky č. 49 a č. 51 popisují procentuální odchylku syntetického bloku od obvodu s cívkou v závislosti na kmitočtu.



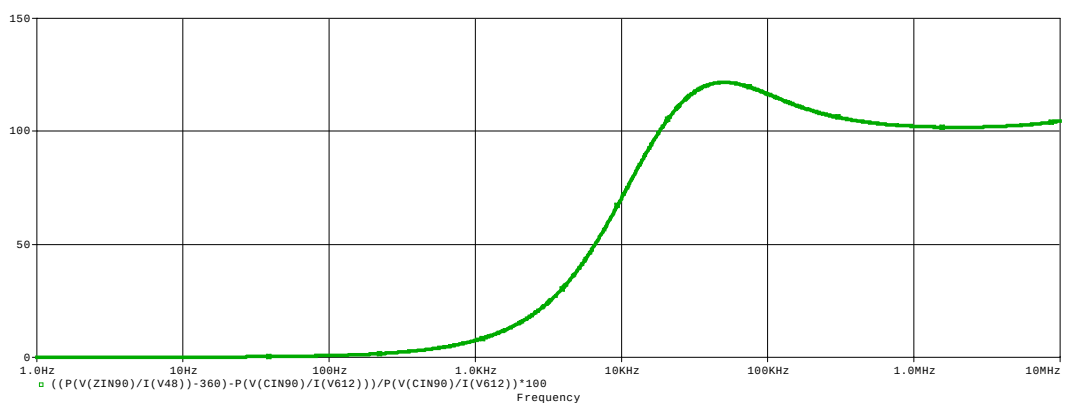
Obr. 48: Kmitočtová závislost vstupní impedance syntetického bloku (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná)



Obr. 49: Závislost odchylky modulů impedance na frekvenci



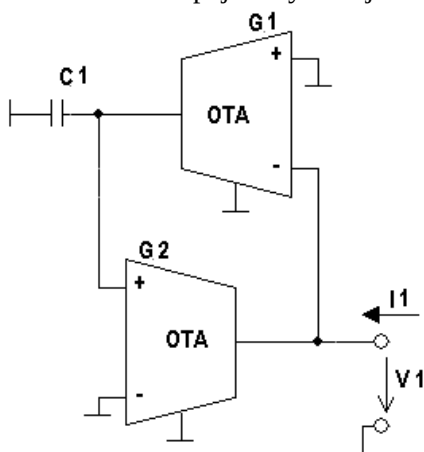
Obr. 50: Závislost fáze impedance syntetického bloku (plná) a ekvivalentního obvodu na frekvenci (přerušovaná)



Obr. 51: Odchylka fází impedance syntetického bloku a ekvivalentního obvodu

3.1.5 Syntetické cívky s transadmitančními zesilovači

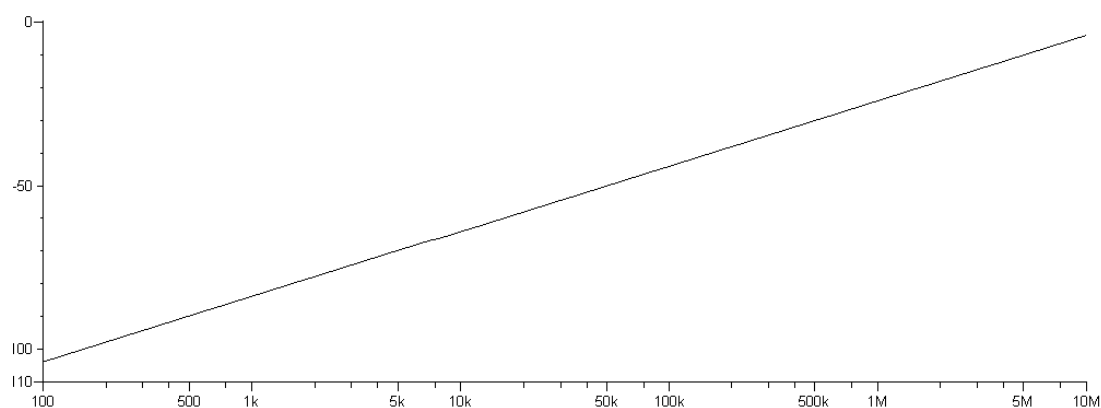
Pro několik dalších obvodů budu pro simulaci syntetických cívek využívat transadmitanční zesilovače (OTA) nebo vyvážené transadmitanční zesilovače (BOTA). Pro simulace bude využit obvod OPA660. Jedno zapojení využívající dva OTA zesilovače a kondenzátor [8] je na obrázku č. 52.



Obr. 52: Syntetická cívka s dvěma OTA zesilovači

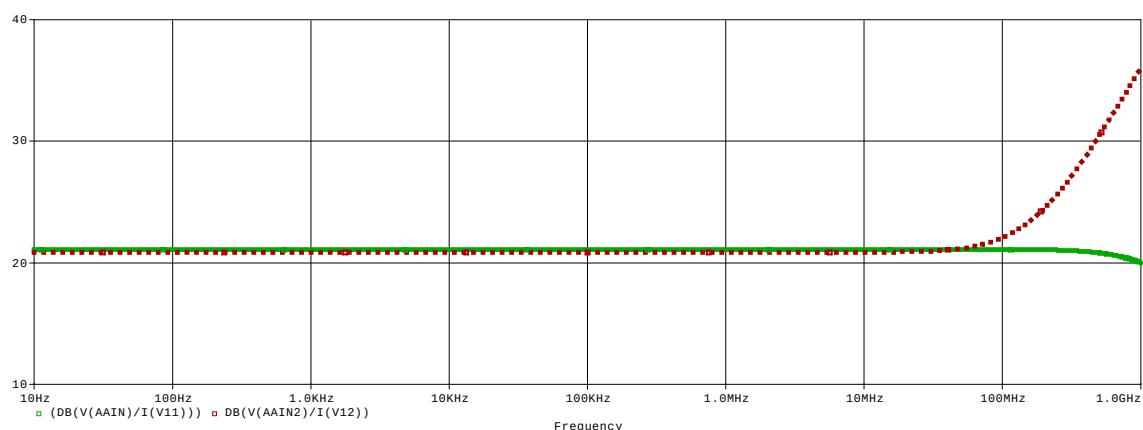
Jeho vstupní impedance závislá na kmitočtu odsimulovaná v programu SNAP je na obrázku č. 53, definovaná je podle vztahu:

$$Z_{in} = \frac{sC_1}{g_{m1} \cdot g_{m2}} . \quad (21)$$

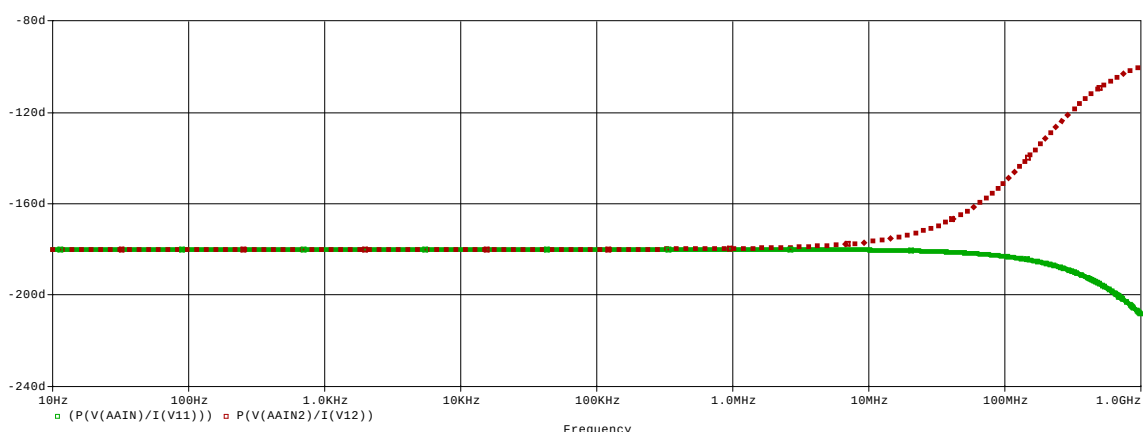


Obr. 53: Graf závislosti vstupní impedance na frekvenci syntetické cívky s OTA

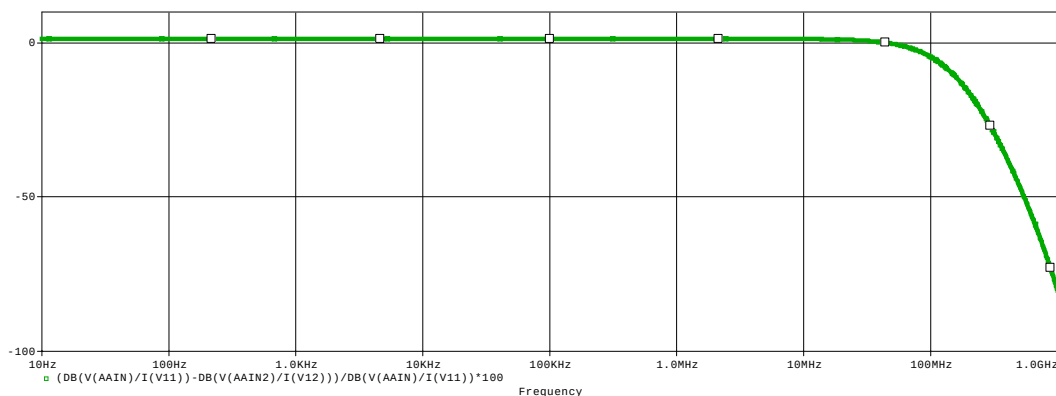
Na obrázku č. 54 je graf závislosti modulů vstupní impedance syntetické cívky a ekvivalentní cívky na kmitočtu. Podobně na obrázku č. 55 je graf závislosti fáze vstupní impedance syntetické cívky a ekvivalentní cívky na kmitočtu. Na obrázcích č. 56 a 57 je zobrazeny procentuální odchylky modulů a fází vstupní impedance obvodů v závislosti na kmitočtu. Velikosti součástek syntetické cívky $C=10\text{nF}$ a ekvivalentní cívky $L=10\text{nH}$.



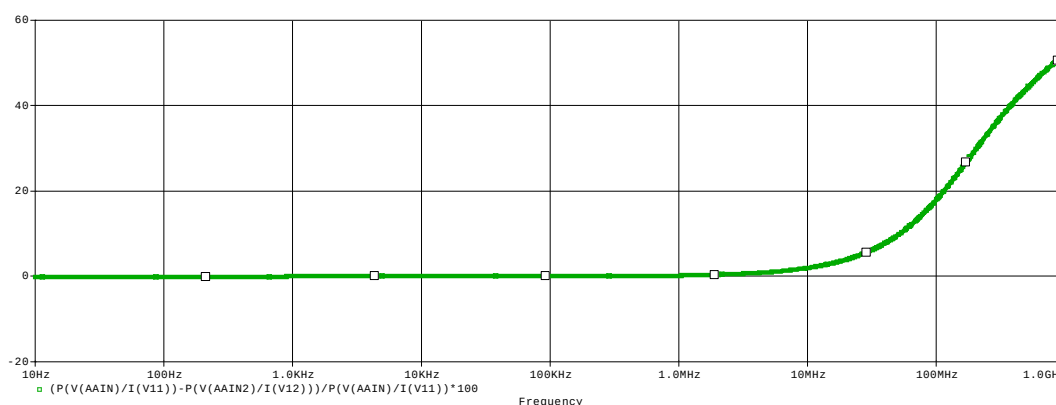
Obr. 54: Závislost modulů impedance na kmitočtu syntetické cívky (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná)



Obr. 55: Graf závislosti fáze impedance na frekvenci syntetické cívky (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná)



Obr. 56: Graf odchylky impedancí syntetické cívky a ekvivalentního obvodu

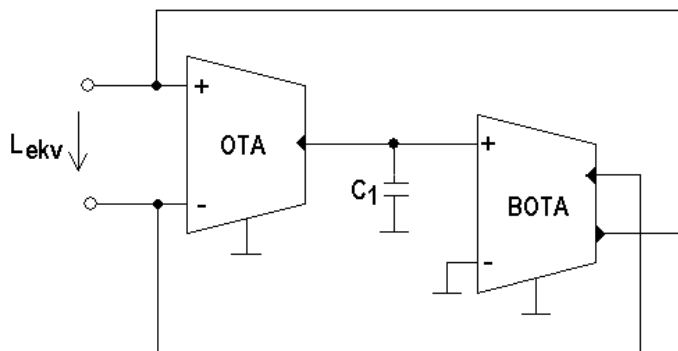


Obr. 57: Graf odchylky fáze impedance syntetické cívky a ekvivalentního obvodu

Obvod simuluje bezeztrátovou cívku, jejíž indukčnost je dána velikostí kapacity kondenzátoru a vnitřních vodivosti transadmitančních zesilovačů. Oproti syntetickým cívkám s operačními zesilovači tato syntetická cívka simuluje jen malé hodnoty indukčnosti.

3.1.6 Plovoucí syntetická cívka s transadmitančními zesilovači

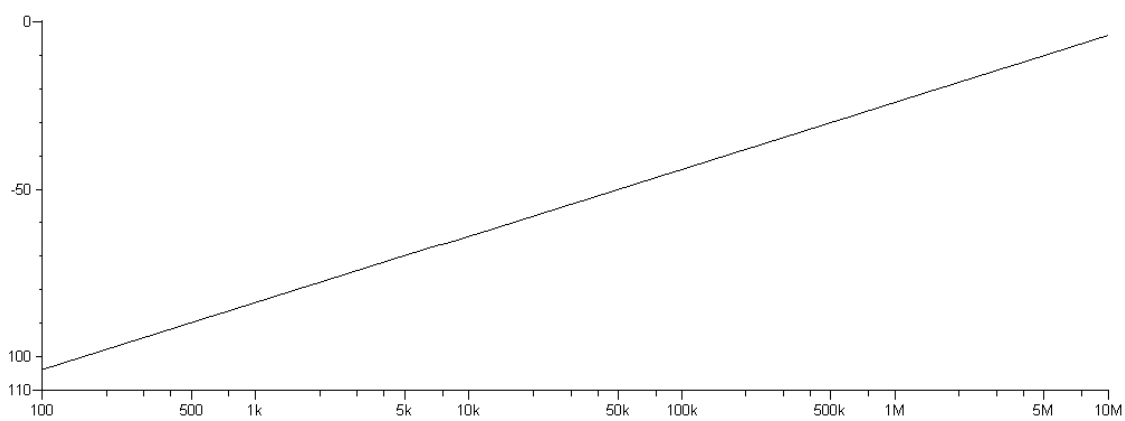
Abych mohl poskládat plovoucí cívku, tak bych při použití výše zmíněných zapojení s operačními zesilovači potřeboval 2x více součástek než obvody teď mají. Na dalším obrázku č. 58 je plovoucí cívka složená z OTA a vyváženého transadmitančního zesilovače (BOTA) [7]. Pro konstrukci BOTA používám dva OTA zesilovače.



Obr. 58: Plovoucí cívka s použitím OTA a BOTA

Vstupní impedance je odsimulovaná pomocí snapu na obrázku č. 59 a vztah pro ni je dán:

$$Z_{in} = \frac{-s(C_1)}{g_{OTA}}. \quad (22)$$

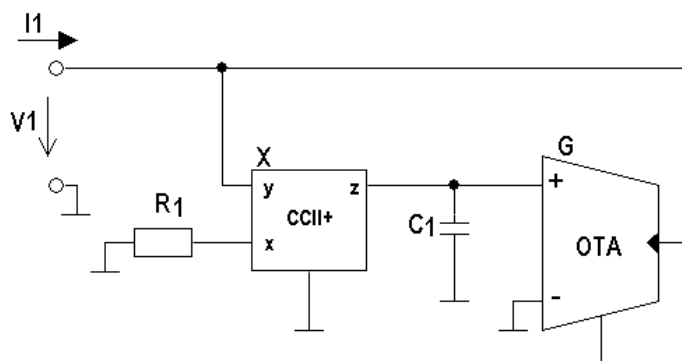


Obr. 59: Graf závislosti vstupní impedance na kmitočtu plovoucí syntetické cívky

3.1.7 Syntetická cívka s CCII+ a OTA

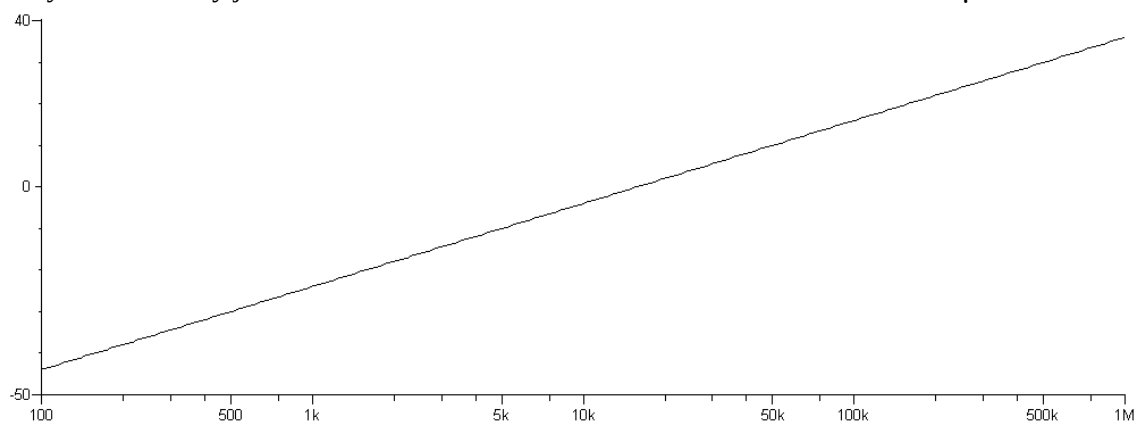
Sestavit cívku se dá i s pomocí proudového konvejeru a transadmitančního zesilovače [5]. Schéma zapojení je na obrázku č. 60. Vstupní impedance je dána vztahem (odsimulováno opět ve SNAPu):

$$Z_{in} = \frac{s(R_1 C_1)}{g} \quad (23)$$



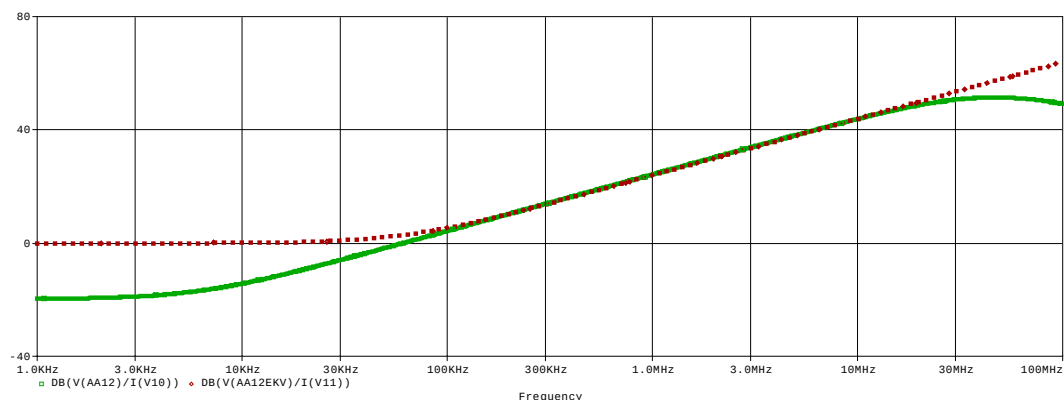
Obr. 60: Syntetická cívka složená z CCII+ a OTA

Na obrázku č. 61 je závislost vstupní impedance na kmitočtu z programu SNAP. Hodnoty součástek syntetické cívky jsou $R_1=1K\Omega$ a $C_1=1nF$. Ekvivalentní cívka má velikost $L=10\mu H$

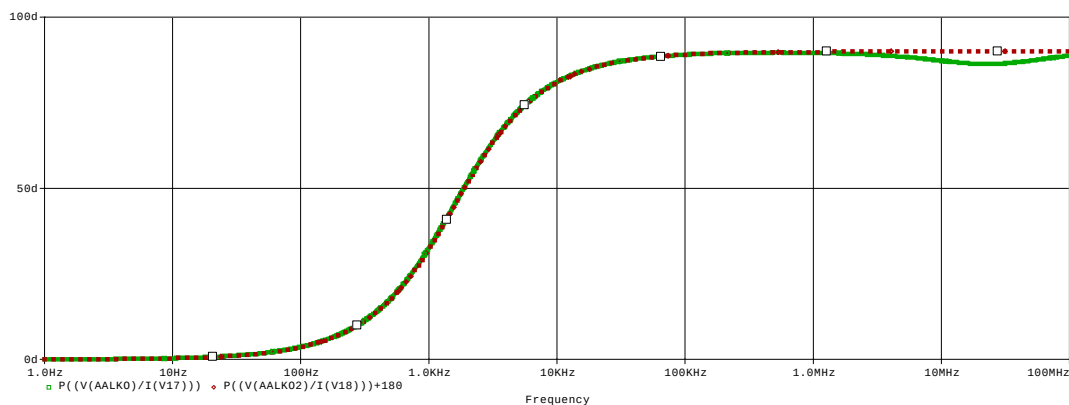


Obr. 61: Graf závislosti vstupní impedance syntetické cívky na kmitočtu

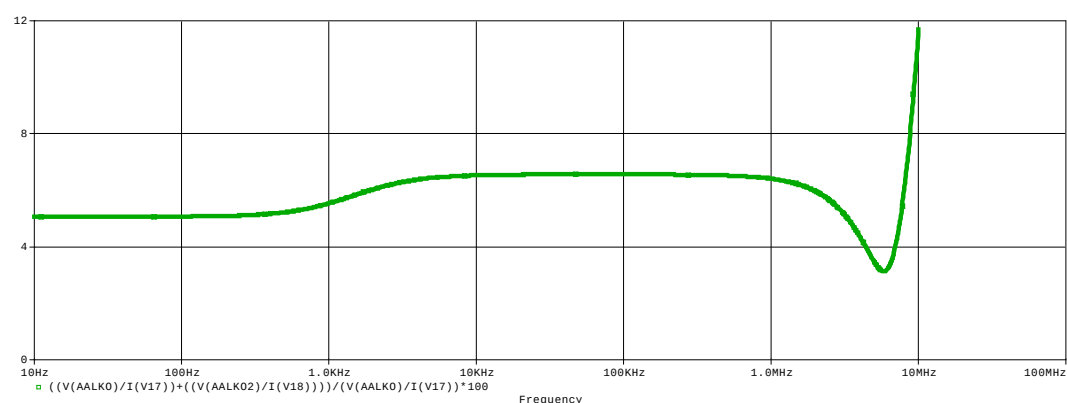
Na obrázku č. 62 je zobrazena závislost modulu vstupní impedance syntetické cívky a ekvivalentního obvodu na kmitočtu. Na dalším obrázku č. 63 je zobrazena fáze vstupní impedance obou obvodů v závislosti na kmitočtu. Obrázky č. 64 a 65 ukazují procentuální odchylky modulů a fází obou vstupních impedancí obvodů v závislosti na kmitočtu.



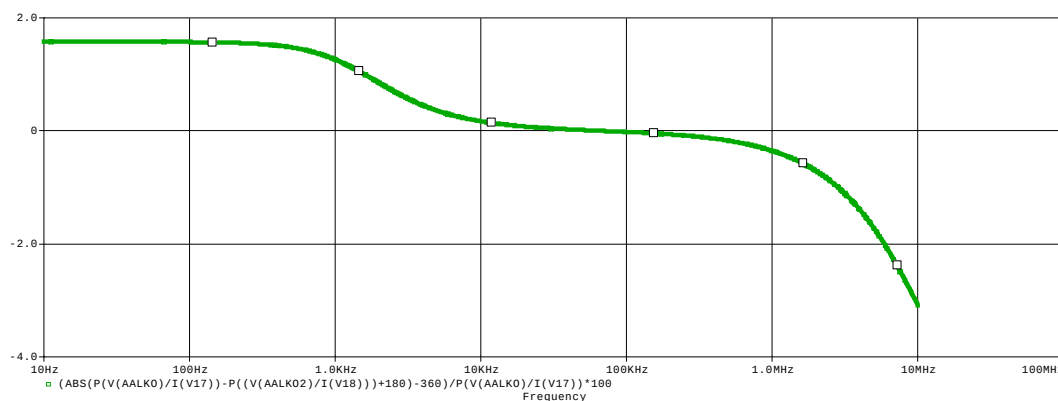
Obr. 62: Graf závislosti vstupní impedance syntetické cívky (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná) na kmitočtu



Obr. 63: Graf závislosti fáze impedance syntetické cívky (plná) a ekvivalentního obvodu (přerušovaná) na kmitočtu



Obr. 64: Graf odchylky modulů impedancí na kmitočtu



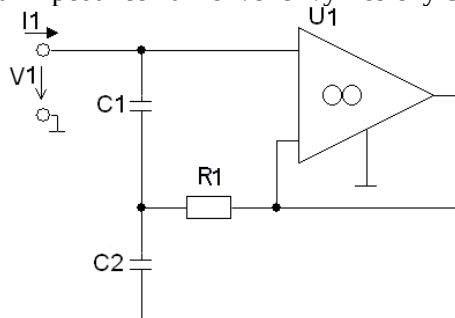
Obr. 65: Graf odchylky fází vstupních impedancí na kmitočtu

3.2 Frekvenčně závislé negativní odpory (FDNR)

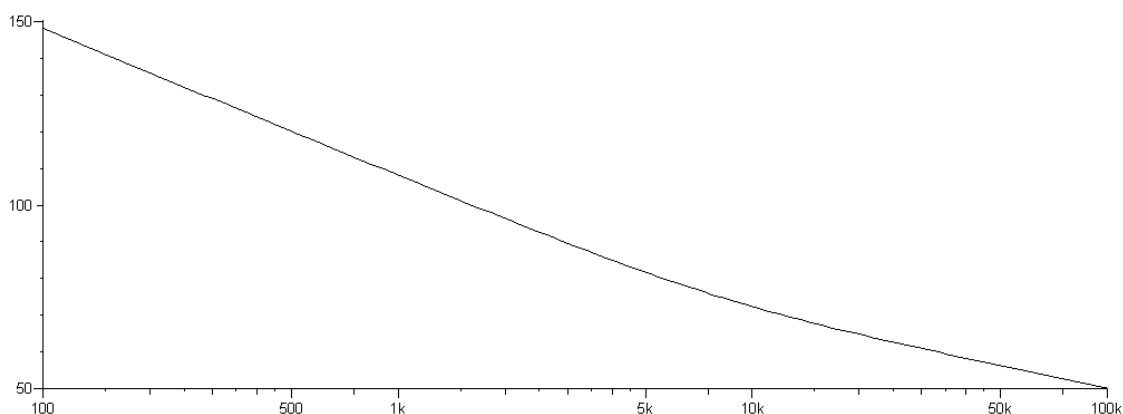
Někdy jsou označovány jako dvojné kapacitory. Svým způsobem nahrazují v obvodu nepřímo cívku. [1][6] Brutonova transformace vychází z myšlenky, kdy napěťový přenos obvodu je bezrozměrné číslo nebo funkce, dané poměrem výstupních a vstupních impedancí. A proto při vynásobení všech impedancí v obvodu stejným koeficientem se přenos nezmění. Potom můžeme dostat obvod, kde figuruje rezistor, kondenzátor a frekvenčně závislý negativní odpor, který má reálnou impedanci, ale kmitočtově závislou a zápornou.

3.2.1 Prescottův obvod fungující jako FDNR

Prescottův obvod ve funkci jako FDNR je zobrazen na obrázku č. 66 oproti výše zmíněnému zapojení na obrázku č. 10 má prohozené kondenzátory za rezistory a opačně. Na obrázku č. 67 je graf závislosti impedance na frekvenci vykreslený SNAPem.



Obr. 66: Prescottův obvod jako FDNR



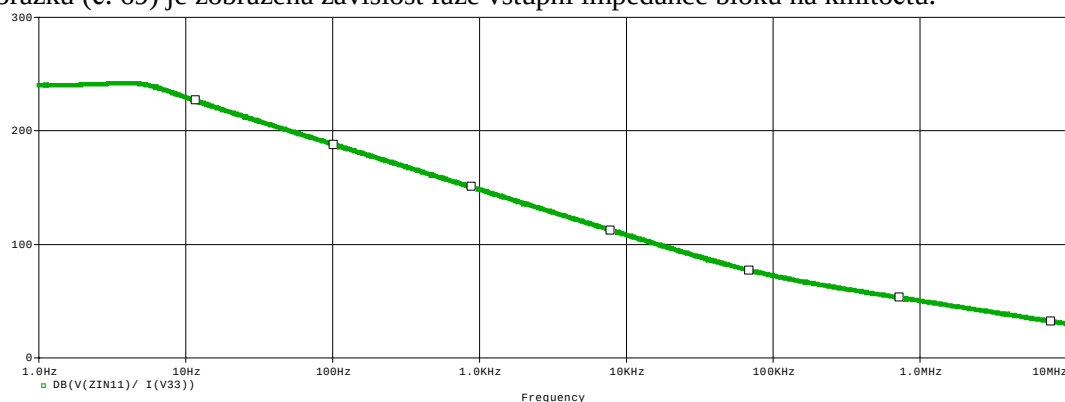
Obr. 67: Graf závislosti impedance syntetického bloku na frekvenci simulováno ve snapu

Vztah pro vstupní impedanci je (určeno simulací ve snapu):

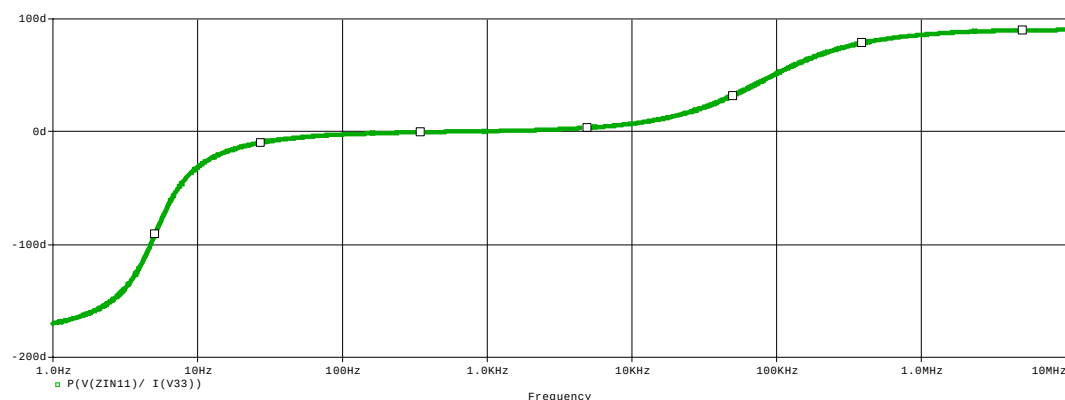
$$Z = \frac{1 + s(C_1 R_1 + R_1 C_2)}{s^2 (R_1 C_1 C_2)} \quad (23)$$

Hodnoty součástek FDNR: $R_1 = 1\text{K}\Omega$, $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$.

Na obrázcích č. 68 je zobrazen průběh modulu vstupní impedance FDNR na frekvenci. Na dalším obrázku (č. 69) je zobrazena závislost fáze vstupní impedance bloku na kmitočtu.



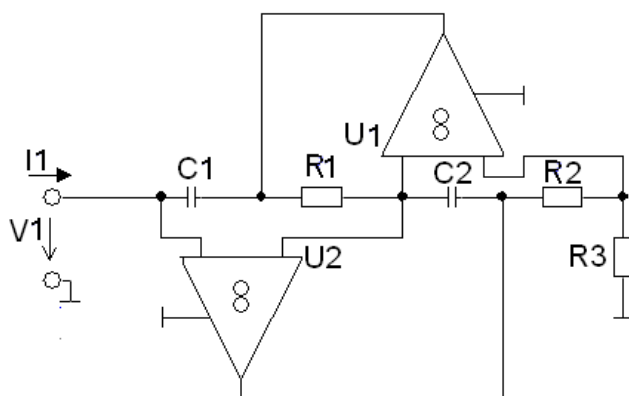
Obr. 68: Graf závislosti vstupní impedance Prescottova obvodu ve funkci FDNR na kmitočtu



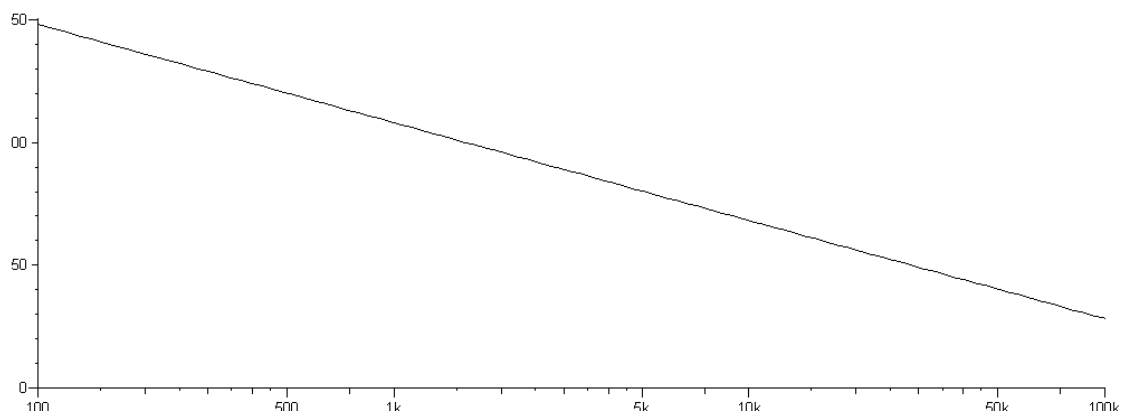
Obr. 69: Graf závislosti fáze vstupní impedance Prescottova FDRN na kmitočtu

3.2.2 Antoniův obvod ve funkci FDNR

Na obrázku č. 70 je zobrazen Antoniův obvod ve funkci FDNR. Obrázek č. 71 popisuje závislost vstupní impedance na kmitočtu, simulace je z programu SNAP.



Obr. 70: Schéma zapojení Antoniova obvodu ve funkci FDNR



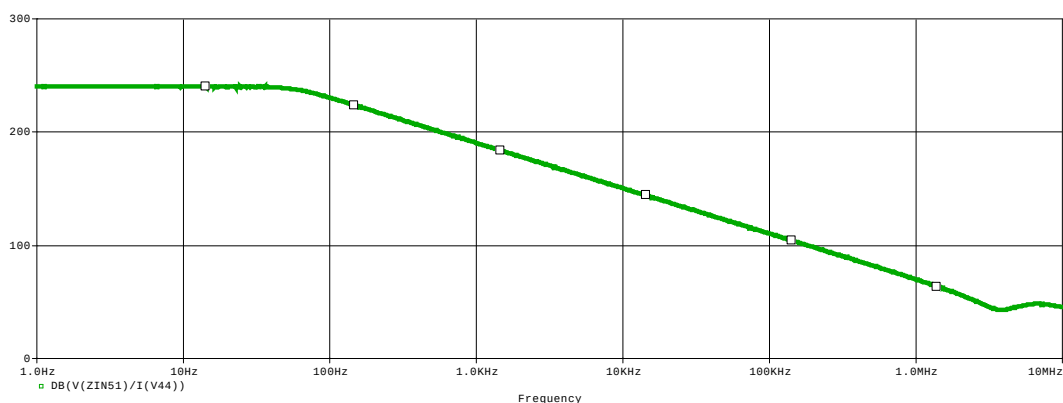
Obr. 71: Graf závislosti vstupní impedance Antoniova obvodu ve funkci FDNR na kmitočtu

Vztah pro vstupní impedance je dán (podle simulace programu snap):

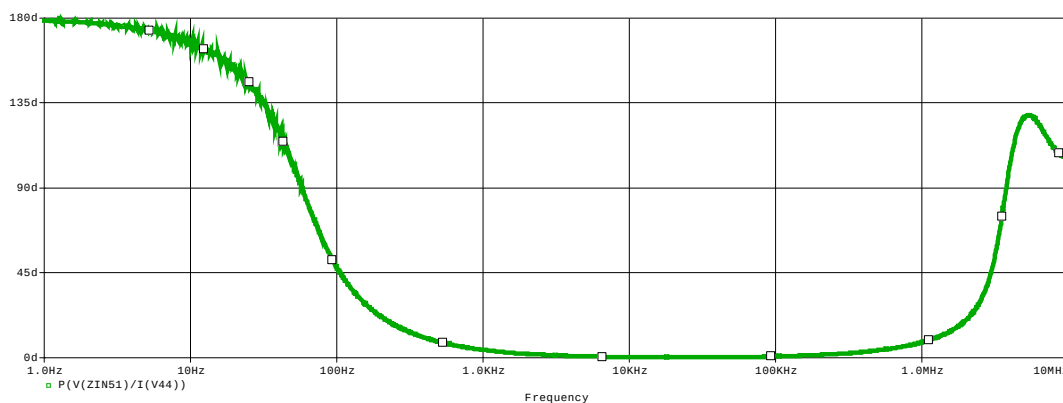
$$Z = \frac{R_3}{s^2(R_1 R_2 C_1 C_2)} \quad (25)$$

Hodnoty součástí FDNR: $R_1=R_2=R_3=100\Omega$, $C_1=C_2=100\text{pF}$

Na obrázcích č. 72 je zobrazen průběh modulu impedance FDNR na frekvenci. Na dalším obrázku (č. 73) je zobrazena závislost fáze bloku na kmitočtu.



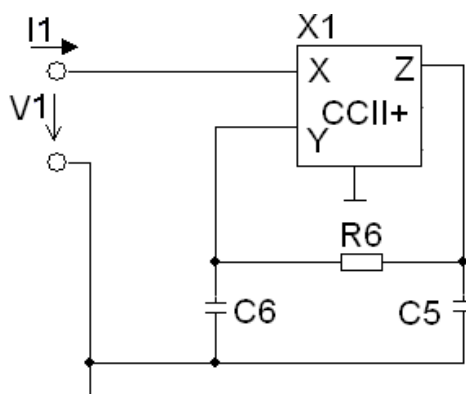
Obr. 72: Graf závislosti impedance FDNR na kmitočtu



Obr. 73: Graf závislosti fáze impedance FDNR na kmitočtu

3.2.3 FNDR s použitím CCII+

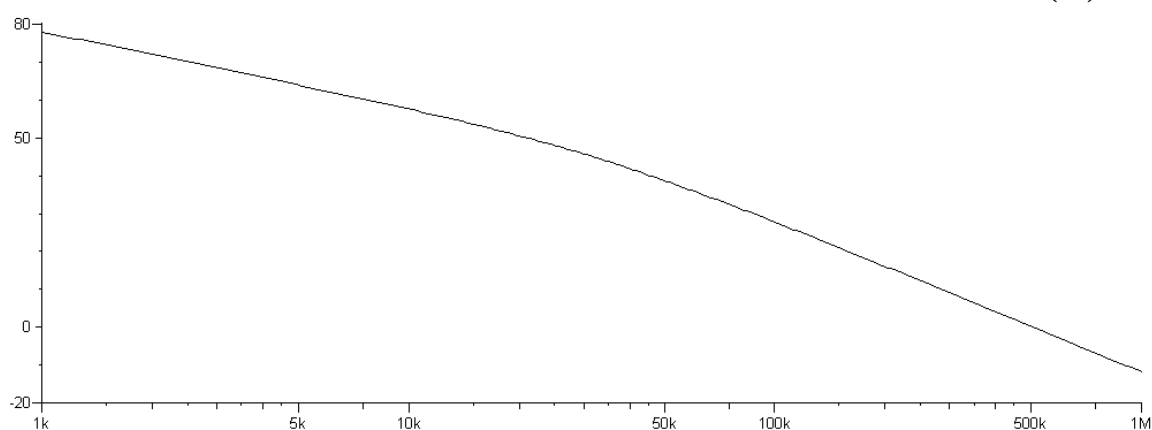
Tak jako syntetickou cívku tak i pro sestavení FNDR se dají využít proudové konvejory, opět využijí pro simulace obvod AD844. První obvod je na obrázku č. 74.



Obr. 74: FNDR s použitím CCII+ v. 1

Jeho závislost vstupní impedance je na obrázku č. 75 a vztah pro výpočet vstupní impedance je:

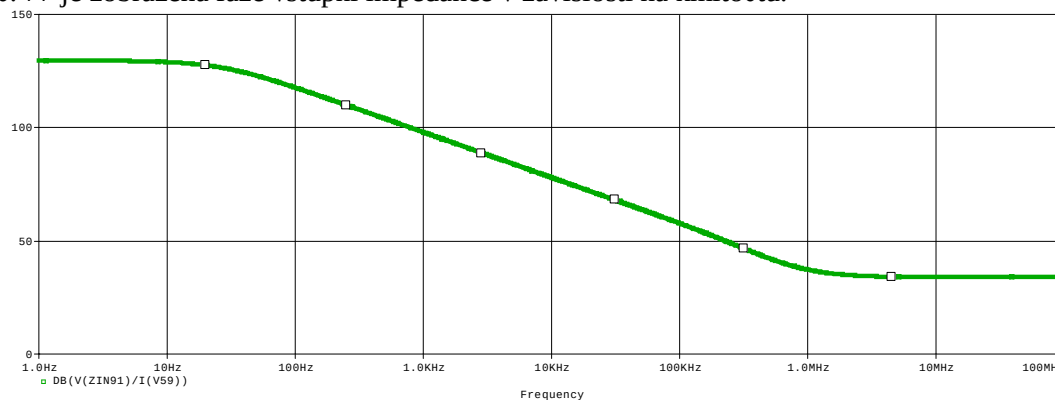
$$Z = \frac{-1}{s(C_5 + C_6) + s^2(R_6 C_5 C_6)} \quad (26)$$



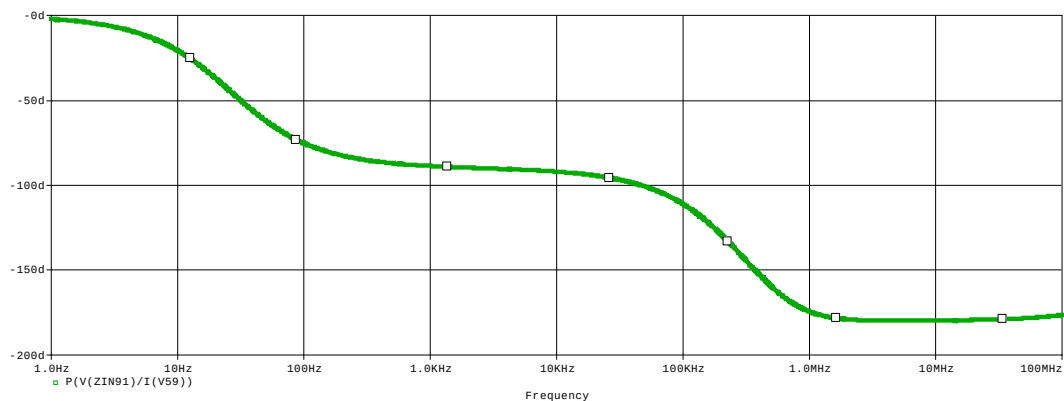
Obr. 75: Graf závislosti impedance syntetického bloku FNDR na frekvenci (snap)

Hodnoty součástek $R_6=1\text{K}\Omega$, $C_5=C_6=1\text{nF}$

Na obrázku č. 76 je zobrazen graf závislosti vstupní impedance FNDR na frekvenci. Na obrázku č. 77 je zobrazena fáze vstupní impedance v závislosti na kmitočtu.

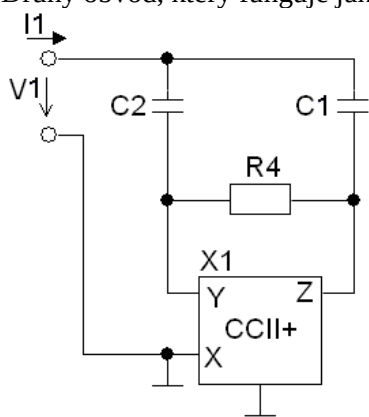


Obr. 76: Graf závislosti impedance syntetického FNDR na kmitočtu



Obr. 77: Graf závislost fáze vstupní impedance na kmitočtu

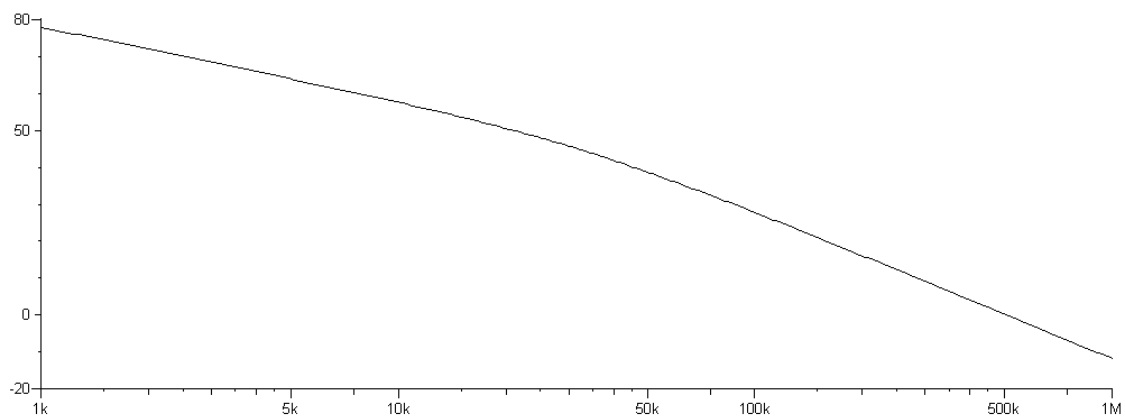
Druhý obvod, který funguje jako FDNR je na obrázku č. 78.



Obr. 78: FNDR s použitím CCII+ v. 2

Hodnoty součástek obvodu $R_4=1\text{K}\Omega$, $C_1=C_2=1\text{nF}$

Průběh vstupní impedance je na obrázku č. 79.

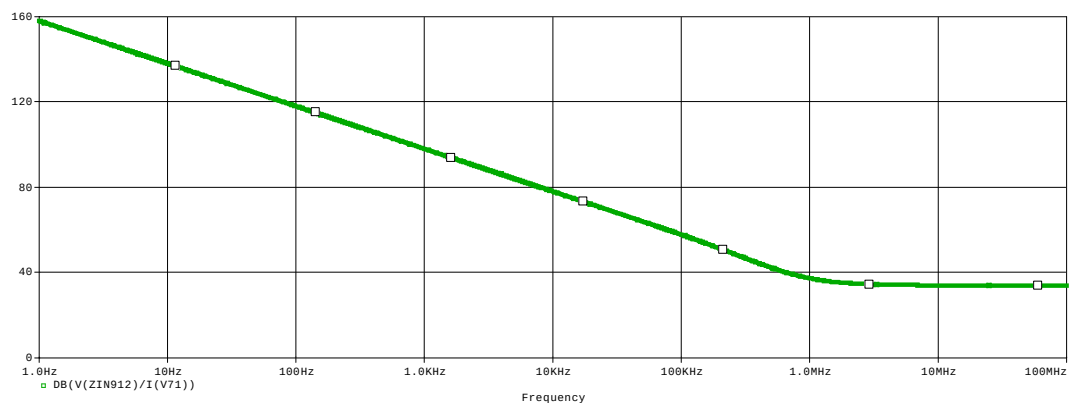


Obr. 79: Graf závislosti impedance syntetického bloku FNDR na frekvenci (snap)

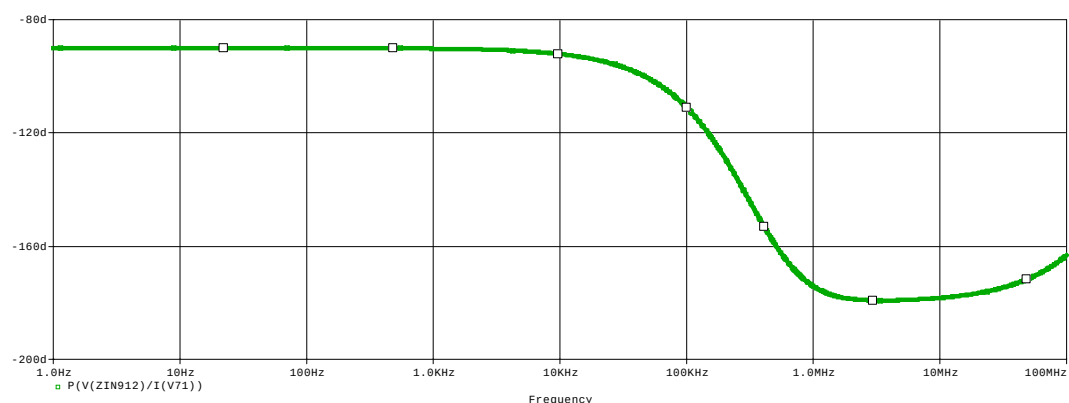
Vzorec pro výpočet vstupní impedance je dán:

$$Z_{in} = \frac{1}{s(C_1 + C_2) + s^2(R_4 C_1 C_2)} \quad (27)$$

Na obrázku č. 80 je zobrazen graf závislosti vstupní impedance FNDR na frekvenci. Na obrázku č. 81 je zobrazena fáze vstupní impedance v závislosti na kmitočtu.



Obr. 80: Graf závislosti impedance syntetického FDNR na kmitočtu



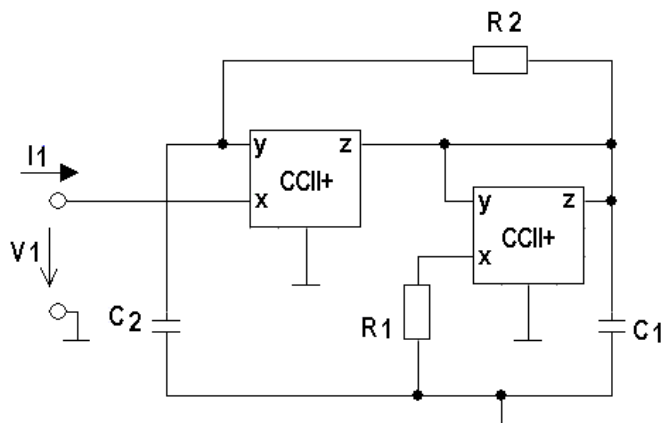
Obr. 81: Graf závislost fáze vstupní impedance na kmitočtu

Oba výše zmíněné obvody se chovají jako FDNR a v obvodech jsou schopny pracovat do větších frekvencí než obvody s operačními zesilovači. Jejich nevýhodou je, že mají parazitní kapacitu.

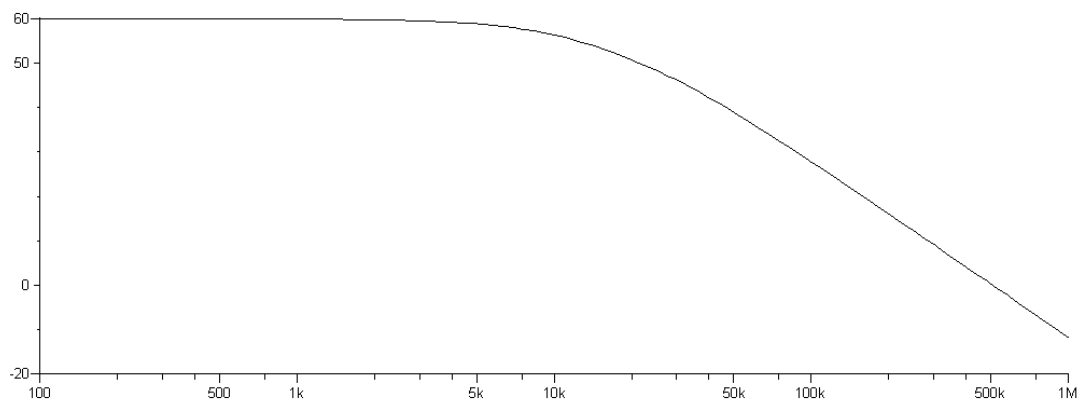
Další obvod FDNR obsahující dva CCII+ je zobrazen na obrázku č. 82. Jeho vstupní impedance je dána vztahem:

$$Z_{in} = \frac{R_1}{s^2(R_1 R_2 C_1 C_2) + s(R_1 C_1 + R_1 C_2 - R_2 C_2) - 1} \quad (28)$$

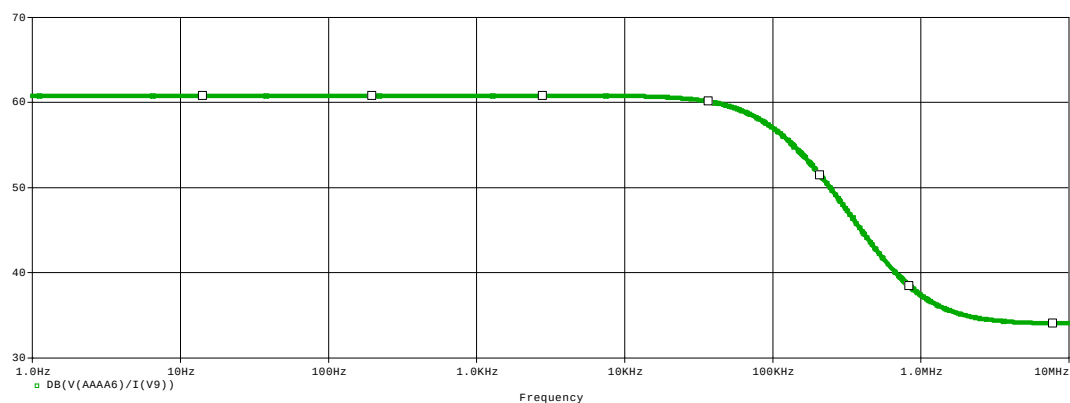
Závislost modulu vstupní impedance na kmitočtu je zobrazena na obrázcích č. 83 (SNAP) a č. 84 (PSpice). Závislost fáze vstupní impedance na frekvenci je zobrazena na obrázku č. 85.



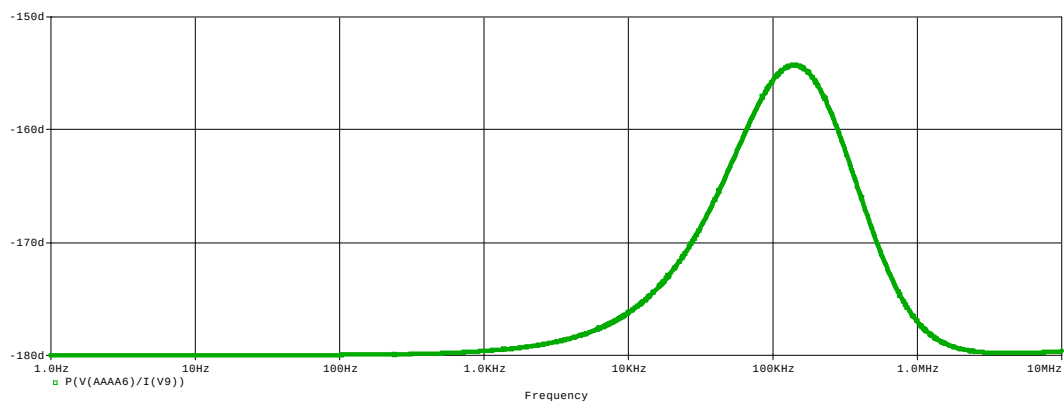
Obr. 82: Obvodové schéma FDNR s dvěma CCII+



Obr. 83: Závislost vstupní impedance na kmitočtu FDNR s dvěma CCII+



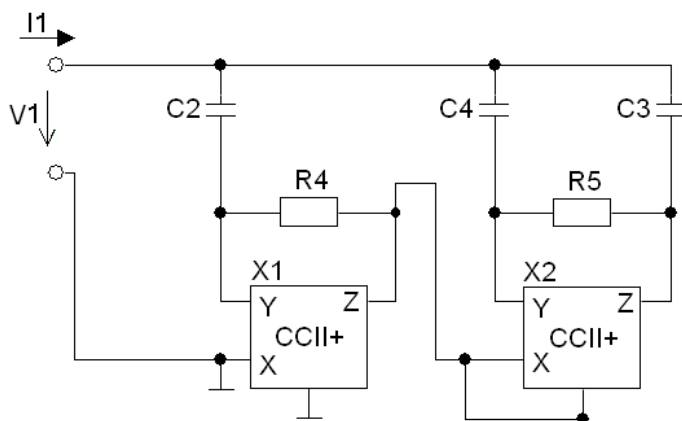
Obr. 84: Průběh vstupní impedance FDNR v závislosti na frekvenci



Obr. 85: Průběh fáze impedance FDNR na kmitočtu

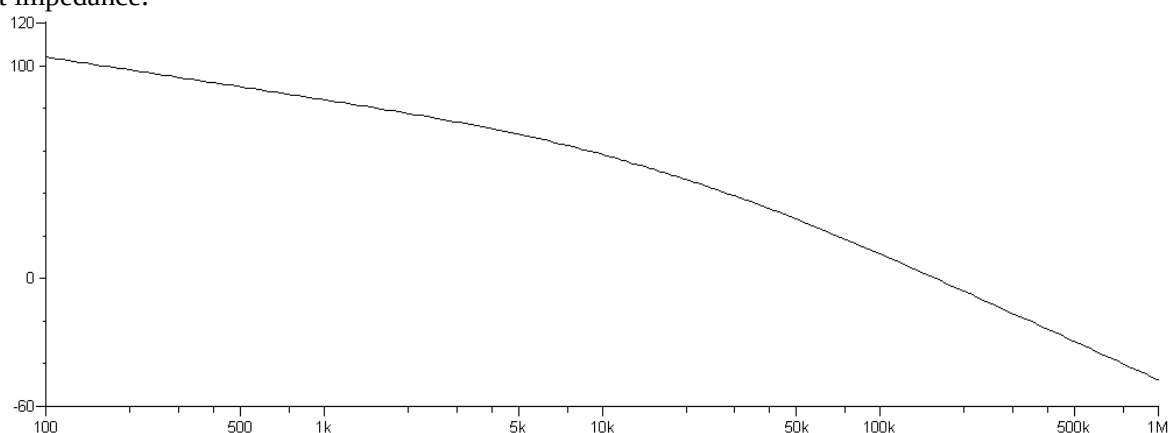
3.2.4 Impedance 3. řádu

Impedance 3. řádu využívající dva proudové konvejory je na obrázku č. 86. Obvod vznikl tím, že jsem vzal výše uvedený FDNR a na místo jednoho kondenzátoru se vložil celý blok FDNR. Tímto způsobem se dají dělat i dvojité cívky a nemusíme se omezovat jen na impedance 2. a 3. řádů.



Obr. 86: Schéma impedance 3. řádu

Na obrázku č. 85 je průběh vstupní impedance v závislosti na kmitočtu a pod ním je vztah pro výpočet impedance.



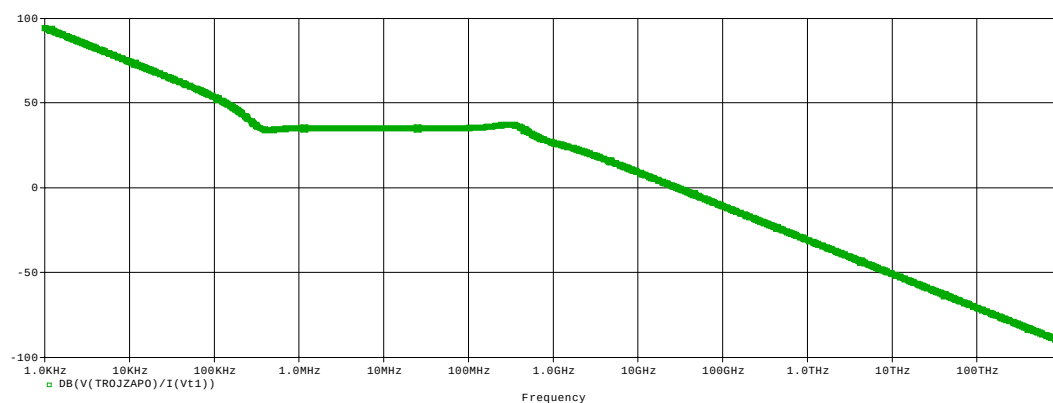
Obr. 87: Graf závislosti vstupní impedance na kmitočtu (snap)

Vzorec pro vstupní impedanci 3. řádu je dán (ze snapu) :

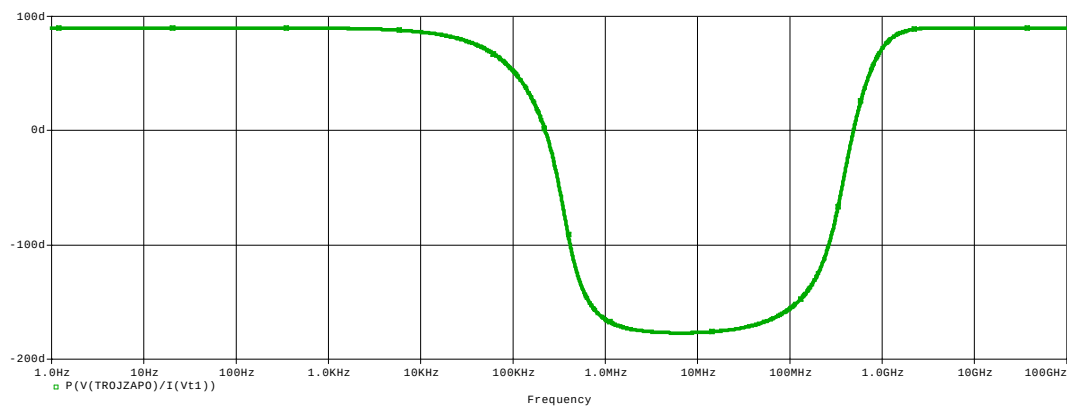
$$Z = \frac{1}{s(C_2 C_3 C_4) + s^2(R_5 C_3 C_4 + R_4 C_3 C_2 + R_4 C_4 C_2) + s^3(R_4 R_5 C_2 C_3 C_4)} \quad (29)$$

Hodnoty součástek impedance 3. řádu: $R_4 = R_5 = 1\text{K}\Omega$, $C_2 = C_3 = C_4 = 1\text{nF}$

Na obrázcích č. 88 je zobrazen průběh modulu impedance 3. řádu na frekvenci. Na dalším obrázku č. 89 je zobrazena závislost fáze vstupní impedance 3. řádu na kmitočtu.



Obr. 88: Graf závislosti impedance dvojitého FNDR na kmitočtu

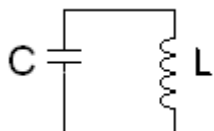


Obr. 89: Graf závislosti fáze vstupní impedance dvojitého FNDR na frekvenci

4. Oscilátory

4.1 Harmonický oscilátor

Kdyby součástky na obrázku č. 90 byli ideální a do obvodu by se přivedl impulz, který by nabíjel kondenzátor, nebo indukoval v cívce proud, dostali bychom obvod, který by do nekonečna přeléval energii z kondenzátoru do cívky a zpět a obvod by kmital. Když bychom reálný obvod vybudili, tak by kmity postupně logaritmicky ztráceli amplitudu až k nule. Tento problém nám pomůže vyřešit aktivní prvek, který svým zesílením vykompenzuje ztráty v cívce a kondenzátoru. Kmitočet kmitání je dán hodnotami C a L.



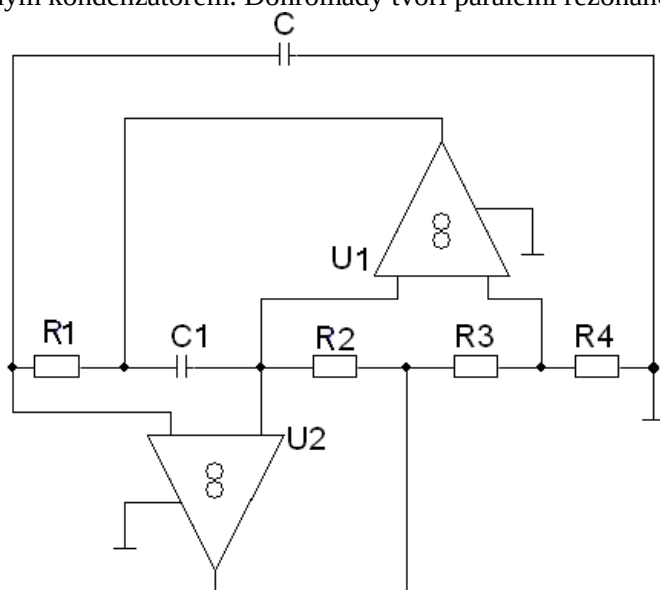
Obr. 90: Paralelní LC obvod

Kmitočet LC oscilátoru je odvozen:

$$\begin{aligned}
 I \cdot sL &= -I \cdot \frac{1}{sC} \\
 sL &= -\frac{1}{sC} \\
 s^2 LC + 1 &= 0 \\
 s &= \sqrt{\frac{-1}{LC}} \\
 \omega &= \frac{1}{\sqrt{LC}}; f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.
 \end{aligned} \tag{30}$$

4.1.2 LC oscilátor s Antoniovým obvodem

Na obrázku č. 91 je zobrazen Antoniov obvod ve funkci syntetické cívky s paralelně připojeným kondenzátorem. Dohromady tvoří paralelní rezonanční obvod LC.



Obr. 91: Paralelní rezonanční obvod se syntetickou cívkou

Kmitočet oscilací je odvozen podobně jako u paralelního LC obvodu.

$$Z_s = \frac{s(R_1 R_2 R_4 C_1)}{R_3}$$

$$\frac{s(R_1 R_2 R_4 C_1)}{R_3} = -\frac{1}{sC}$$

$$\frac{s^2(R_1 R_2 R_4 C C_1)}{R_3} + 1 = 0$$

$$s = \sqrt{\frac{-R_3}{R_1 R_2 R_4 C C_1}}$$

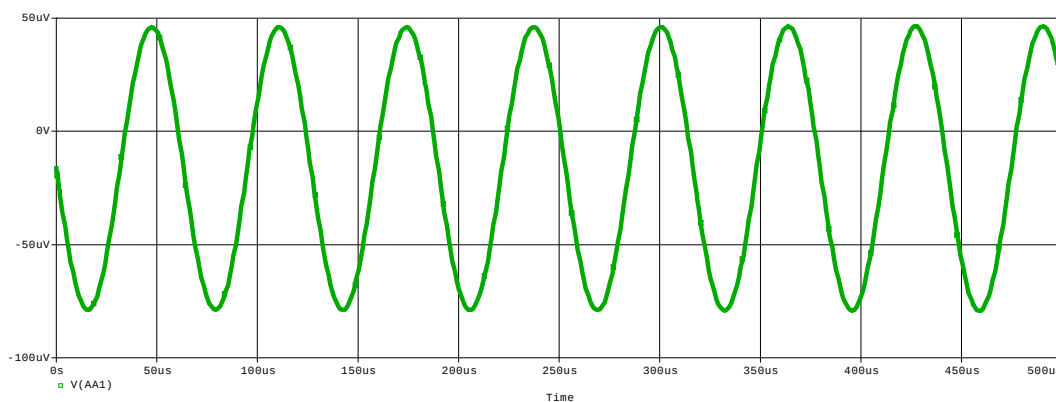
při $R_1=R_2=R_3=R_4=R$;

$$s = \sqrt{\frac{-1}{R^2 C C_1}}$$

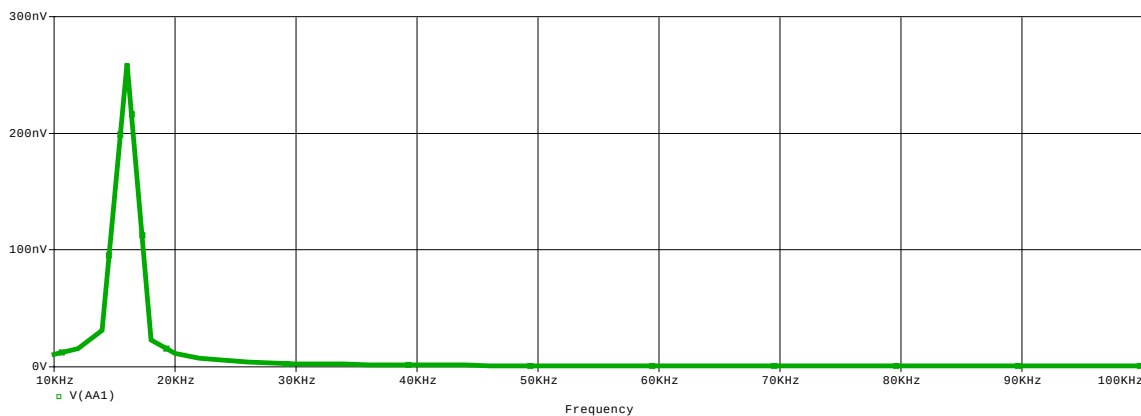
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R^2 C C_1}}; f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R^2 C C_1}}; \quad (31)$$

Jak ukazuje vztah pro kmitočet změna kondenzátoru ve vnitř syntetické cívky ovlivní kmitočet stejně jako kondenzátor v paralelním rezonančním obvodu.

Na obrázku č. 92 je průběh kmitání LC oscilátoru s Antoniovým obvodem. Kmitočet, na kterém kmitá je podle simulace v PSpice 15 625Hz, teoreticky podle součástek je to 15 915Hz. Frekvenční spektrum kmitů je zobrazeno na obrázku č. 93.



Obr. 92: Průběh kmitání LC oscilátoru se syntetickou cívkou



Obr. 93: Frekvenční spektrum oscilátoru s Antóniovou cívkou

4.2 Oscilátory s FDNR

Fungují podobně jako LC když všechny impedance v obvodu vynásobíme stejným operátorem s , tak by výsledná funkce obvodu měla být stejná, jako původní.

$$I \cdot R = -I \cdot \frac{1}{s^2 D}$$

$$R = -\frac{1}{s^2 D}$$

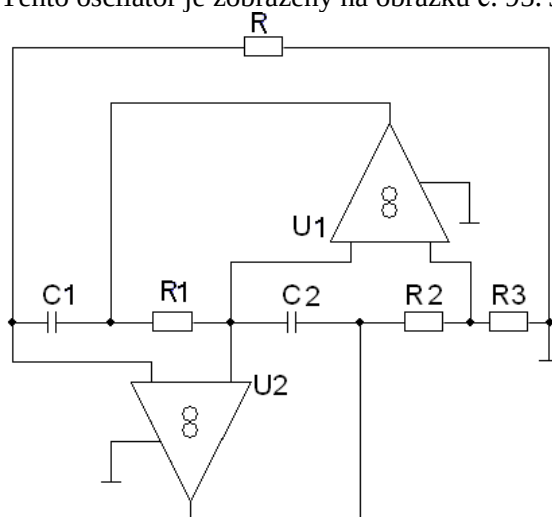
$$s^2 DR + 1 = 0$$

$$s = \sqrt{\frac{-1}{DR}}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{RD}}; f = \frac{1}{2\pi\sqrt{RD}} \quad (32)$$

4.2.1 Oscilátor s FDNR realizovaný Antoniovým obvodem

Tento oscilátor je zobrazený na obrázku č. 95. Jedná se o paralelní kombinaci RD.



Obr. 94: Paralelní rezonanční obvod RD s Antoniovým FDNR

Vztah pro výpočet frekvence kmitání je obdobný jako u oscilátoru s Antoniovou syntetickou cívkou:

$$Z_s = \frac{R_3}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$I \cdot R = -I \cdot \frac{R_3}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$R = -\frac{R_3}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$s^2 R R_1 R_2 C_1 C_2 - R_3 = 0$$

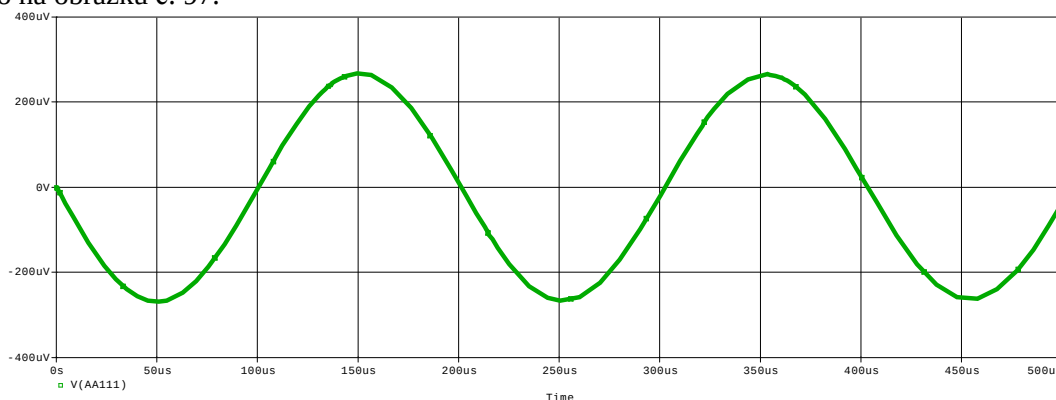
$$s = \sqrt{\frac{-R_3}{R R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

při $R_1=R_2=R_3=P$, $C_1=C_2=C$

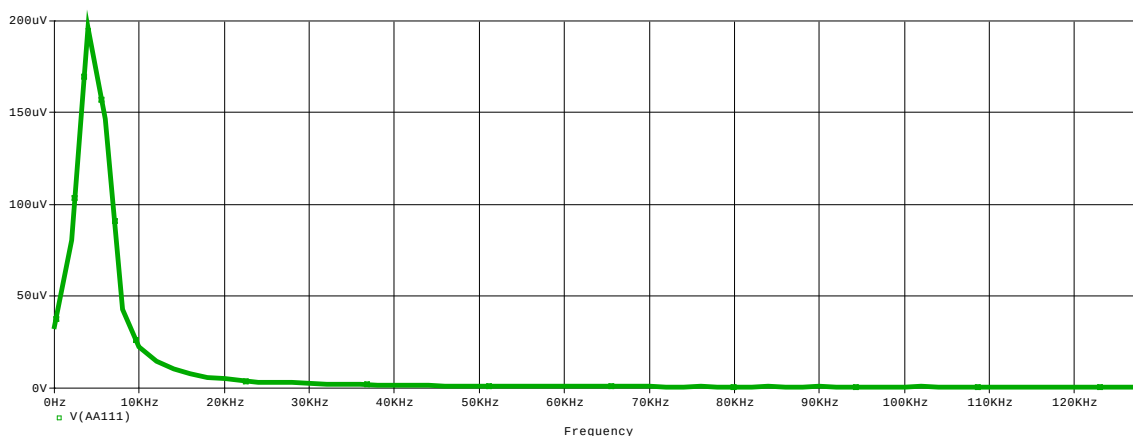
$$s = \sqrt{\frac{-1}{R P^2 C^2}}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{RP^2C^2}}; f = \frac{1}{2\pi\sqrt{RP^2C^2}}. \quad (33)$$

Průběh kmitání je zobrazen na obrázku č. 96 a frekvenční spektrum průběhu kmitání je zobrazeno na obrázku č. 97.



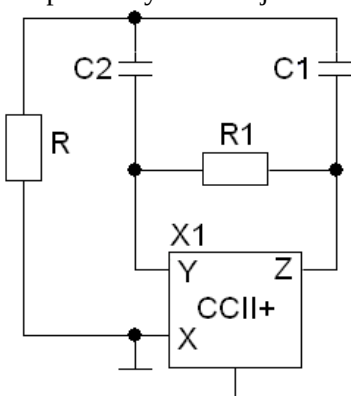
Obr. 95: Průběh kmitání RD oscilátoru s Antoniovým FDNR



Obr. 96: Frekvenční spektrum oscilátoru s Antoniovým FDNR

4.2.3 Oscilátor s FDNR z CCII+

Další zapojení oscilátoru je na obrázku č. 98, je to opět paralelní kombinace RD kde D je realizovaná proudovým konvejozem.

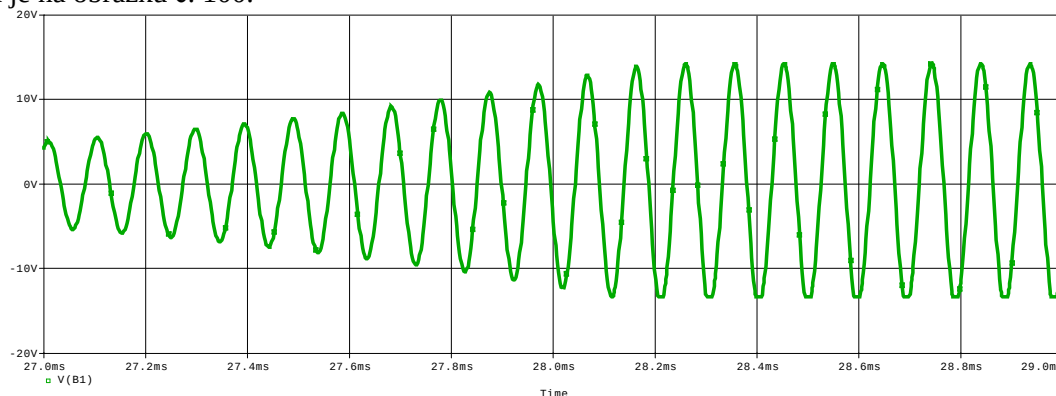


Obr. 97: Schéma zapojení paralelního RD článku s CCII+

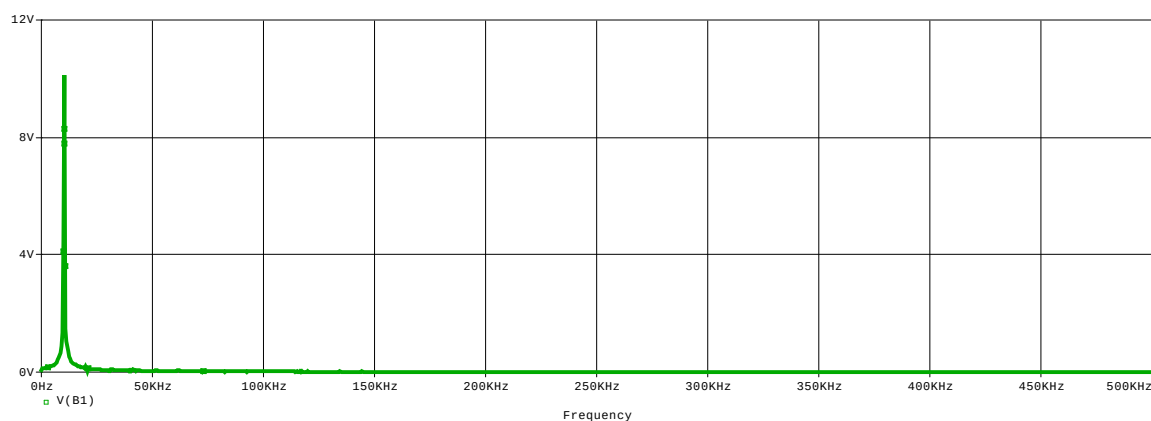
$$Z_s = \frac{1}{s(C_1 + C_2) + s^2(R_1C_1C_2)}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{RR_1C_1C_2}}; f = \frac{1}{2\pi\sqrt{RR_1C_1C_2}} \quad (34)$$

Rozkmitání RD oscilátoru s proudovým konvejerem je na obrázku č. 99 a jeho kmitočtové spektrum je na obrázku č. 100.



Obr. 98: Kmitání RD oscilátoru s CCII+



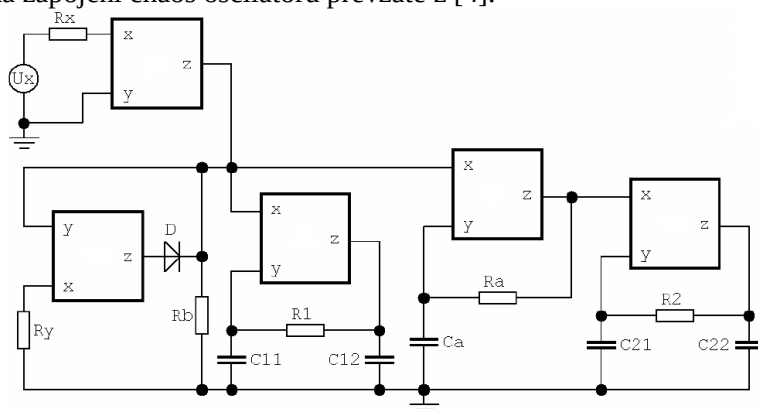
Obr. 99: Frekvenční spektrum oscilátoru s CCII+

4.2 Konzervativní Chaos oscilátor s CCII+

Matematický model nelineárního oscilátoru s dvěma částmi vektorového pole PWL [4]

$$a_3 x''' + a_2 x'' a_1 x' + a_0 x = b_0 \max(x - P, 0) + K, \quad (35)$$

kde čáry nad x znamenají derivace v čase, P je zarážka a K představuje posun nelineární funkce. Můžeme předpokládat že $a_3=1$ a neztratíme nic z obecného řešení. Analýza této diferenciální rovnice, podle pravidel lineární algebry vede ke třem možnostem pro počet pevných bodů. Na obrázku č. 101 je schéma zapojení chaos oscilátoru převzaté z [4].



Obr. 100: Schéma zapojení oscilátoru s CCII+

5. Filtry

Filtry [1][2] jsou obvody, které utlumují nechtěné části z frekvenčního spektra a chtěné části propouštějí, nebo v případě aktivních filtrů i zesilují dál. Můžeme je dělit podle pásma, které propouštějí na dolní propust', horní propust', pásmovou propust' a pásmovou zádrž. Nebo z pohledu jestli zesilují signál - jsou aktivní, nebo nezesilují – pasivní filtry. Tady zkoumané filtry budou obsahovat aktivní prvky, ale v syntetických cívkách nebo ve frekvenčně závislém negativním odporu. Obvody by se měli chovat jako filtry pasivní.

5.1 Filtry druhých řádů

Skládají se ze dvou členů (cívky a kondenzátoru, nebo z odporu a FNDR), které nelze sloučit do jednoho beze změny zapojení. Obecný přenos je dán vztahem:

$$K(s) = K_0 \frac{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}. \quad (36)$$

5.2 Horní propusti

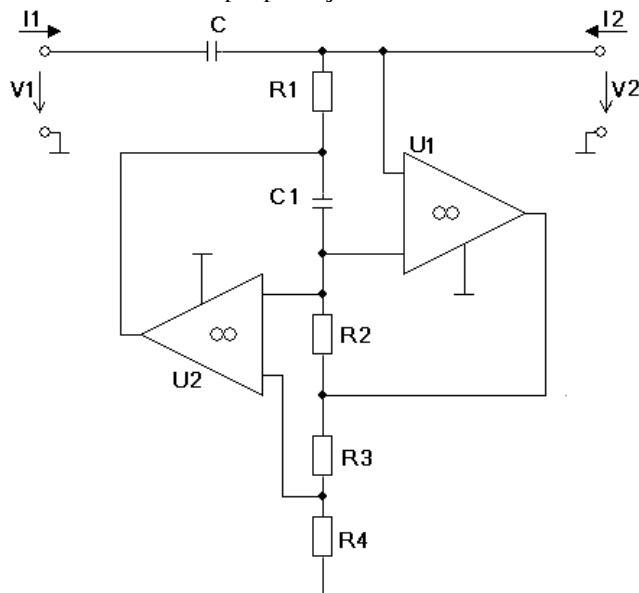
Obecný přenos horní propusti druhého řádu je:

$$K(s) = K_0 \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}. \quad (37)$$

Všechny horní propusti, které jsou níže uvedené se skládají z uzemněných syntetických cívek a kondenzátoru v přímé větvi, nebo s uzemněným FDNR a odporem v přímé větvi.

5.2.1 Horní propust' 2. řádu s Antoniovou syntetickou cívkou

Schéma této horní propusti je na obrázku č 102.



Obr. 101: Horní propust' s Antoniovou syntetickou cívkou

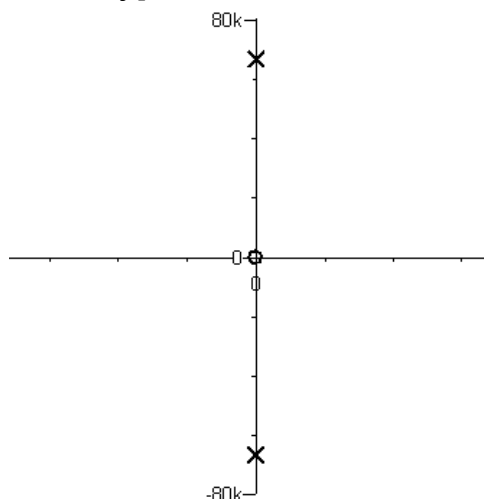
Přenos této propusti je dán vztahem:

$$K(s) = \frac{s^2 (CC_1 R_1 R_2 R_4)}{s^2 (CC_1 R_1 R_2 R_4) + R_3}, \quad (38)$$

Podle obecné rovnice přenosu horní propusti je potom úhlový kmitočet:

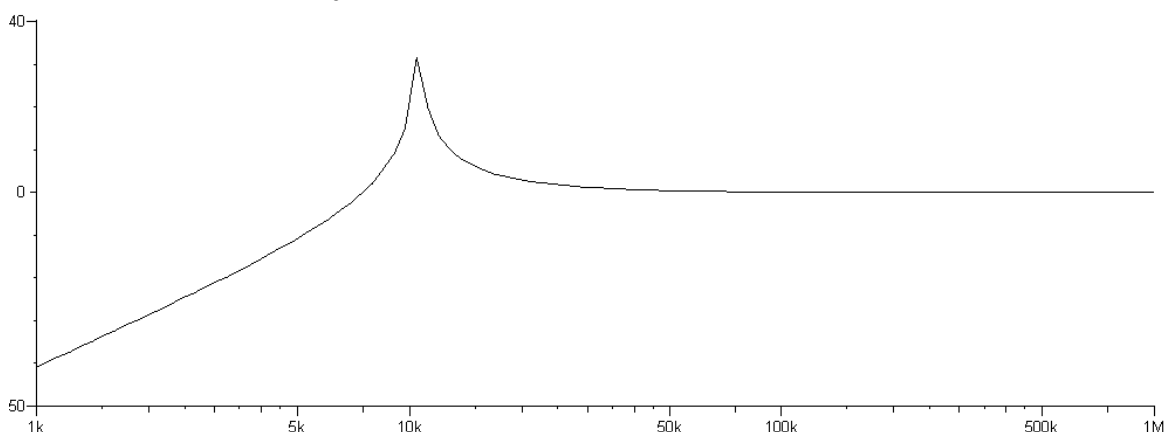
$$\omega = \sqrt{\frac{R_3}{CC_1R_1R_2R_4}}. \quad (39)$$

hodnoty součástek pro kmitočet $f = 10,6\text{KHz}$: $C = 1,5\text{nF}$, $C_1 = 15\text{nF}$, $R_1 = 100\Omega$, $R_2 = 100\text{K}\Omega$, $R_3 = 100\Omega$, $R_4 = 100\Omega$. Obvod má jeden dvojnásobný nulový bod v počátku a dva komplexní póly: $p_{1,2} = 0 \pm 66666,66j$ podle obrázku č. 103.



Obr. 102: Rozložení pólu a nulového bodu pro horní propust' s Antoniovou syntetickou cívkou

Kmitočtová charakteristika je na obrázku č. 104.

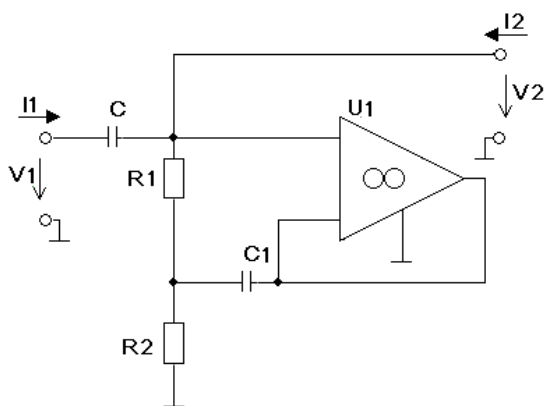


Obr. 103: Kmitočtová charakteristika horní propusti s Antoniovou syntetickou cívkou

Díky tomu, že v přenosovém vztahu chybí lineární člen má dobře rozložené póly a v nepropustné oblasti má charakteristika sklon 40dB na dekádu. Celkově se obvod chová stejně jako obvod poskládaný z cívky a kondenzátoru.

5.2.2 Horní propust s Prescottovou syntetickou cívkou

Schéma horní propusti je na obrázku č. 105.



Obr. 104: Horní propust' s Prescottovou syntetickou cívkou

Přenos horní propusti je definován vztahem:

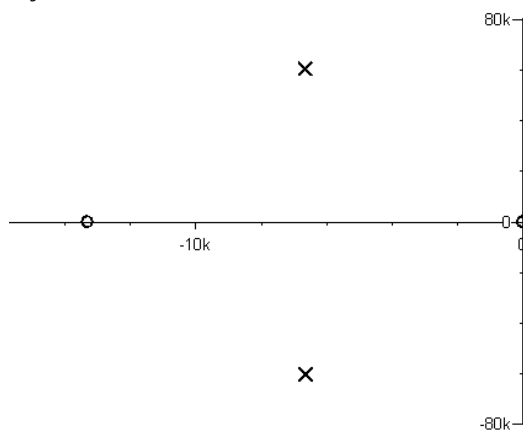
$$K(s) = \frac{s^2(CC_1R_1R_2) + s(R_1C + R_2C)}{s^2(CC_1R_1R_2) + s(R_1C + R_2C) + 1}, \quad (40)$$

Odvozená uhlová frekvence a činitel jakosti podle obecného přenosu horní propusti potom:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{CC_1R_1R_2}}, \quad (41)$$

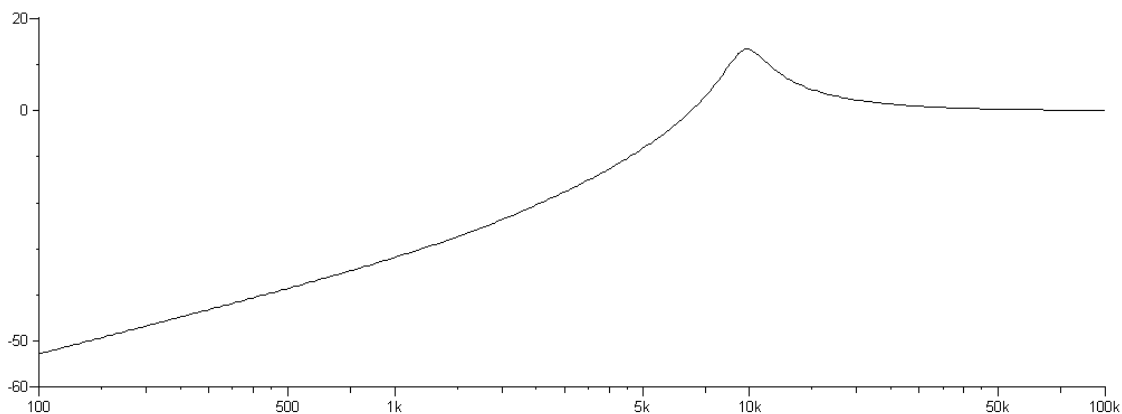
$$Q = \frac{\sqrt{CC_1R_1R_2}}{(R_1C + R_2C)}. \quad (42)$$

Vybrané hodnoty součástek pro $f=9,7\text{KHz}$, $Q=5,4$ jsou $C=1,8\text{nF}$, $C_1=150\text{nF}$, $R_1=1\text{K}\Omega$, $R_2=1\text{K}\Omega$. Spočtené nulové body jsou $n_1=0$ a $n_2=-1333$, póly jsou $p_{1,2} = -6666,67 \pm 60491,41j$. Jejich rozložení je na obrázku č. 106.



Obr. 105: Rozložení nulových bodů a pólů pro horní propust' s Prescottovou syntetickou cívkou

Kmitočtová charakteristika horní propusti je zobrazena na obrázku č. 107.

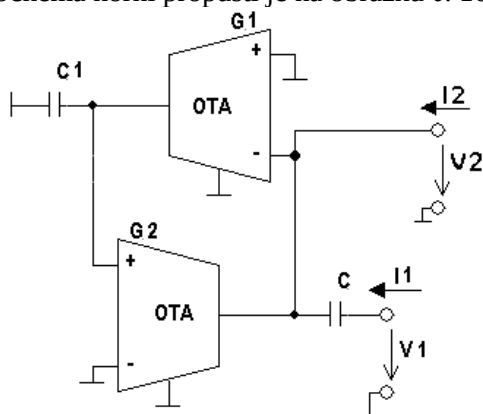


Obr. 106: Kmitočtová charakteristika horní propusti s Prescottovou syntetickou cívkou

Kvůli velkému seriovému odporu sklon charakteristiky je v nepropustném pásmu 20 dB na dekádu v blízkosti mezní frekvence je sklon prudší. Proti výše uvedené horní propusti s antóniovou syntetickou cívkou má zapojení skoro poloviční počet součástek, ale obvod se chová podobně jako obvod 1. řádu.

5.2.3 Horní propust s syntetickou cívkou realizovanou z OTA

Schéma horní propusti je na obrázku č. 108.



Obr. 107: Schéma horní propust' s OTA

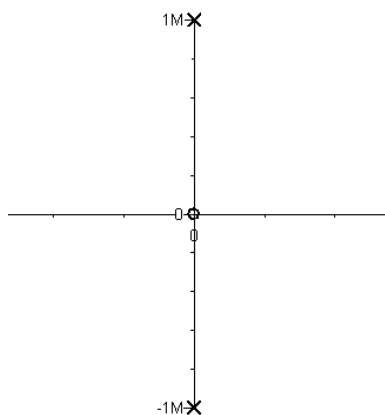
Přenos horní propusti je definován vztahem:

$$K(s) = \frac{s^2(CC_1)}{s^2(CC_1) + g_{m1}g_{m2}}, \quad (43)$$

Odvozená uhlová frekvence podle obecného přenosu horní propusti potom:

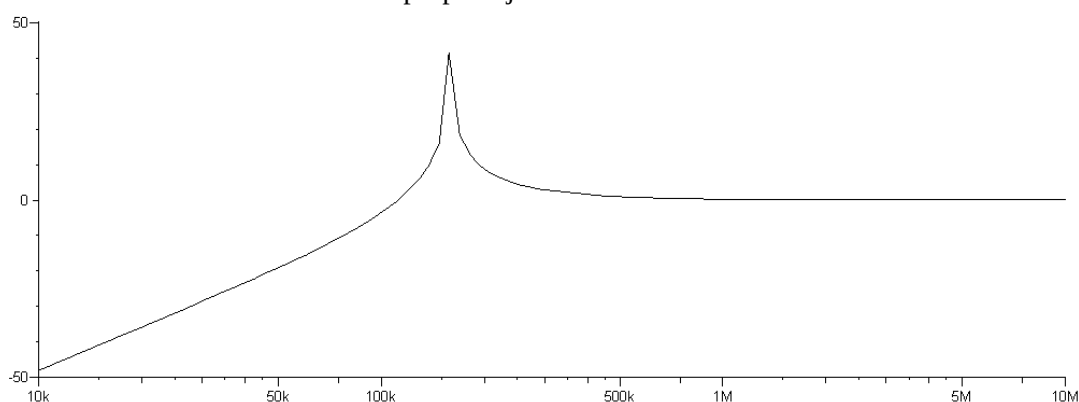
$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{CC_1}}, \quad (44)$$

Vybrané hodnoty součástek pro $f=158\text{KHz}$, jsou $C=C_1=1\mu\text{F}$, Spočtené nulové body jsou $n_1=n_2=0$, póly jsou $p_{1,2}=0 \pm 1000000j$. Jejich rozložení je na obrázku č. 109.



Obr. 108: Rozložení nulových bodů a pólů horní propusti s OTA

Kmitočtová charakteristika horní propusti je zobrazena na obrázku č. 110.



Obr. 109: Kmitočtová charakteristika horní propusti s OTA zesilovači

Sklon charakteristiky v nepropustné oblasti je 40dB na dekádu.

5.3. Dolní propusti

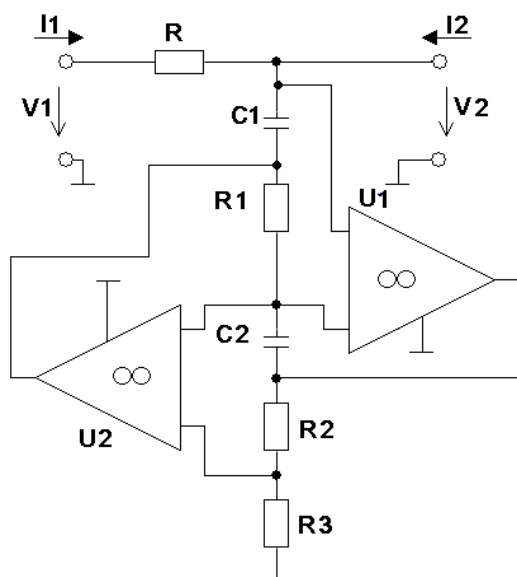
Obecný přenos dolní propusti je dán vztahem:

$$K(s) = K_0 \frac{1}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}. \quad (45)$$

Následující dolní propusti budou většinou realizovány s FDNR v příčné větvi a s odpory ve větvi podélné. Můžeme tak opět použít uzemněné syntetické prvky. Pro obvody s přímou náhradou cívky musíme použít v obvodu plovoucí syntetickou cívku. V tomto případě je použití uzemněných FDNR velmi výhodné.

5.3.1 Dolní propust' s Antóniovým FNDR

Schéma zapojení dolní propusti je na obrázku č. 111.



Obr. 110: Schéma dolní propusti s FDNR realizovaným Antoniovým obvodem

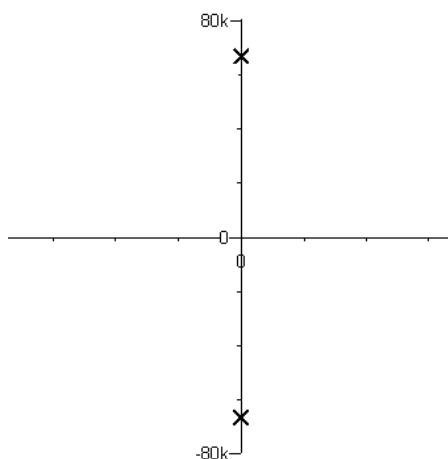
Přenos této dolní propusti je dán:

$$K(s) = \frac{R_3}{s^2(C_1 C_2 R R_1 R_2) + R_3}, \quad (46)$$

Odvozený úhlový kmitočet je potom:

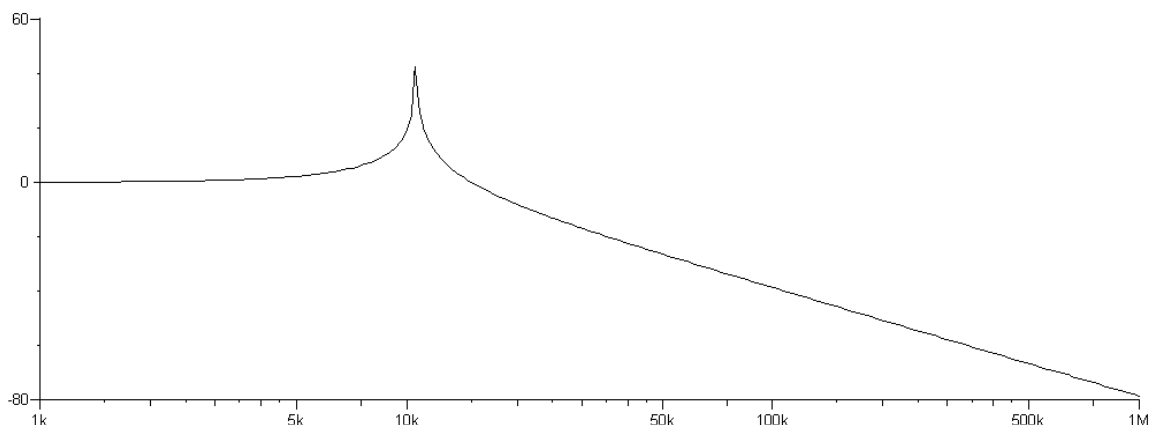
$$\omega = \sqrt{\frac{R_3}{C_1 C_2 R R_1 R_2}} \quad (47)$$

Pro mezní kmitočet 10,6KHz byli vybrány součástky $C_1=1,5\text{nF}$, $C_2=15\text{nF}$, $R=1\text{K}\Omega$, $R_1=1\text{K}\Omega$, $R_2=1\text{K}\Omega$, $R_3=100\Omega$. Vypočtené póly jsou $p_{1,2}=0 \pm 6666.667j$, jejich rozložení jde vidět na obrázku č. 112.



Obr. 111: Rozložení pólů pro dolní propust' s FDNR realizovaným Antoniovým obvodem

Kmitočtová charakteristika dolní propusti je zobrazena na obrázku č. 113.

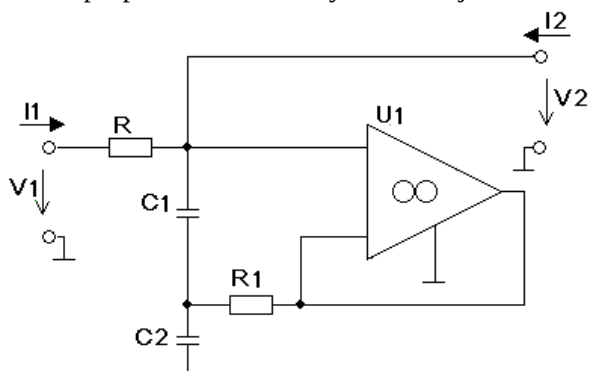


Obr. 112: Kmitočtová charakteristika dolní propusti s Antoniovým FDNR

Přenosová funkce neobsahuje lineární členy a sklon charakteristiky v nepropustné části je -40dB na dekádu. Obvod se chová stejně jako obvod složený z cívky a kondenzátoru. U tohoto obvodu lze dosáhnout velkého činitele jakosti.

5.3.2 Dolní propust' s Presscotovým FDNR

Dolní propust' s Presscotovým FDNR je zobrazena na obrázku č.114.



Obr. 113: Schéma dolní propusti s FDNR realizované Presscottovým obvodem

Jeho přenos přenosová funkce je dána:

$$K(s) = \frac{s(R_1 C_1 + R_1 C_2) + 1}{s^2(R R_1 C_1 C_2) + s(R_1 C_1 + R_1 C_2) + 1} \quad (48)$$

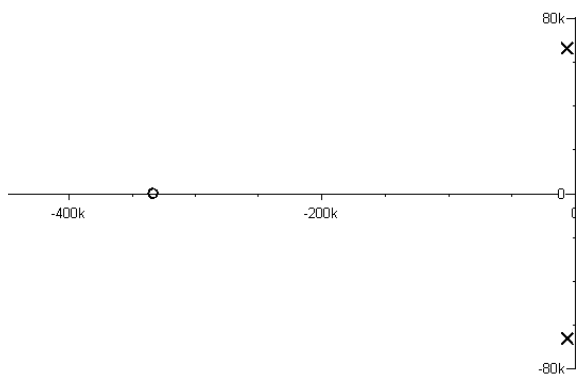
Podle obecné rovnice přenosu dolní propusti je odvozena úhlová frekvence:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R R_1 C_1 C_2}}, \quad (49)$$

a činitel jakosti je dán:

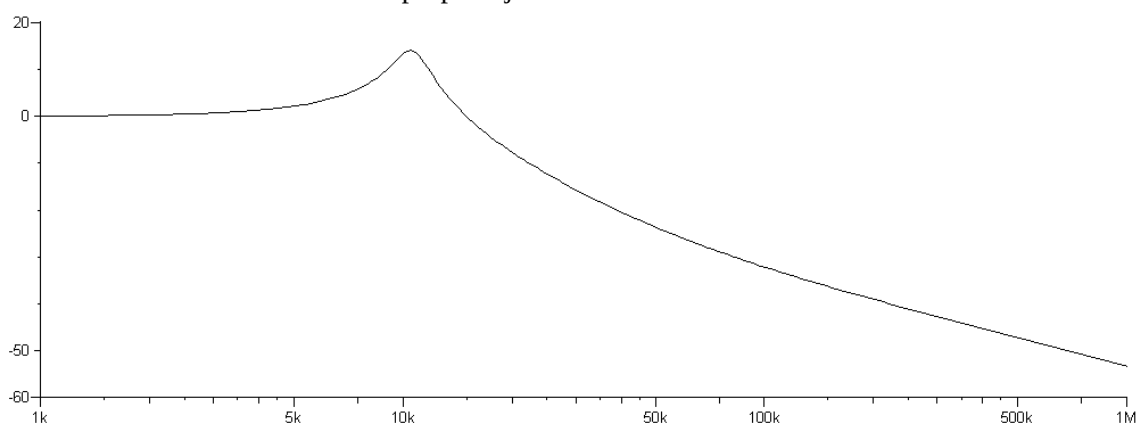
$$Q = \frac{\sqrt{R R_1 C_1 C_2}}{(R_1 C_1 + R_1 C_2)}. \quad (50)$$

Pro činitel jakosti $Q=5$ a mezní kmitočet $f=10,6\text{KHz}$ byli vybrány součástky: $C_1=15\text{nF}$, $C_2=15\text{nF}$, $R=10\text{k}\Omega$, $R_1=100\Omega$. Nulový bod je $n=-33\ 333$ a póly $p_{1,2} = -6666.667 \pm 66332.5j$. Jejich rozložení jde vidět na obrázku č. 115.



Obr. 114: Rozložení pólů a nulového bodu pro dolní propust' s FDNR realizovaný Prescottovým obvodem

Kmitočtová charakteristika dolní propusti je na obrázku č. 116.

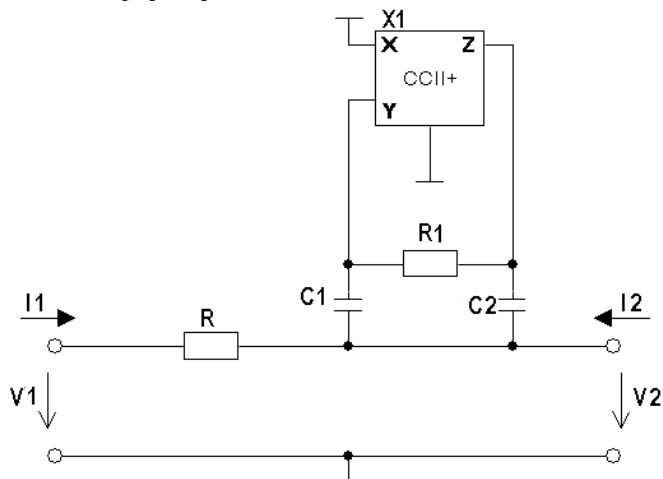


Obr. 115: Kmitočtová charakteristika dolní propusti s Prescottovým FDNR

Obvod má v nepropustné oblasti sklon -20dB na dekádu jako mají obvody 1. řádu.

5.3.3 Dolní propust' s FDNR složeného z proudového konvejeoru

Schéma zapojení je zobrazeno na obrázku č. 117.



Obr. 116: Schéma dolní propusti s FDNR z CCII+

Přenosová funkce obvodu je dána:

$$K(s) = \frac{1}{s^2(C_1 C_2 R R_1) + s(C_1 R + C_2 R) + 1}. \quad (51)$$

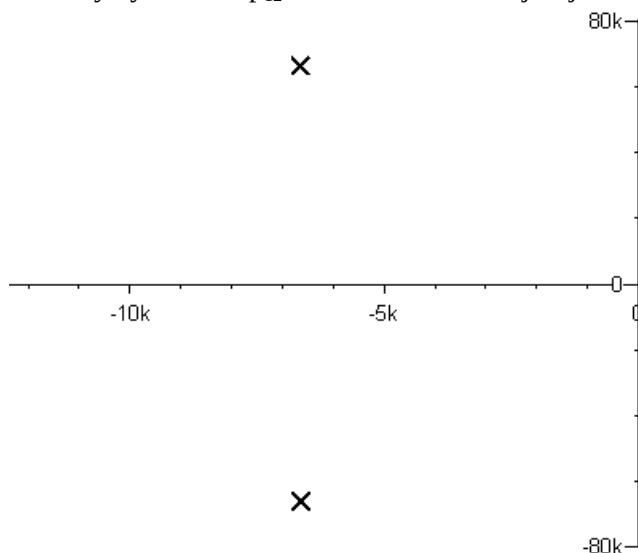
Podle obecného přenosu dolní propusti je odvozena úhlová frekvence:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{RR_1C_1C_2}}, \quad (52)$$

a činitel jakosti:

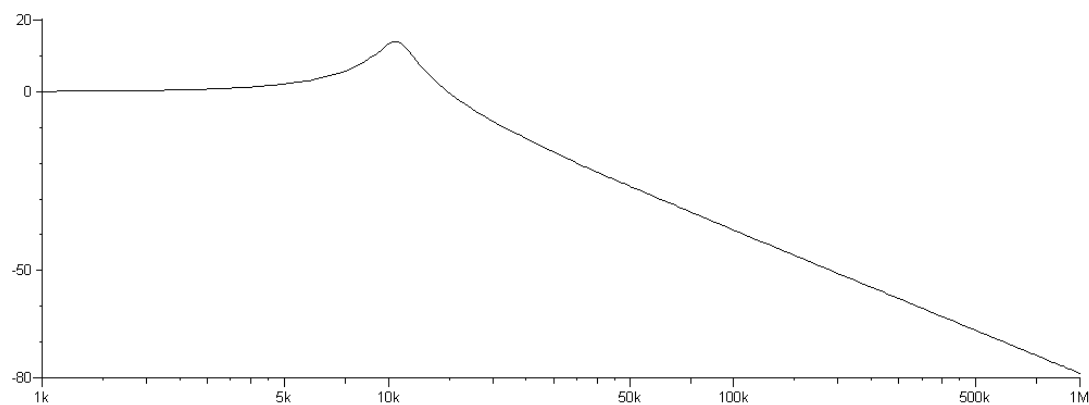
$$Q = \frac{\sqrt{RR_1C_1C_2}}{C_1R + C_2R}. \quad (53)$$

Pro hodnoty $Q=1,5$ a $f=10,6\text{KHz}$ byli vybrány součástky: $C_1=15\text{nF}$, $C_2=15\text{nF}$, $R=100\Omega$, $R_1=10\text{K}\Omega$. Póly vychází na $p_{12} = -6666.66 \pm 66332.5j$. Jejich rozložení je na obrázku č. 118.



Obr. 117: Rozložení pólů a nulového bodu dolní propusti s FDNR z CCII+

Kmitočtová charakteristika dolní propusti s proudovým konvejorem je na obrázku č. 119.



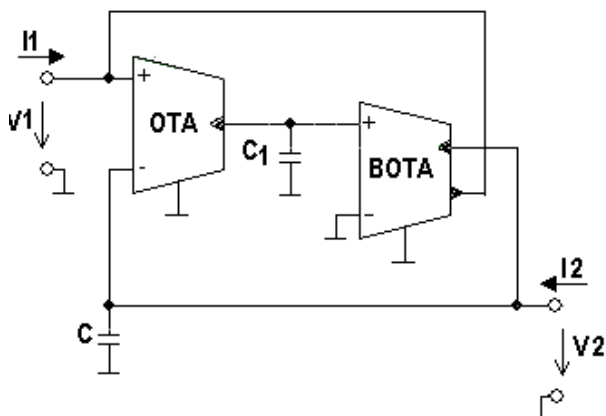
Obr. 118: Kmitočtová charakteristika dolní propusti s FDNR z CCII+

Obvod má v nepropustné oblasti sklon -40dB na dekádu.

5.3.4 Dolní propust' s plovoucí OTA-BOTA syntetickou cívkou

Dolní propust' je zobrazena na obrázku č. 120. Její přenos je dán vztahem:

$$K(s) = \frac{-g}{s^2(CC_1) - g}. \quad (54)$$

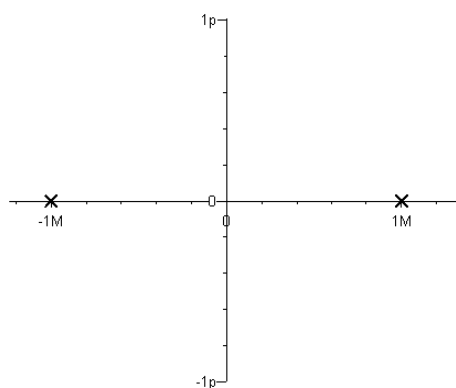


Obr. 119: Dolní propust' s plovoucí syntetickou cívkou

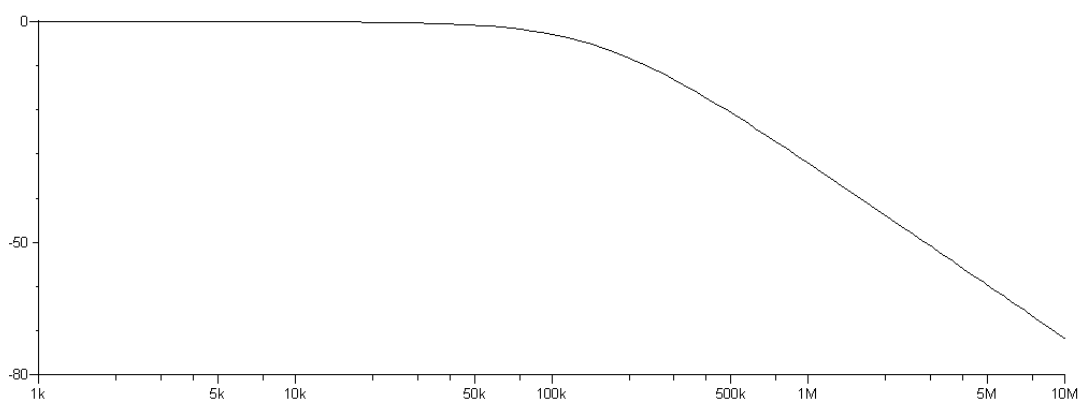
Podle obecného přenosu je odvozena úhlová frekvence:

$$\omega = \sqrt{\frac{-g}{CC_1}}. \quad (55)$$

Kmitočet je dán dvěma kondenzátory, proto je potřeba použít kondenzátory s větší kapacitou jinak budeme mít filtr na velkou mezní frekvenci. Pro simulaci jsou použity kondenzátory 1μF. Póly leží na $p_{1,2} = \pm 1000000$, Jejich rozložení je na obrázku č. 121. Závislost přenosu na kmitočtu je na obrázku č. 122.



Obr. 120: Rozložení pólů dolní propusti s plovoucí syntetickou cívkou



Obr. 121: Kmitočtová charakteristika dolní propusti s plovoucí syntetickou cívkou

5.4 Pásmové zádrže

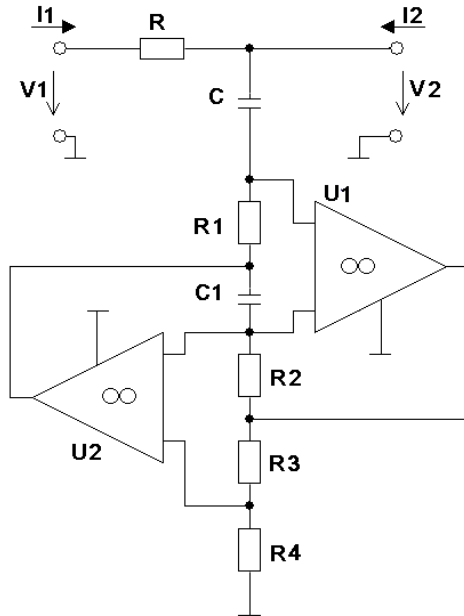
Obecný přenos pásmové zádrže je dán vztahem:

$$K(s) = K_0 \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}. \quad (56)$$

Následující pásmové zádrže jsou realizovány pomocí syntetických bloků v příčné větvi v sériovém rezonančním obvodu, který z frekvenčního spektra vybere jednu složku a tu vyzkratuje k zemi.

5.4.1 Pásmová zádrž se syntetickou Antoniovou cívkou.

Pásmová zádrž s Antoniovou syntetickou cívkou je na obrázku č. 123.



Obr. 122: Schéma zapojení pásmové zádrže s Antoniovou cívkou

Přenosová funkce je dána vztahem:

$$K(s) = \frac{s^2(CC_1R_1R_2R_4) + R_3}{s^2(CC_1R_1R_2R_4) + s(CRR_3) + R_3}. \quad (57)$$

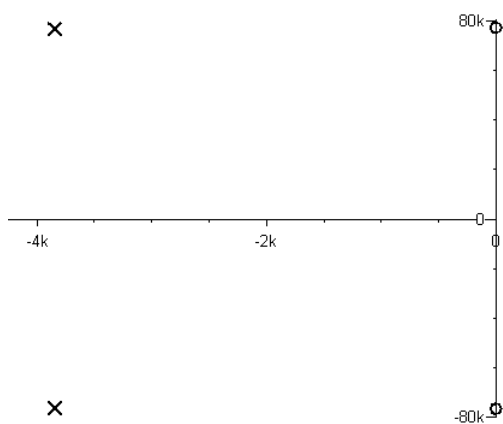
Podle přenosu obecné pásmové zádrže je odvozený úhlový kmitočet:

$$\omega = \sqrt{\frac{R_3}{CC_1R_1R_2R_4}}, \quad (58)$$

a činitel jakosti:

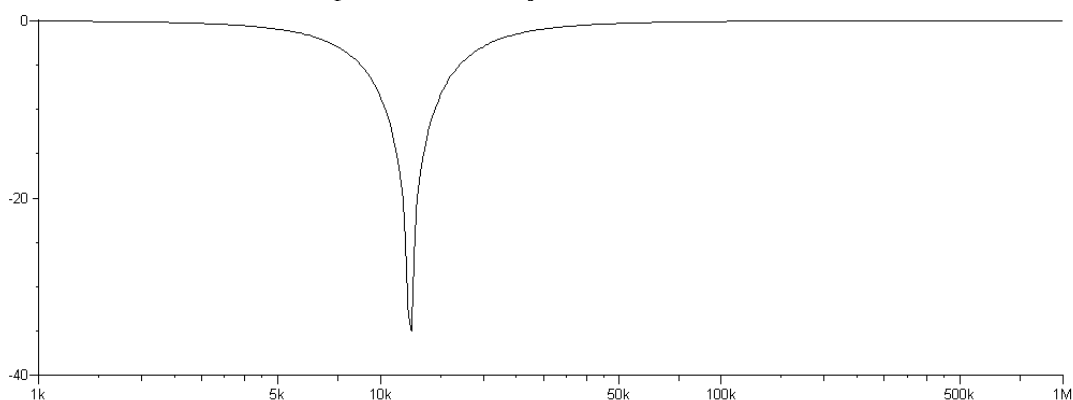
$$Q = \frac{\sqrt{C_2R_1R_2R_4}}{R \cdot \sqrt{CR_3}}. \quad (59)$$

Pro $Q=10$, $f=12,2\text{KHz}$ byly zvoleny součástky: $C=1,3\text{nF}$, $C_1=1,3\text{nF}$, $R=1\text{K}\Omega$, $R_1=100\text{K}\Omega$, $R_2=1\text{K}\Omega$, $R_3=100\text{K}\Omega$, $R_4=100\text{K}\Omega$. Nulové body vychází $n_{1,2}=0 \pm 76923,07j$ a póly $p_{1,2}= -3846,15 \pm 76826,86j$, Jejich rozložení je zobrazeno na obrázku č. 124.



Obr. 123: Rozložení nulových bodů a pólů pásmové zadržky s Antoniovou syntetickou cívkou

Kmitočtová charakteristika pásmové zadržky je na obrázku č. 125.

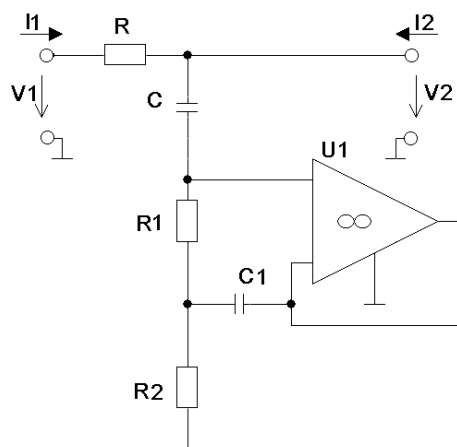


Obr. 124: Kmitočtová charakteristika pásmové zadržky s Antoniovou cívkou

S tímto obvodem se dá dosáhnout velkého činitele jakosti za cenu malého tlumení požadovaného kmitočtu.

5.4.2 Pásmová zadrž s Prescottovou syntetickou cívkou

Schéma této pásmové zadržky je na obrázku č. 126.



Obr. 125: Obvodové schéma pásmové zadržky se sériovým rezonančním obvodem s Prescottovou syntetickou cívkou

Přenosová funkce obvodu je:

$$K(s) = \frac{s^2(CC_1R_1R_2) + s(R_1C + R_2C) + 1}{s^2(CC_1R_1R_2) + s(CR + CR_1 + CR_2) + 1}. \quad (60)$$

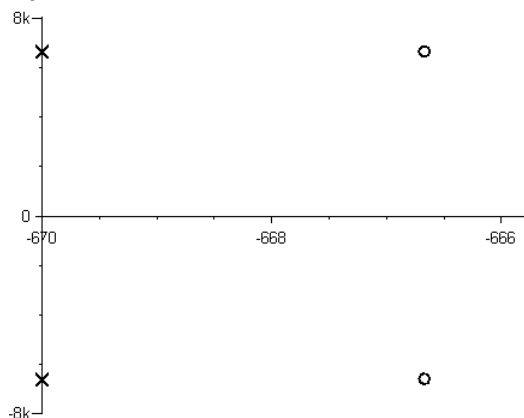
Podle obecného přenosu pásmové zadržky je odvozený úhlový kmitočet:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{CC_1R_1R_2}}, \quad (61)$$

a činitel jakosti obvodu:

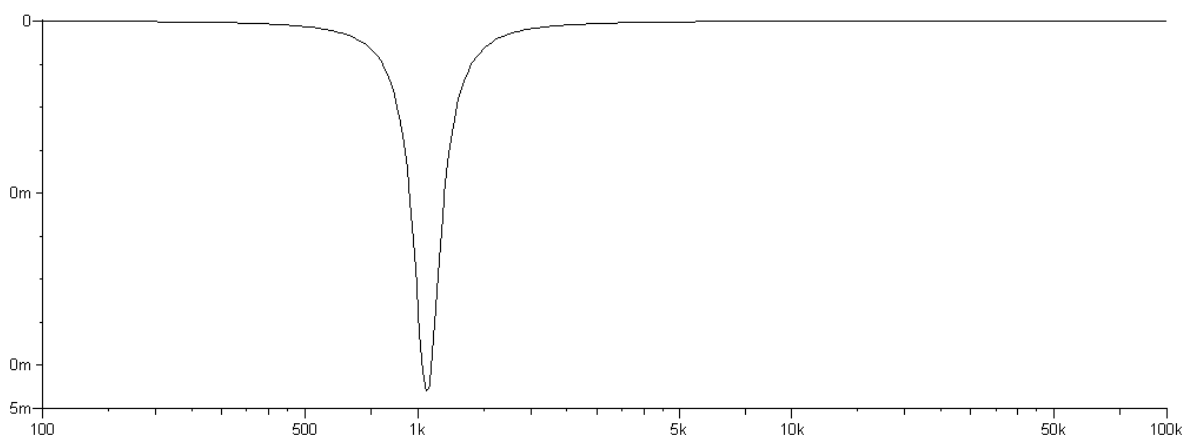
$$Q = \frac{\sqrt{CC_1R_1R_2}}{CR_1 + CR_2 + CR} \quad (62)$$

Pro $Q \approx 4,97$, $f = 1,06 \text{ KHz}$ byli vybrány součástky: $C = 1,5 \text{ nF}$, $C_1 = 150 \text{ nF}$, $R = 100 \Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Nulové body vychází $n_{1,2} = -666,67 \pm j6633,25$ a póly vychází $p_{1,2} = -670 \pm j6632,91$. Jejich rozložení je zobrazeno na obrázku č. 127.



Obr. 126: Rozložení nulových bodů a pólů pásmové zadržky s Prescottovou cívkou

Kmitočtová charakteristika je zobrazena na obrázku č. 128.

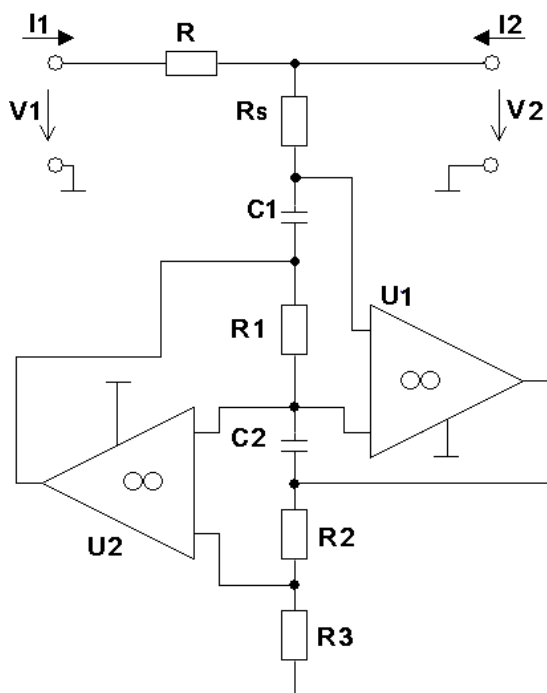


Obr. 127: Kmitočtová charakteristika pásmové zadržky s Prescottovou cívkou

Tento filtr takto navrhnutý má nepatrný útlum prakticky vůbec nefiltruje. Když bychom navrhli obvod, tak aby měl trochu solidní útlum, tak by tlumil velkou část okolního spektra kolem f_m .

5.4.4 Pásmová zadrž s FDNR realizovaného Antoniovým obvodem.

Pásmová zadrž je zobrazena na obrázku č.129.



Obr. 128: Pásmová zadrž se sériovým rezonančním obvodem s Antoniovým FDNR

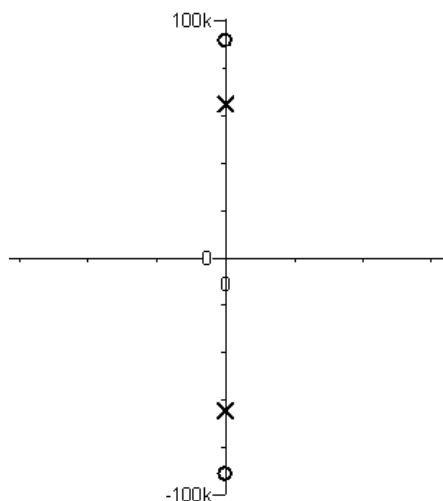
Přenosová funkce obvodu je:

$$K(s) = \frac{s^2(C_1 C_2 R_S R_1 R_2) + R_3}{s^2(C_1 C_2 R_S R_1 R_2 + C_1 C_2 R R_1 R_2) + R_3} \quad (63)$$

Podle rovnice pásmové zadrž lze odvodit vztah pro úhlovou frekvenci:

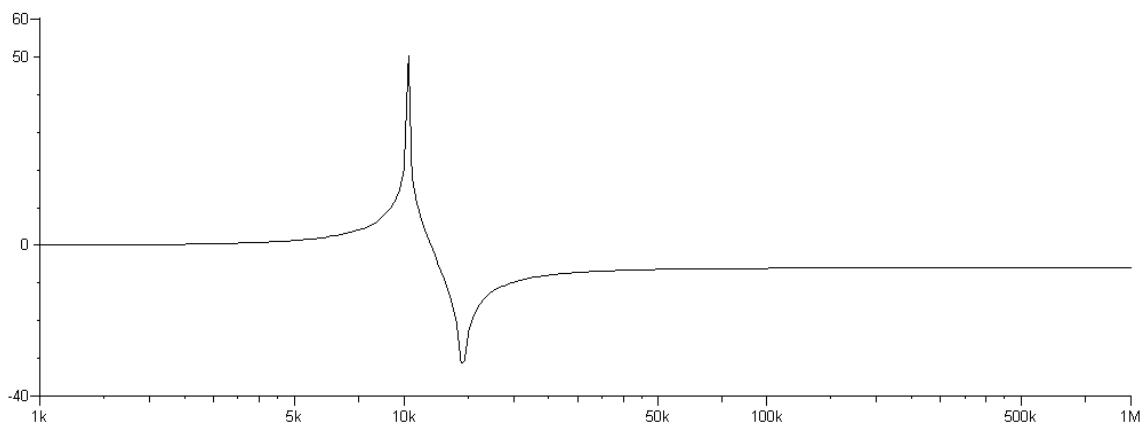
$$\omega = \sqrt{\frac{R_3}{C_1 C_2 R_S R_1 R_2 + C_1 C_2 R R_1 R_2}} \quad (64)$$

pro kmitočet $f_p = 10.2 \text{ KHz}$ byli vybrány součástky: $R = 10 \text{ K}\Omega$, $R_S = 10 \text{ K}\Omega$, $C_1 = 1.2 \text{ nF}$, $C_2 = 100 \text{ nF}$, $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 100 \Omega$, $R_3 = 100 \Omega$. Spočtené nulové body $n_{1,2} = 0 \pm 91287.1j$ a spočtené póly $p_{1,2} = 0 \pm 64549.7j$ Jejich pozice je zobrazena na obrázku č. 130. Kmitočet $f_n = 14.5 \text{ KHz}$.



Obr. 129: Rozložení nulových bodů a pólů pásmové zadrž se sériovým rezonančním obvodem s Antoniovým FDNR

Kmitočtová charakteristika pásmové zadrž je zobrazena na obrázku č.131.



Obr. 130: Kmitočtová charakteristika pásmové zadržky s Antoniovým FDNR

5.5 Pásmové propusti

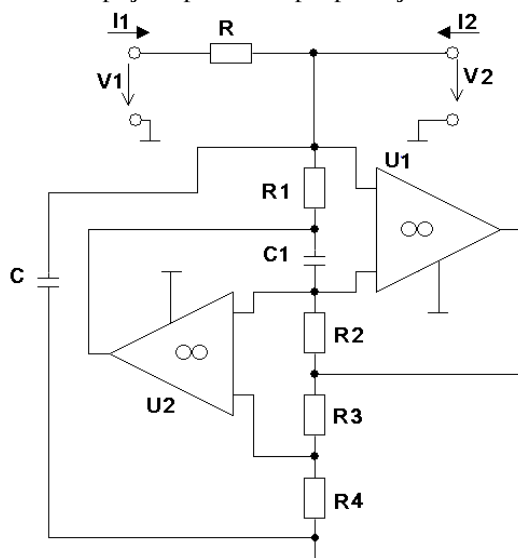
Obecný přenos pásmové propusti je dán vztahem:

$$K(s) = K_0 \frac{\frac{\omega}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega}{Q} s + \omega^2} \quad (65)$$

Pásmová propust' je realizována s paralelním rezonančním obvodem, který zabraňuje jednomu kmitočtu, aby se vyzkratoval na zem.

5.5.1 Pásmová propust' s Antoniovou syntetickou cívkou

Schéma zapojení pásmové propusti je na obrázku č. 132.



Obr. 131: Pásmová propust' s paralelním rezonančním obvodem s Antoniovou syntetickou cívkou

Přenosová funkce obvodu je:

$$K(s) = \frac{s(C_1 R_1 R_2 R_4)}{s^2 (C C_1 R R_1 R_2 R_4) + s(C_1 R_1 R_2 R_4) + R R_3} \quad (66)$$

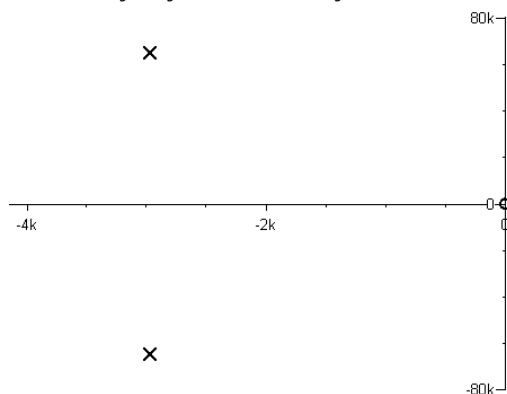
Podle obecné rovnice přenosu pásmové propusti byla odvozena úhlová frekvence:

$$\omega = \sqrt{\frac{R_3}{C C_1 R_1 R_2 R_4}} \quad (67)$$

a činitel jakosti obvodu:

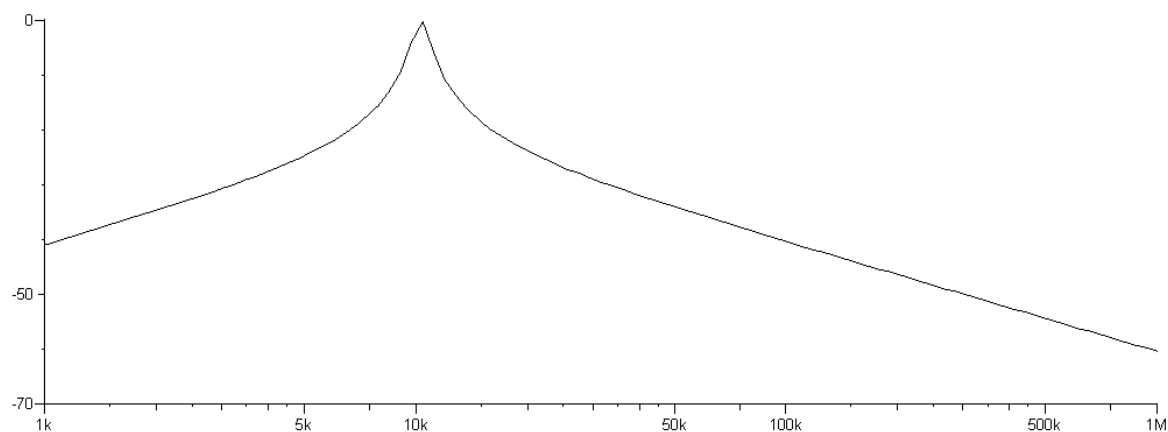
$$Q = \frac{R \cdot \sqrt{C R_3}}{\sqrt{C_1 R_1 R_2 R_4}} \quad (68)$$

Pro $Q=10,6$ a $f=10\text{kHz}$ byli vybrány součástky: $C=5.1\text{nF}$, $C_1=5.1\text{nF}$, $R=33\text{k}\Omega$, $R_1=1\text{k}\Omega$, $R_2=9.1\text{k}\Omega$, $R_3=1\text{k}\Omega$, $R_4=1\text{k}\Omega$. Nulový bod se nachází v nule a spočtené póly jsou $p_{1,2} = -1063.83 \pm 67274.1j$. Jejich rozložení je zobrazeno na obrázku č. 133.



Obr. 132: Rozložení nulových bodů a pólů pásmové propusti s Antoniovou syntetickou cívkou

Kmitočtová charakteristika je na obrázku č. 134.

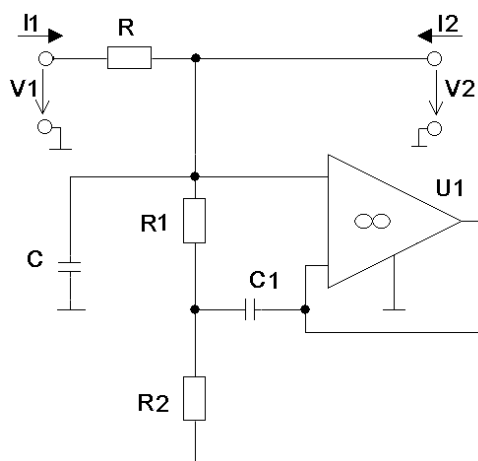


Obr. 133: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti s Antoniovou cívkou

V nepropustných pásmech má charakteristika sklon $\pm 20\text{dB}$ na dekádu.

5.5.2 Pásmová propust' s Prescottovou syntetickou cívkou

Schéma zapojení pásmové propusti je na obrázku č. 135.



Obr. 134: Na obrázku je pásmová propust' s Prescottovou syntetickou cívkou

Přenosová funkce obvodu je:

$$K(s) = \frac{s(C_1 R_1 R_2) + R_1 + R_2}{s^2(CC_1 R R_1 R_2) + s(C R R_1 + C_1 R_1 R_2 + C R R_2) + R + R_1 + R_2} \quad (69)$$

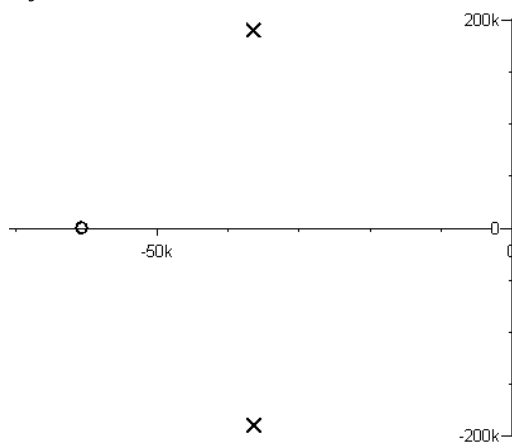
Podle obecné rovnice byla odvozena úhlová frekvence ω :

$$\omega = \sqrt{\frac{R + R_1 + R_2}{CC_1 R R_1 R_2}}, \quad (70)$$

a činitel jakosti Q:

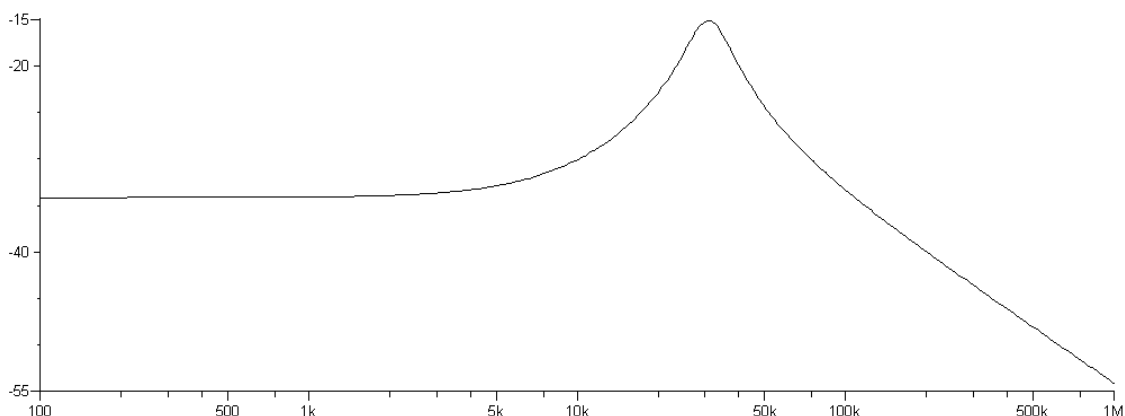
$$Q = \frac{\sqrt{(R + R_1 + R_2) \cdot (CC_1 R R_1 R_2)}}{(C R R_1 + C R R_2 + C_1 R_1 R_2)}. \quad (71)$$

Pro $f=31\text{KHz}$ a činitel jakosti $Q=2,6$ byli vybrány součástky: $C=8,2\text{nF}$, $C_1=330\text{nF}$, $R=10\text{K}\Omega$, $R_1=100\Omega$, $R_2=100\Omega$. Nulový bod se nachází $n=-60606,06$ a póly $p_{1,2}=-36400 \pm 190706j$, jejich rozložení je zobrazeno na obrázku č. 136.



Obr. 135: Rozložení pólů a nulového bodu pásmové propusti s Prescottovou syntetickou cívkou

Kmitočtová charakteristika je zobrazena na obrázku č. 137.

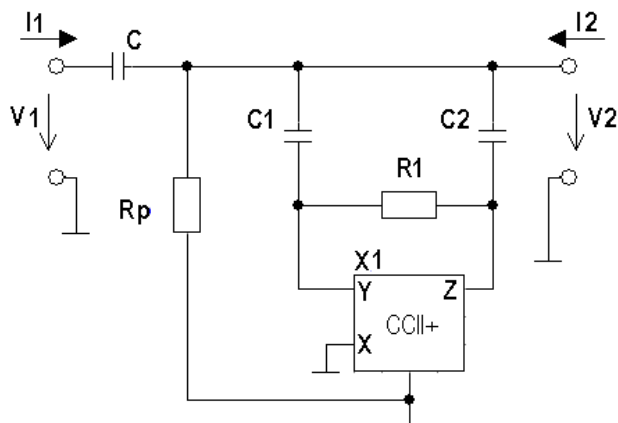


Obr. 136: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti s Prescottovou syntetickou cívkou

Sklon charakteristiky na vyšších frekvencích, než je propouštěná je -20dB na dekádu, pro kmitočty menší než je propouštěná tlumí kmitočty konstantně asi na -34 dB. Samotná propouštěná frekvence je tlumena 15dB. Šířka pásma pro pokles o 3dB je $B_{3dB}=11.6\text{KHz}$.

5.5.3 Pásmová propust s FDNR složeného z CCII+

Schéma zapojení pásmové propusti je na obrázku č. 138.



Obr. 137: Pásmová propust' s FDNR z CCII+

Přenosová funkce obvodu je:

$$K(s) = \frac{s(CR_p)}{s^2(R_p R_1 C_1 C_2) + s(CR_p + C_1 R_p + C_2 R_p) + 1} \quad (72)$$

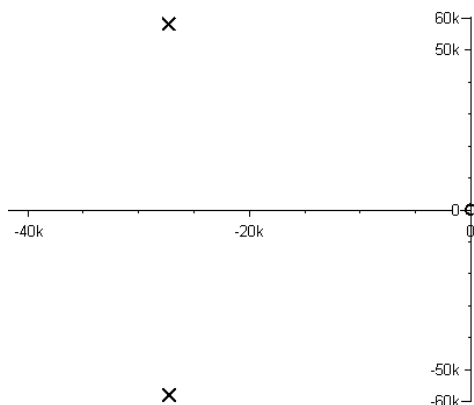
Podle obecné rovnice přenosu pásmové propusti byla odvozena rovnice pro ω :

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{R_p R_1 C_1 C_2}} \quad (73)$$

a činitel jakosti Q:

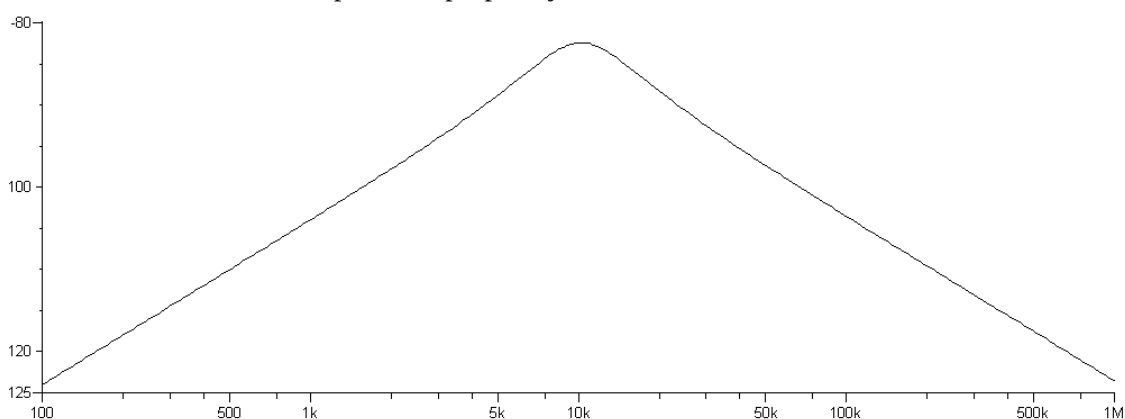
$$Q = \frac{\sqrt{R_p R_1 C_1 C_2}}{(CR_p + C_1 R_p + C_2 R_p)}. \quad (74)$$

Pro propustný kmitočet $f = 10,2\text{KHz}$ a $Q = 1,17$ byli vybrány součástky: $C = 10\text{pF}$, $C_1 = 110\text{nF}$, $C_2 = 22\text{nF}$, $R_p = 100\Omega$, $R_1 = 1\text{K}\Omega$. Nulový bod je potom v nule a póly $p_{1,2} = -27274,8 \pm 58209,25j$. Jejich rozložení je na obrázku č. 139.



Obr. 138: Rozložení pólů a nulového bodu pásmové zadržky s FDNR s CCII+

Kmitočtová charakteristika pásmové propusti je zobrazena na obrázku č. 140.



Obr. 139: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti s FDNR z CCII+

Výše uvedené filtry se syntetickými bloky jsou simulovány jako filtry s ideálními součástkami. Jenže syntetické cívky nepracují jako ideální cívky v celém kmitočtovém spektru, ale jen v určitém pásmu. Jde to vidět na samotných simulacích syntetických cívek a potom taky na obvodech, co je obsahují. Na obrázku č. 141 je vidět přenosovou charakteristiku dolní propusti s obyčejnou cívkou a kondenzátorem a dolní propust s Antoniovým FDNR a rezistorem.



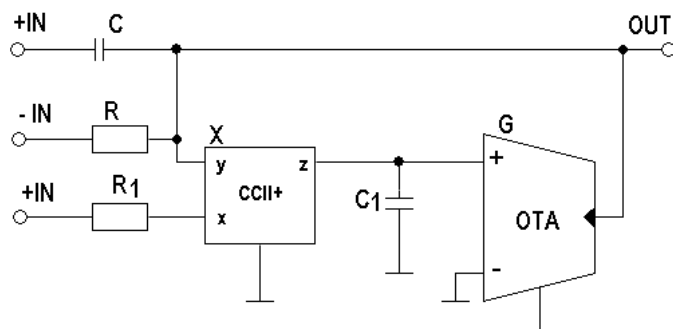
Obr. 140: Přenosová charakteristika dolních propustí LC (přerušovaná) a FDNR+R (plná)

5.6 Všeprupustný článek

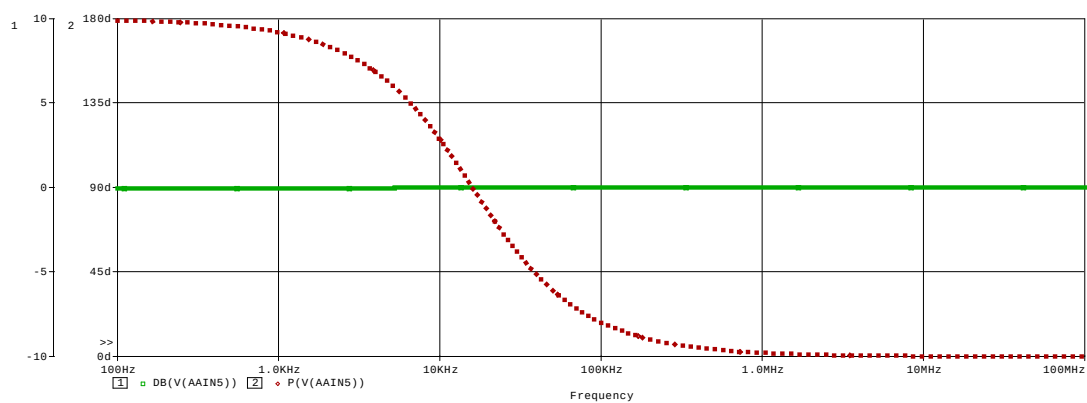
Přenos všeprupustného článku je definován podobně jako obecný přenos bikvadu:

$$K(s) = K_0 \frac{s^2 - \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}. \quad (75)$$

Schéma zapojení jednoho všepropustného článku je na obrázku č. 142. Je zapotřebí ho napájet na třech svorkách. Jeho přenosová funkce a fáze je zobrazena na obrázku č. 143.



Obr. 141: Všepropustný článek složený z CCII+ a OTA zesilovače



Obr. 142: Přenosová funkce přenosu (plná) a její fáze (přerušovaná) v závislosti na kmitočtu všepropustného článku.

6. Měření

6.1 Měření filtrů

6.1.1 Měření dolní propusti s CCII+

Měřil jsem stejné zapojení jako je v kapitole 5.3.3

Použité součástky pro simulaci v PSpice a realizaci byli: $R=R_1=390\Omega$, $C_1=100\text{nF}$, $C_2=33\text{nF}$.

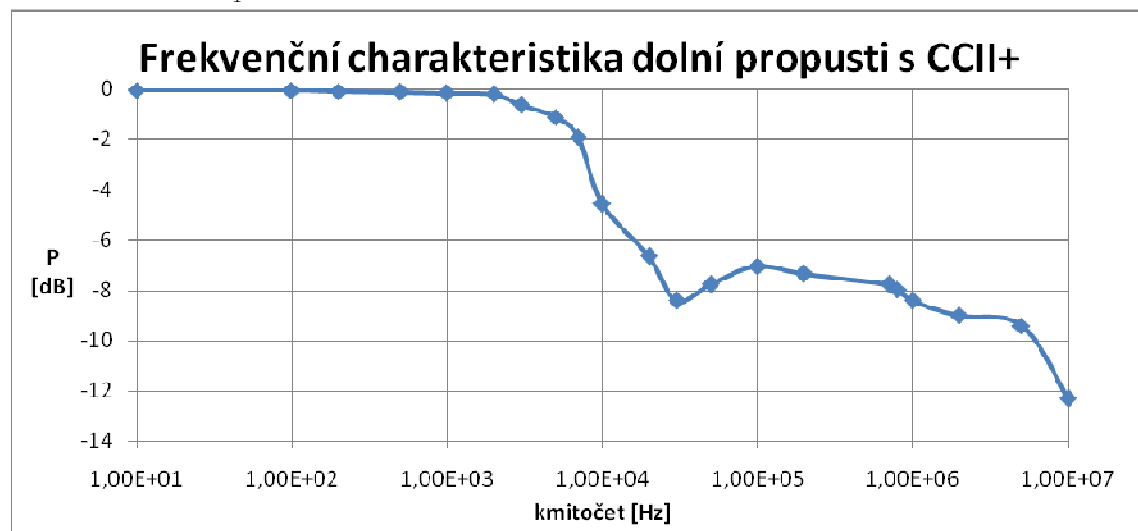
Tabulka naměřených hodnot je tabulka č. 2. Naměřená frekvenční charakteristika je na obrázku č. 144 a odsimulovaná kmitočtová charakteristika je na obrázku č. 145.

f	Hz	10	100	200	500	1000	2000	3000	5000	7000	10000	20000
u1	mV	198	198	198	198	198	198	198	198	198	198	198
u2	mV	197	197	196	195	194	193	184	174	159	117	92
A	dB	-0,04	-0,04	-0,09	-0,13	-0,18	-0,22	-0,64	-1,12	-1,91	-4,57	-6,66
f	Hz	30000	50000	1,E+05	2,E+05	7,E+05	8,E+05	1,E+06	2,E+06	5,E+06	1,E+07	2,E+07
u1	mV	198	198	198	198	198	198	198	198	198	198	198
u2	mV	75	81	88	85	81	79	75	70	67	48	31
A	dB	-8,43	-7,76	-7,04	-7,34	-7,76	-7,98	-8,43	-9,03	-9,41	-12,31	-16,11

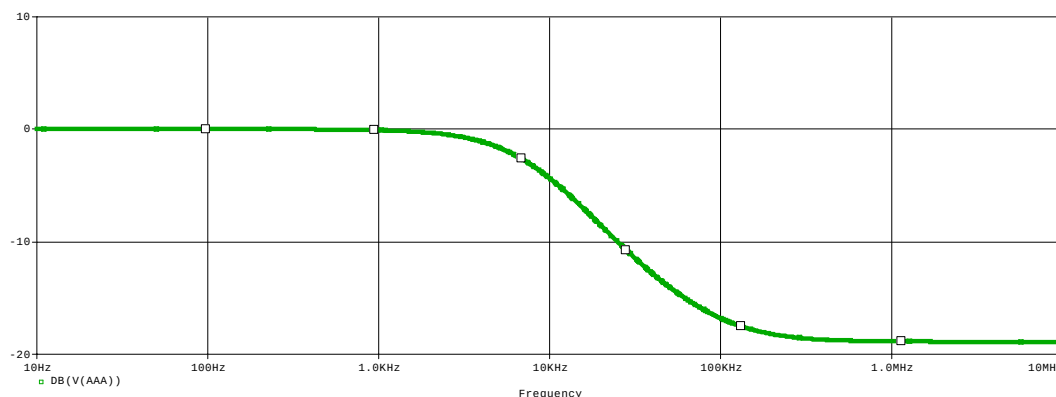
Tabulka 2: Výsledky měření dolní propusti s CCII+

Příklad výpočtu:

$$A[\text{dB}] = 20 \cdot \log \frac{u_2}{u_1} = 20 \cdot \log \frac{198}{197} = -0,04\text{dB}$$



Obr. 143: Graf naměřené frekvenční charakteristiky dolní propusti s CCII+



Obr. 144: Graf odsimulované dolní propusti s CCII+ v PSpice

6.1.3 Měření pásmové zadrž s CCII+

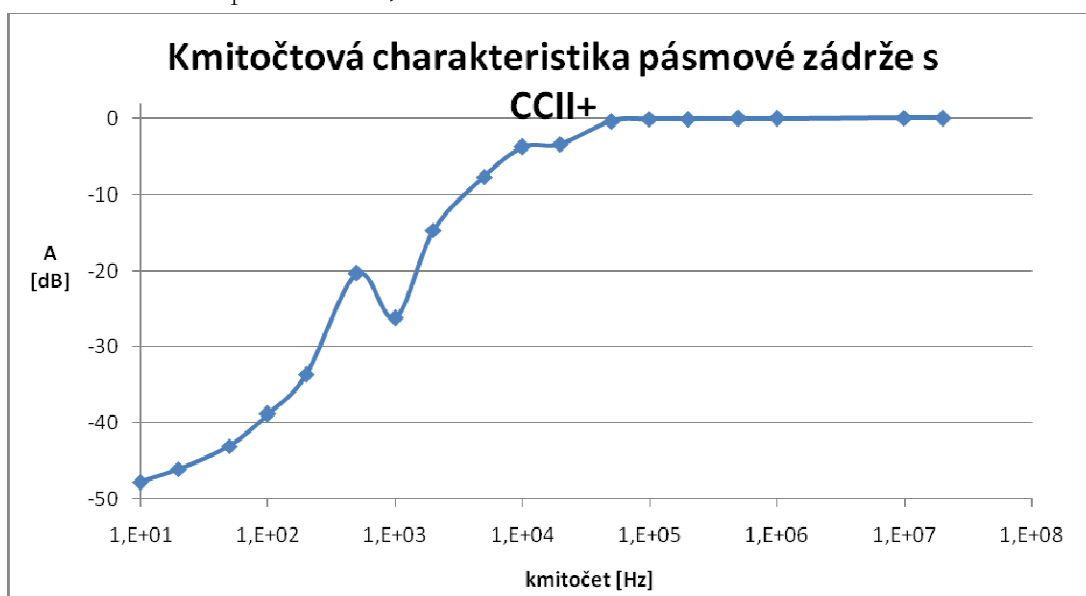
Pro měření a simulaci v PSpice byli použity součástky $C_1=C_2=10\text{nF}$, $C=1\text{nF}$, $R_1=1\text{M}\Omega$, $R=1\text{K}\Omega$. Tabulka naměřených hodnot je tabulka č. 3. Na obrázku č. 146 je naměřená přenosová funkce a na obrázku č. 147 je přenosová funkce odsimulovaná v PSpice.

f	[Hz]	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000
u1	mV	542	557	567	567	559	555	555	551	543
u2	mV	2,23	2,78	4	6,5	11,6	53,2	27,2	102	224
A	dB	-47,71	-46,04	-43,03	-38,81	-33,66	-20,37	-26,19	-14,65	-7,69
f	[Hz]	10000	20000	50000	100000	200000	500000	1E+06	1,E+07	2,E+07
u1	mV	525	505	494	490	489	487	479	469	347
u2	mV	342	342	474	484	486	486	479	471	348
A	dB	-3,72	-3,39	-0,36	-0,11	-0,05	-0,02	0,00	0,04	0,02

Tabulka 3: Tabulka naměřených hodnot pásmové zadrž

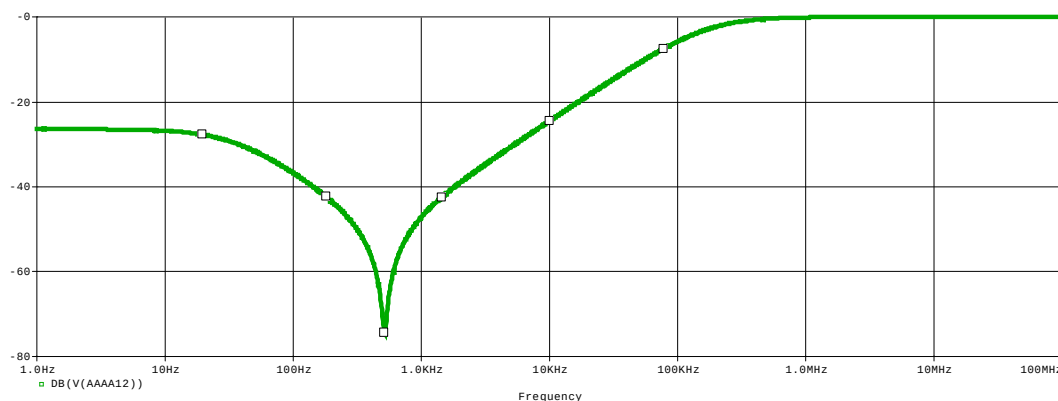
Vzor výpočtu přenosu:

$$A[\text{dB}] = 20 \cdot \log \frac{u_2}{u_1} = 20 \cdot \log \frac{542}{2,23} = -47,71\text{dB}$$



Obr. 145: Naměřená přenosová funkce pásmové zadrž

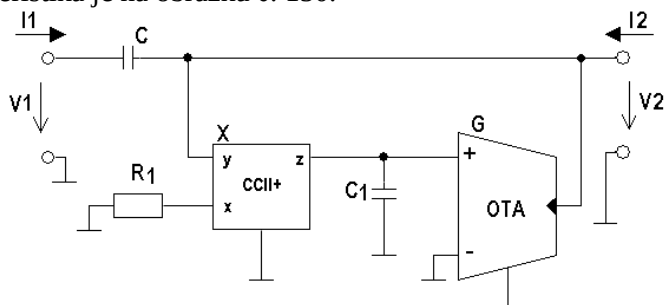
Naměřená pásmová propust' se chová spíše jako horní propust' a má na nízkých kmitočtech velký útlum. Odsimulovaná pásmová zadrž na nízkých kmitočtech také vykazuje útlum, ale ne tak veliký.



Obr. 146: Odsimulovaná přenosová funkce pásmové zádrže

6.1.4 Měření horní propusti s CCII+ a OTA

Schéma zapojení je na obrázku č. 148, zapojení je převzaté z [5]. Použité součástky pro simulaci v PSpice a realizaci byli: $R_1=1k\Omega$, $C_1=C=100nF$. Tabulka naměřených hodnot je tabulka č. 4. Naměřená frekvenční charakteristika je na obrázku č. 149 a odsimulovaná kmitočtová charakteristika je na obrázku č. 150.



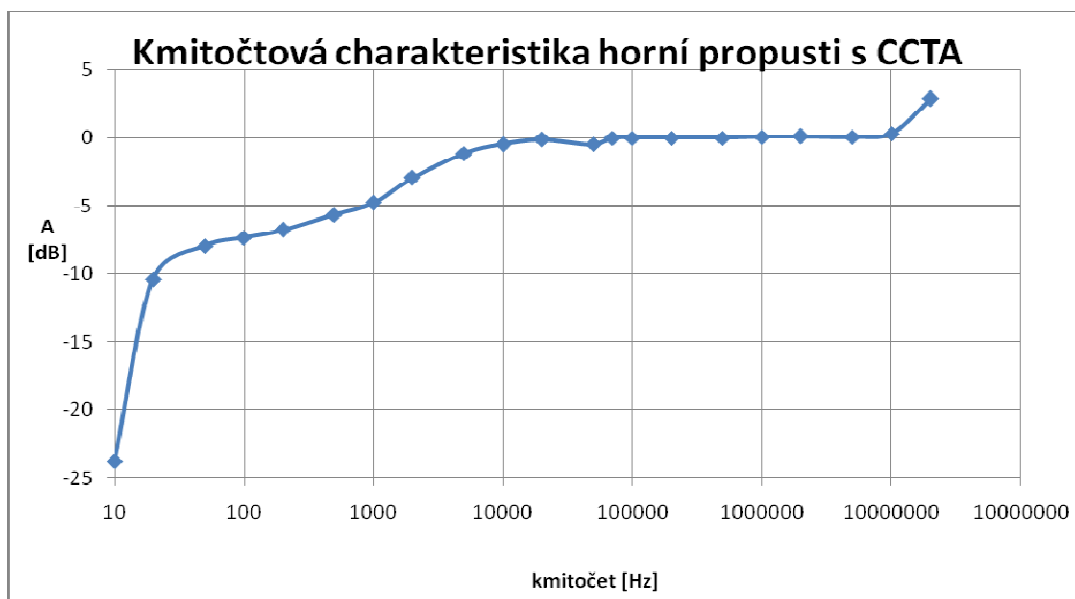
Obr. 147: Horní propust' s CCII+ a OTA

f	Hz	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	1,E+04	2,E+04
u1	V	1,54	1,59	1,62	1,625	1,59	1,57	1,56	1,54	1,53	1,5	1,47
u2	V	0,1	0,48	0,65	0,7	0,73	0,82	0,9	1,1	1,34	1,42	1,45
A	dB	-23,75	-10,40	-7,93	-7,32	-6,76	-5,64	-4,78	-2,92	-1,15	-0,48	-0,12
f	Hz	5,E+04	7,E+04	1,E+05	2,E+05	5,E+05	1,E+06	2,E+06	5,E+06	1,E+07	2,E+07	
u1	V	1,53	1,48	1,43	1,4	1,32	1,28	1,29	1,28	1,34	0,9	
u2	V	1,45	1,48	1,43	1,4	1,32	1,29	1,31	1,29	1,39	1,25	
A	dB	-0,47	0,00	0,00	0,00	0,00	0,07	0,13	0,07	0,32	2,85	

Tabulka 4: Tabulka naměřených hodnot pro horní propust s CCII a OTA

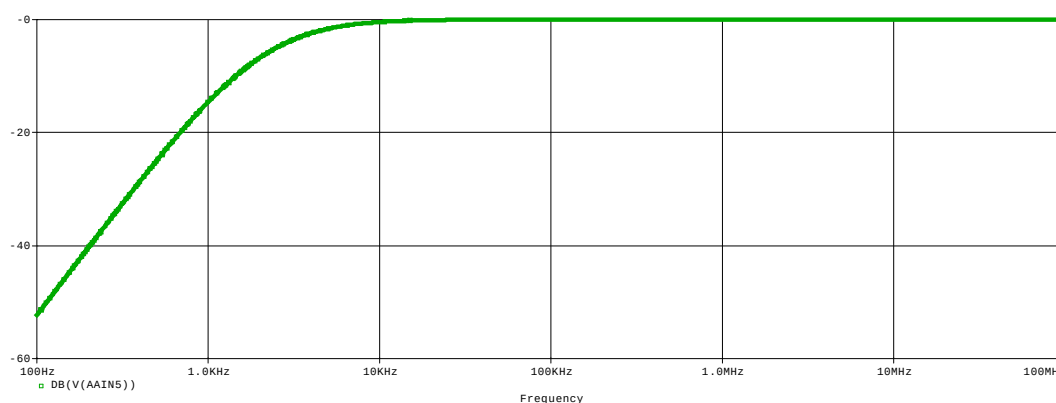
Příklad výpočtu:

$$A[dB] = 20 \cdot \log \frac{u_2}{u_1} = 20 \cdot \log \frac{0,1}{1,54} = -23,75dB$$



Obr. 148: Kmitočtová charakteristik naměřené horní propusti

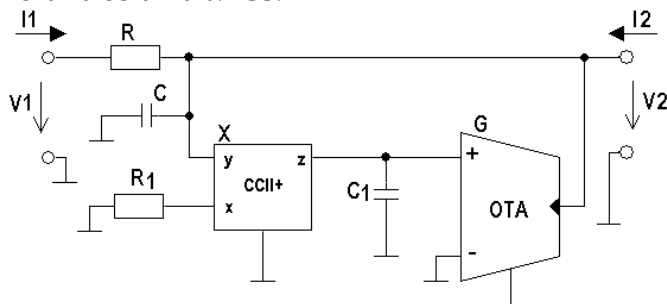
Útlum horní propusti na nízkých kmitočtech nebyl konstantní a v simulaci se nepropustné pásmo lépe tlumilo. Kmitočty, které propouštět má propouští dobře.



Obr. 149: Kmitočtová charakteristika simulovaná v PSpice

6.1.5 Pásmová propust' s CCII+ a OTA

Schéma zapojení je na obrázku č. 151, schéma je převzaté z [5]. Použité součástky pro simulaci v PSpice a realizaci byli: $R_1=1\text{k}\Omega$, $C_1=C=10\text{nF}$. Tabulka naměřených hodnot je tabulka č. 5. Naměřená frekvenční charakteristika je na obrázku č. 152 a odsimulovaná kmitočtová charakteristika je zobrazena na obrázku č. 153.

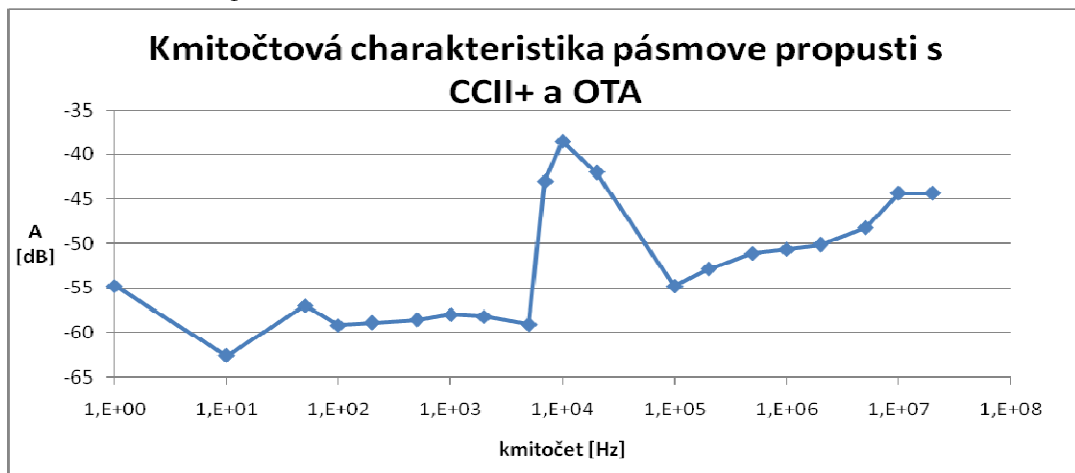


Obr. 150: Pásmová propust' složená z CCII+ a OTA zesilovače

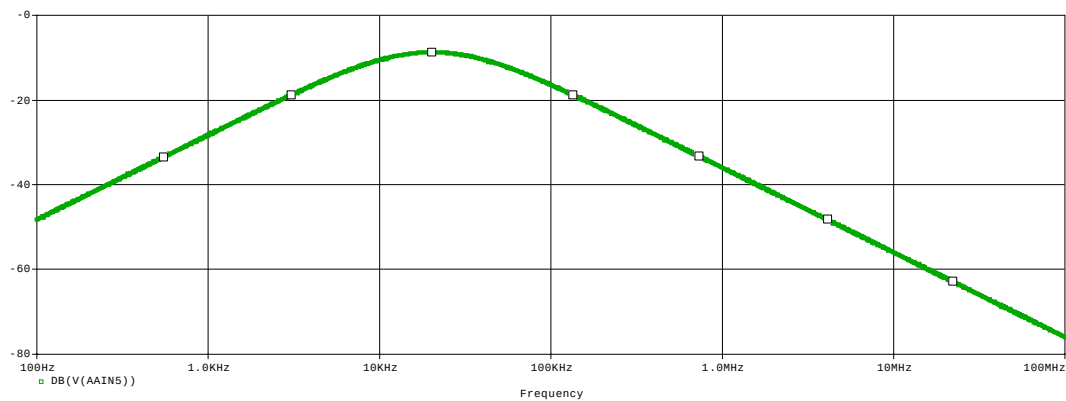
f	[Hz]	1	10	50	100	200	500	1000	2000	5000	7,E+03
u1	mV	220	542	565	564	555	551	531	550	549	550
u2	mV	0,4	0,4	0,8	0,62	0,63	0,65	0,67	0,68	0,61	3,9
A	dB	-54,81	-62,64	-56,98	-59,178	-58,899	-58,56	-57,98	-58,16	-59,08	-42,986
f	[Hz]	1,E+04	2,E+04	1,E+05	2,E+05	5,E+05	1,E+06	2,E+06	5,E+06	1,E+07	2,E+07
u1	mV	550	519	548	530	548	547	546	544	559	578
u2	mV	6,5	4,1	1	1,2	1,53	1,61	1,7	2,1	3,4	3,5
A	dB	-38,55	-42,05	-54,78	-52,902	-51,082	-50,62	-50,135	-48,27	-44,32	-44,357

Tabulka 5: Tabulka naměřených hodnot pásmové propusti

$$A[dB] = 20 \cdot \log \frac{u_2}{u_1} = 20 \cdot \log \frac{0,4}{220} = -54,81dB$$



Obr. 151: Naměřená charakteristika pásmové propusti s CCII+ a OTA



Obr. 152: Odsimulovaná charakteristika pásmové propusti s CCII+ a OTA

Naměřená charakteristika je více úzkopásmová než odsimulovaná, ale propouštěnou frekvenci hodně tlumí. Možná s menšími kroky měření by se dosáhlo lepšího přenosu.

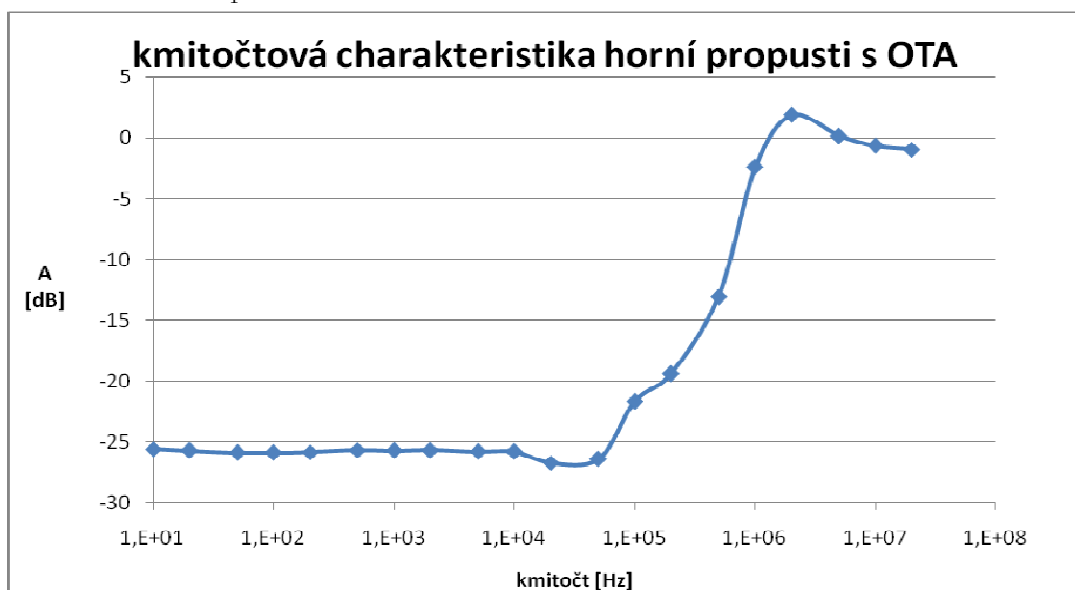
6.1.6 Měření horní propusti s OTA

Zapojení je stejné jako v kapitole 5.2.3. Použité součástky pro simulaci v PSpice a realizaci byli: $C_1=C=10nF$. Tabulka naměřených hodnot je tabulka č. 6. Naměřená frekvenční charakteristika je na obrázku č. 154 a odsimulovaná kmitočtová charakteristika je zobrazena na obrázku č. 155.

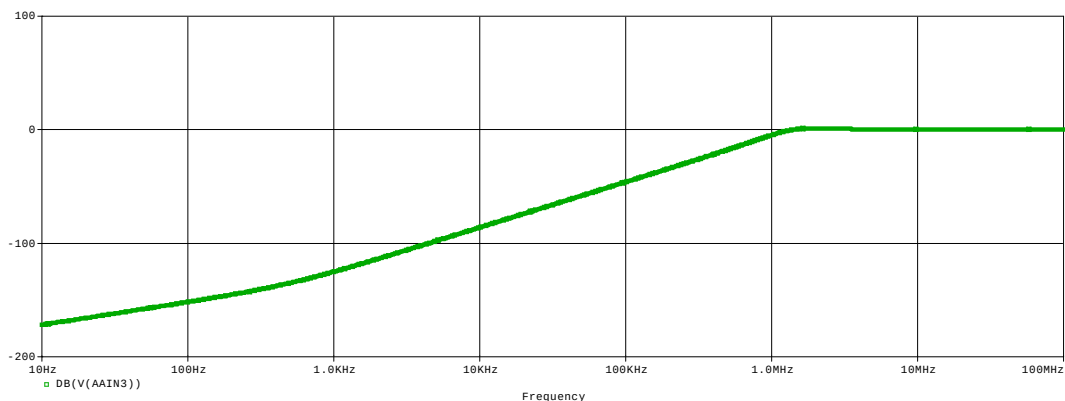
f	[Hz]	10	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000
u1	mV	550	559	570	571	568	555	559	557	544	526
u2	mV	29	29	29	29	29	29	29	29	28	27
A	dB	-25,56	-25,7	-25,87	-25,885	-25,839	-25,64	-25,7	-25,67	-25,77	-25,792
f	[Hz]	20000	50000	1E+05	200000	500000	1,E+06	2,E+06	5,E+06	1,E+07	2,E+07
u1	mV	455	292	170	93	45	33	29	53	171	553
u2	mV	21	14	14	10	10	25	36	54	159	495
A	dB	-26,72	-26,39	-21,69	-19,37	-13,064	-2,411	1,8781	0,1624	-0,632	-0,9624

Tabulka 6: Tabulka naměřených hodnot horní propusti

$$A[\text{dB}] = 20 \cdot \log \frac{u_2}{u_1} = 20 \cdot \log \frac{550}{29} = -25,56 \text{ dB}$$



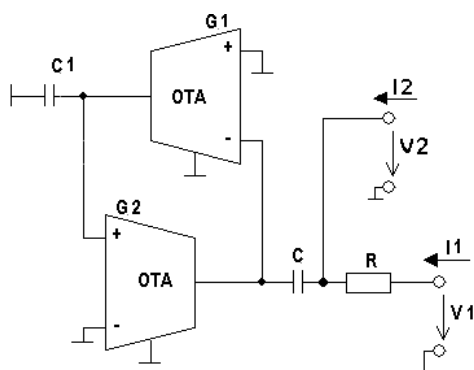
Obr. 153: Naměřená horní propust



Obr. 154: Odsimulovaná horní propust v PSpice

6.1.7 Měření pásmové propusti s OTA zesilovači

Zapojení je zobrazeno na obrázku č. 156. Použité součástky pro simulaci v PSpice a realizaci byli: $C_1=C=100\text{nF}$. Tabulka naměřených hodnot je tabulka č. 7. Naměřená frekvenční charakteristika je na obrázku č. 157 a odsimulovaná kmitočtová charakteristika je zobrazena na obrázku č. 158.

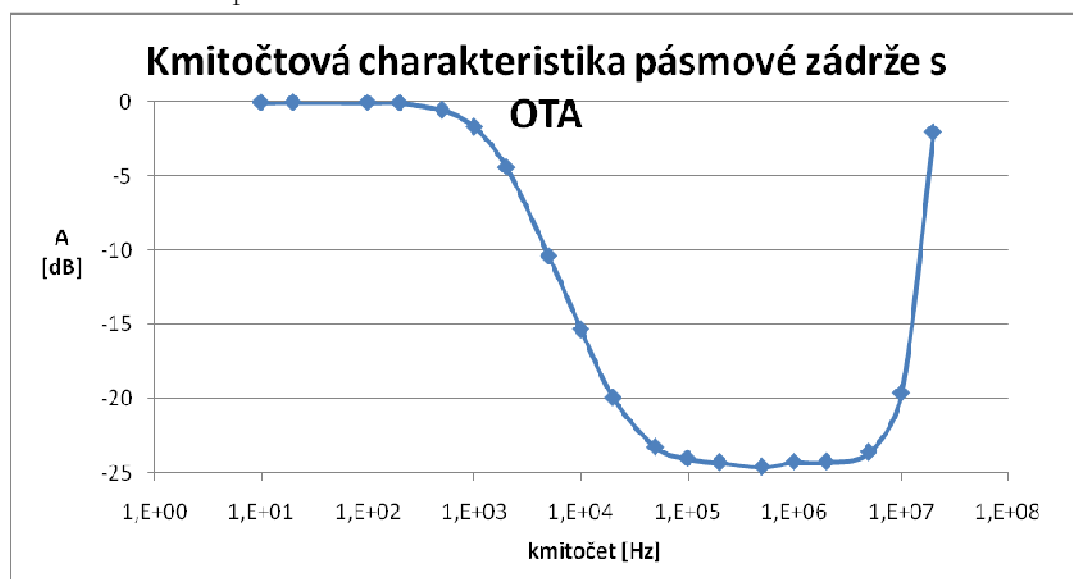


Obr. 155: Schéma pásmové zadržky s OTA

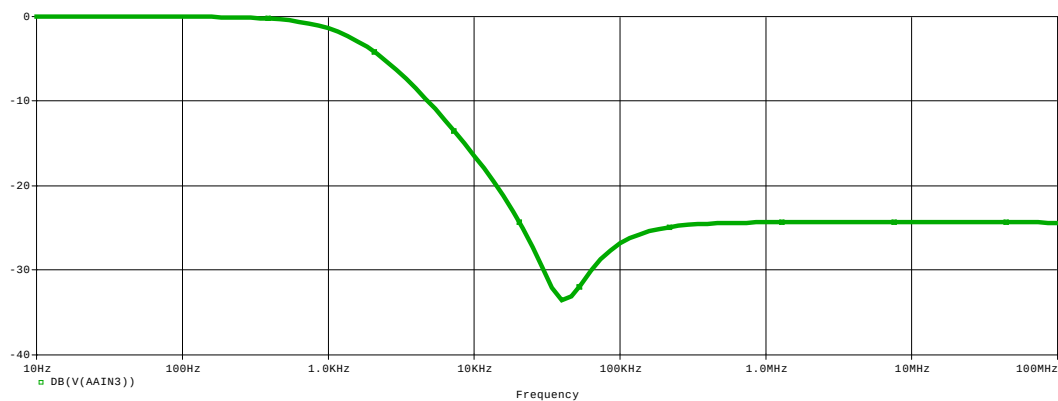
f	[Hz]	10	20	100	200	500	1000	2000	5000	10000	20000
u1	mV	544	556	565	557	551	545	536	530	526	526
u2	mV	541	554	562	552	516	448	322	160	90	53
A	dB	-0,048	-0,031	-0,046	-0,0783	-0,57	-1,702	-4,4262	-10,4	-15,33	-19,934
f	[Hz]	50000	1E+05	2E+05	500000	1E+06	2E+06	5E+06	1E+07	2E+07	
u1	mV	524	524	525	525	523	522	529	556	460	
u2	mV	36	33	32	31	32	32	35	58	363	
A	dB	-23,26	-24,02	-24,3	-24,576	-24,267	-24,25	-23,588	-19,63	-2,057	

Tabulka 7: Tabulka naměřených hodnot pásmové zadržky

$$A[dB] = 20 \cdot \log \frac{u_2}{u_1} = 20 \cdot \log \frac{544}{541} = -0,048dB$$



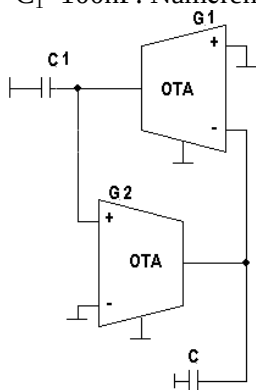
Obr. 156: Přenos naměřené pásmové zadržky



Obr. 157: Odsimulovaný přenos pásmové zadržky s OTA

6.2 Měření oscilátorů

Pro odzkoušení funkčnosti oscilátorů jsem vybral zapojení s OTA zesilovači. Jednalo se o paralelní kombinaci syntetické cívky a kondenzátoru, schéma je na obrázku č. 159. Frekvence kmitání závisela na dvou kondenzátorech a vnitřních vodivostech zesilovačů. Velikosti kapacit kondenzátorů byly stejně $C=C_1=100\text{nF}$. Naměřený kmitočet oscilátoru byl $f=1,92\text{MHz}$,



Obr. 158: Schéma zapojení oscilátoru

7. Závěr

Při ověřování funkcí syntetických cívek jsem využíval ke konstrukci operační zesilovače, proudové konvejory a transadmitanční zesilovače. Zapojení, která obsahovala operační zesilovače, nepracovala správně na takových kmitočtů, jako zvládly moderní prvky. Pracovní rozsah se lišil skoro o jeden řád. Ať už se v syntetických blocích využijí jakékoliv zesilovací prvky, pořád budeme omezeni na určité kmitočtové pásmo. Složitost zapojení, jak s operačními zesilovači, tak s ostatními aktivními prvky byli obvodově stejně náročné. Nejsložitější zapojení byla plovoucí cívka s OTA a BOTA zesilovači, kde bylo potřeba k poskládání použít 3 obvody OPA 660.

Syntetické bloky najdou své uplatnění ve filtrech a oscilátorech. Jelikož je velikost syntetické indukčnosti dána součinem několika součástí, mají syntetické indukčnosti často velký rozsah hodnot. Cívku v obvodech můžeme nahradit buď přímo nebo nepřímo pomocí FDNR. Použitím FDNR místo syntetické cívky nám může ušetřit na složitosti zapojení. Zvlášť výhodné je při konstrukci dolní propusti. Kdy můžeme nahradit plovoucí cívku přímo, nebo použijeme FDNR a ten bude uzemněný. Chování obvodů s bezeztrátovými syntetickými bloky je lepší než chování obvodů s bezeztrátovými. Odkoušené obvody měli většinou v propustných oblastech větší útlum a v nepropustných zase útlum menší než obvody odsimulované. Z kmitočtového pohledu přenosové funkce se chovali tak, jak měli. Pro měření byli využity obvody s moderními zesilovacími prvky. Na výsledky měření a simulací má možný vliv i to, že v celé práci jsou využity jednoduché obvody pro náhrady cívek.

8. Použitá literatura

- [1] Brančík, L., Dostál, T.: Analogové elektronické obvody. Učební elektronické texty FEKT VUT, Brno, 2007.
- [2] Dostál, T., Axman, V.: Elektrické filtry. Učební elektronické texty FEKT VUT, Brno, 2004.
- [3] BELZA, Jaroslav. Operační zesilovače pro obyčejné smrtelníky : praktická zapojení a inspirace. [s.l.] : BEN, 2004. 248 s.
- [4] PETRŽELA, Jiří; SLEZÁK, Josef. Conservative Chaos Generators with CCII+ Based on Mathematical Model of Nonlinear Oscillator. RADIOENGINEERING [online]. 2008, 17, 3, [cit. 2010-11-5]. Dostupný z WWW: <<http://www.radioeng.cz/info/1-about-the-journal.htm>>.
- [5] JAIKLA, Winai; SILAPAN, Phamorn; CHANAPROMMA, Chaiyan; SIRIPRUCHYANUN Montree. Practical Implementation of CCTA Based on Commercial CCII and OTA. 2008, [cit. 2011-05-16]. Dostupný z WWW: <<http://www.te.kmutnb.ac.th/~msn/cctaispacs2008.pdf>>.
- [6] BIOLEK, Dalibor, et al. ELEKTRONICKÉ OBVODY I. první. Brno : [s.n.], 2006. 318 s. ISBN 80-7231-169-7.
- [7] JAIKLA, Winai; SIRIPRUCHYANAN, Montree. Floating Positive and Negative Inductance Simulators Based on OTAs. *Communications and Information Technologies, 2006. ISCIT '06. International Symposium on*. Bangkok : [s.n.], 2006., s. 1228. ISBN 0-7803-9741-X.
- [8] C. E. Saavedra and Y. Zheng, "Frequency response comparison of two common active inductors," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 13, 113-119, 2010. [cit. 2011-05-16]. Dostupný z WWW: <<http://www.jpier.org/PIERL/pierl13/13.10010609.pdf>>.

9. Seznam zkratek a symbolů

Q	činitel jakosti
L_s	sériová indukčnost
L_p	paralelní indukčnost
ω	úhlový kmitočet
R_s	sériový odpor
R_p	paralelní odpor
i_1	vstupní proud
i_2	výstupní proud
u_1	vstupní napětí
u_2	výstupní napětí
Z_{in}	vstupní impedance
Z_z	výstupní impedance
VCVS	zdroj napětí řízený napětím
VCCS	zdroj proudu řízený napětím
$g_{1,2}$	gyrační konstanta
CCII+	pozitivní proudový konvektor druhé generace
FNDR	frekvenčně závislý negativní odpor (dvojitý kondenzátor)
OTA	transadmitanční zesilovač
BOTA	vyvážený transadmitanční zesilovač