

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Fázovací obvody s moderními funkčními bloky* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce *Prof. Ing. Tomáši Dostálovi, DrSc.* za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

OBSAH

OBSAH	3
1. ÚVOD	6
2. FÁZOVACÍ OBVODY	7
2.1 Základní vlastnosti fázovacích obvodů	7
2.2 Fázovací obvody vyšších řádů	8
3. AKTIVNÍ PRVKY PRO FO	11
3.1 Operační zesilovač	11
3.2 Proudový konvektor	12
3.3 Transadmitanční zesilovač (transkonduktor)	14
4. NÁVRH FÁZOVACÍCH OBVODŮ	16
4.1 Fázovací obvody s operačními zesilovači	16
4.1.1 FO 1. řádu v napěťovém módu	16
4.1.2 FO 2. řádu v napěťovém módu	18
4.2 Fázovací obvody s transkonduktory OTA	21
4.2.1 FO 1. řádu v napěťovém módu	21
4.2.2 FO 1. řádu v proudovém módu	23
4.2.3 FO 2. řádu v proudovém módu	26
4.2.4 FO 3. řádu v proudovém módu	29
4.2.5 FO 4. řádu v proudovém módu	31
4.2.6 FO 3. řádu v proudovém módu – struktura IFLF	33
4.3 Fázovací obvody s proudovými konvektory	36
4.3.1 FO 1. řádu s pětibranovým modelem konvektoru ve struktuře FLF	37
4.4 Křížový fázovací obvod	40
4.4.1 Pasivní křížový fázovací obvod	40
4.4.2 Náhrada cívek pomocí Prescottova syntetického induktoru	45
4.4.3 Náhrada cívek pomocí induktoru	46
4.4.4 Náhrada cívky pomocí gyrátoru	47
5. FÁZOVACÍ OBVODY S REÁLNÝMI FUNKČNÍMI BLOKY	50
5.1 Fázovací obvody s operačními zesilovači	50
5.1.1 FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741	50
5.1.2 FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741	52
5.2 Fázovací obvody s transkonduktory OTA	54

5.2.1	FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860	54
5.2.2	FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860	58
5.2.3	FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860	62
5.2.4	FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860	64
5.2.5	FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860	66
5.2.6	FO 3. řádu v proudovém módu – struktura IFLF s OPA860	68
5.3	Fázovací obvody s proudovými konvejory (EL 2082)	70
5.3.1	FO 1. řádu s konvejorem ve struktuře FLF – EL 2082	70
5.4	Křížový fázovací obvod	73
6.	TOLERANČNÍ, CITLIVOSTNÍ ANALÝZA A VLIV PARAZITNÍCH JEVŮ.....	74
6.1	FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741	74
6.1.1	Citlivostní analýza	74
6.1.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	74
6.1.3	Parazitní kapacity	75
6.1.4	Vstupní a výstupní odpory.....	75
6.2	FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741	75
6.2.1	Citlivostní analýza	75
6.2.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	75
6.3	FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860	76
6.3.1	Citlivostní analýza	76
6.3.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	76
6.3.3	Parazitní kapacity	76
6.3.4	Vstupní a výstupní odpory.....	76
6.4	FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860.....	77
6.4.1	Citlivostní analýza	77
6.4.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	77
6.4.3	Parazitní kapacity	77
6.4.4	Vstupní a výstupní odpory.....	77
6.5	FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860.....	77
6.5.1	Citlivostní analýza	77
6.5.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	78
6.6	FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860.....	78
6.6.1	Citlivostní analýza	78
6.6.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	78

6.6.3	Parazitní kapacity	78
6.6.4	Vstupní a výstupní odpory.....	78
6.7	FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860.....	79
6.7.1	Citlivostní analýza.....	79
6.7.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	79
6.8	FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF s OPA860	79
6.8.1	Citlivostní analýza	79
6.8.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	79
6.9	FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082	80
6.9.1	Citlivostní analýza	80
6.9.2	Toleranční analýza Worst – Case.....	80
7.	NÁVRH DPS – FO 3. ŘÁDU CM IFLF.....	81
8.	ZÁVĚR.....	84
	SEZNAM LITERATURY	87
	SEZNAM OBRÁZKŮ	88
	SEZNAM TABULEK	91
	SEZNAM ROVNIC.....	92
	SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ	93

1. ÚVOD

Tato práce bude zaměřena na seznámení se základními principy činnosti fázovacích obvodů. Dále budou zmíněny základní aktivní moderní funkční součástky (bloky), pomocí kterých se tyto typy obvodů vytváří a obvody budou rozebrány. Práce bude dále směřována k navržení fázovacích obvodů s různými funkčními bloky, s různými řády a s různými typy zapojení. Navržené obvody budou dále podrobeny analýze v obvodovém simulátoru OrCad PSpice, kde bude zkoumána správná činnost a základní vlastnosti těchto obvodů. Po ověření správné činnosti obvodů budou ideální prvky nahrazeny pomocí reálných aktivních prvků. V takto modifikovaných zapojeních bude provedena citlivostní a toleranční analýza a také bude zkoumáno, jak se projeví parazitní kapacity na celkové chování navržených obvodů. Na závěr bude proveden návrh DPS a případně bude vyroben funkční vzorek, který bude odměřen, aby bylo možno porovnat nasimulované charakteristiky s naměřenými. Pro realizaci bude vybrána struktura, která se bude jevit jako nejvýhodnější pro vytvoření fázovacího článku.

2. FÁZOVACÍ OBVODY

Jedná se zpravidla o filtry RC, které mají konstantní skupinové zpoždění, lineární změnu fázové charakteristiky a konstantní modulovou charakteristiku. Obecně by se dalo říci, že se jedná o filtry, které propouští veškerý signál a mění fázový posun. Říká se jim též všepropustné bkvady.

Pro realizace těchto obvodů se využívá převážně proudový mód (dále jen CM). Mezi hlavní výhody CM patří: vyšší pracovní kmitočty, menší vliv parazitních kapacit, větší dynamický rozsah a menší napájecí napětí. Napěťový mód není příliš vhodný, protože při návrhu dochází ke složitým zapojením a v důsledku toho k prodražení celé struktury. Například, je podstatně jednodušší vytvořit sumaci výstupních proudů, než sčítat napětí. Součet proudů se vytvoří dle 1. KZ jen za použití uzlu. Při návrhu je tedy třeba změnit napěťový mód před a za fázovacím obvodem. Tato změna se provádí pomocí převodníků z napětí na proud a naopak.

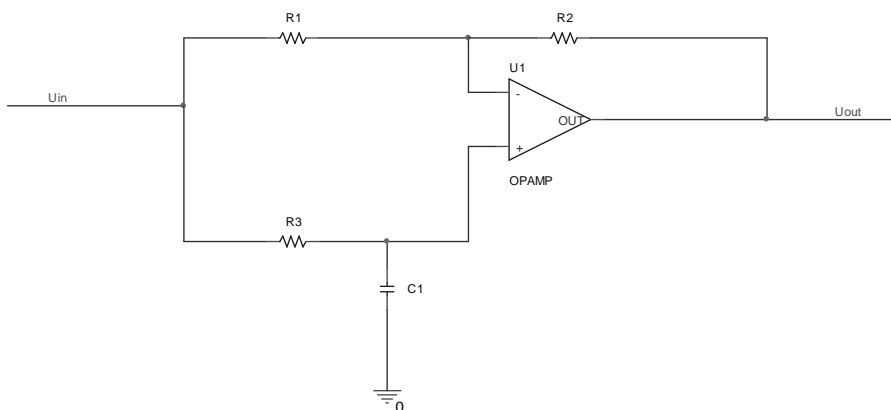
Vlastnosti těchto obvodů jsou zpravidla popisovány pomocí grafů signálových toků. Používají se 2 základní typy zapojení. **FLF** (follow the leader feedback), jedná se o zapojení, ve kterém dochází k sumaci proudů na výstupu fázovacího obvodu. Druhým typem jsou obvody **IFLF** (inverse follow the leader feedback), kde dochází k distribuci proudů na vstupu fázovacího obvodu.

2.1 Základní vlastnosti fázovacích obvodů

Základním blokem těchto obvodů jsou integrátory se zpětnou vazbou, které jsou zapojovány za sebe. Tímto způsobem můžeme vytvořit jakýkoli řád fázovacího obvodu (dále jen FO). Pro zjednodušení návrhu a obvodové struktury bylo rozhodnuto, že přenosy přímých větví se budou střídavě měnit mezi hodnotami 1 a -1. -1 značí otočení fáze proudu. Přenos zpětných vazeb bude neustále stejný a bude mít hodnotu -1. Toto zjednodušení vychází z obecného vztahu pro proudový přenos

$$K(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{a_0 - a_1 s}{a_0 + a_1 s} \quad (1. 1)$$

Obecné schéma fázovacího obvodu zobrazuje Obr. 1.



Obr. 1: Schéma nejjednoduššího fázovacího článku

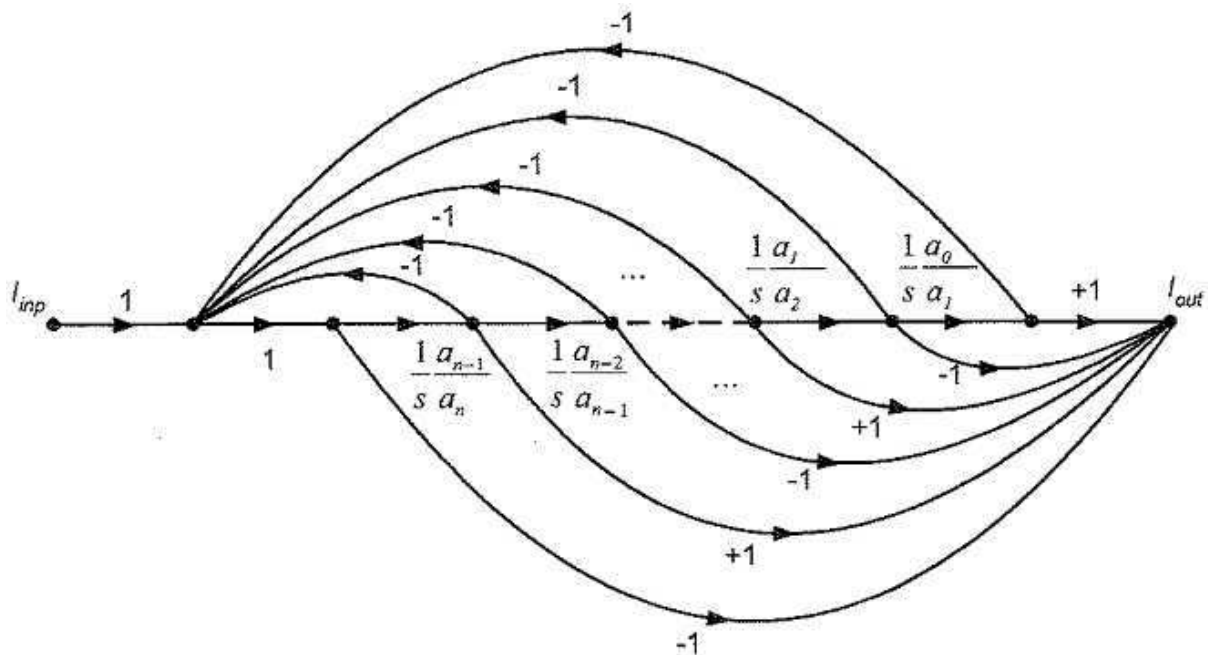
Celkový přenos toho zapojení:

$$K(p) = -[M + (M + 1) \cdot K_{RC}(p)] \quad (1.2)$$

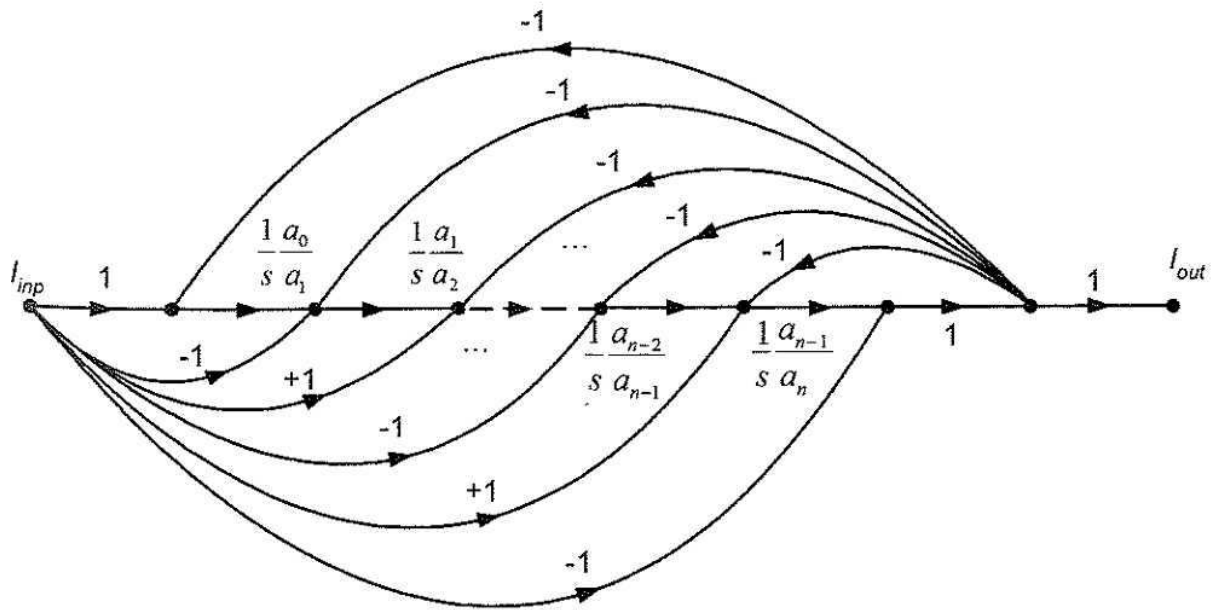
Kde $M = \frac{R_2}{R_1}$, K_{RC} je přenos integračního članku. Aby obvod fungoval jako fázovací článek, musí být splněny podmínky, které byly řečeny výše, tz. přenos M se musí rovnat 1.

2.2 Fázovací obvody vyšších řádů

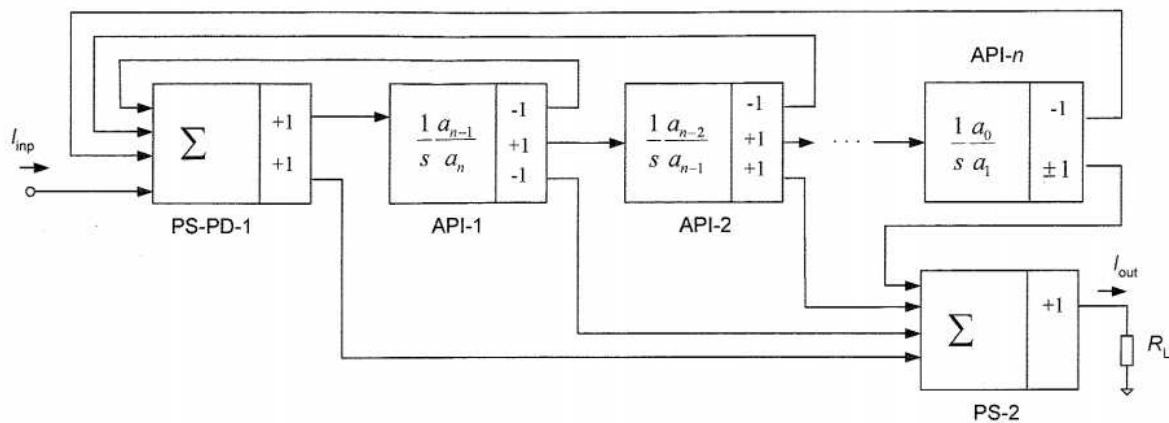
Jak již jsem uvedl, tyto obvody tvoříme kaskádním řazením fázovacích článků 1. řádu a 2. řádu. U těchto obvodů již musíme zajistit, aby docházelo ke sčítání proudů na výstupu članku, a také, aby všechny zpětné vazby byly pospojovány a zavedeny na vstup FO. Sumace na výstupu se realizuje připojením příslušných výstupů z jednotlivých integrátorů do jednoho uzlu. Distribuce na vstup se provádí stejným způsobem jako na výstupu FO. Z tohoto důvodu potřebujeme využívat takové aktivní prvky, které mají v proudovém módu více výstupních vývodů. Při použití takovýchto obvodů je na každém výstupu stejná hodnota proudu, která se liší pouze znaménkem proudu, tzn. fází proudu. Obvykle využíváme 3 vývody, kde 1. má kladný jedničkový přenos, 2. má invertující jedničkový přenos a 3., jehož hodnota je závislá na umístění tohoto aktivního prvku v kaskádě. Tento přenos dosahuje hodnot 1, a nebo -1 . První neinvertující přenos je vždy určen pro napájení dalšího aktivního prvku v kaskádě, 2. invertující je určen pro zpětnou vazbu a 3. proměnný je zaveden na výstup FO. Střídá se podle potřeby změny přenosu. Tento postup platí pro strukturu **FLF**. Pro inverzní struktury se využívají výstupy s kladným a náhodným přenosem. Signál zpětné vazby je zde získáván z posledního bloku kaskády a je zaváděn zpětně na vstupy jednotlivých bloků, které tvoří celou soustavu FO. Uvedený princip je názorně zdokumentován na grafech signálových toků, které jsou zobrazeny na *Obr. 2* a *Obr. 3*. [3]



Obr. 2: Graf signálových toků pro strukturu FLF



Obr. 3: Graf signálových toků pro strukturu IFL



Obr. 4: Blokové schéma struktury FLF n – tého řádu v proudovém módu

Přenos FO vyššího řádu je dán obecně následujícím vztahem [1]:

$$K(p) = K_0 \frac{\prod_{n=1}^N (p^2 - b_{1n}p + b_{0n})}{\prod_{n=1}^N (p^2 + b_{1n}p + b_{0n})} \quad (1.3)$$

V proudovém módu je přenosová funkce n - tého řádu taková, jak ji uvádí vztah 1.4

$$K = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{a_0 - a_1s + a_2s^2 - a_3s^3 \dots \pm a_ns^n}{a_0 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3 \dots + a_ns^n} \quad (1.4)$$

Fázová charakteristika je dána příspěvkem natočení fáze od jednotlivých pólů a nulových bodů a je dána vztahem:

$$\varphi(\Omega) = \sum_n \varphi_n = -2 \sum_n^N \arctg \frac{B_{1n}\Omega}{1 - B_{2n}\Omega^2} \quad (1.5)$$

Póly leží v levé polorovině (ρ) a nulové body jsou umístěny zrcadlově k poloze pólů. Konstantní skupinové zpoždění je dáno vztahem:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} . \quad (1.6)$$

V použitém pásmu kmitočtů je skupinové zpoždění konstantní s počáteční hodnotou

$$\tau_N(0) = \frac{1}{\pi} \sum_n^N B_{1n} . \quad (1.7)$$

V Tab 1. jsou uvedeny, pro různé řády FO, požadované normované parametry kaskádně zapojených podobvodů, koeficienty B_{1i} a B_{2i} , hodnota činitele jakosti Q_i , normovaný kmitočet F_i , při kterém dílčí podobvod natočí fázi o -90° resp. -180° a počáteční hodnota normovaného skupinového zpoždění $\tau_N(0)$. [1]

Tabulka 1: Normované parametry i -tého podobvodu ve VPD n -tého řádu

n	i	B_{1i}	B_{2i}	$F_i = f_i/f_m$	Q_i	$\tau_N(0)$
1	1	0,6436	0,0000	1,554		0,2049
2	2	1,6278	0,8832	1,064	0,58	0,5181
3	1	1,1415	0,0000	0,876		0,8437
	2	1,5092	1,0877	0,959	0,69	
4	1	2,3370	1,4878	0,820	0,52	1,1738
	2	1,3506	1,1837	0,919	0,81	
5	1	1,2974	0,0000	0,771		1,5060
	2	2,2224	1,5685	0,798	0,56	
	3	1,2116	1,2330	0,901	0,92	

Jako aktivní prvky se v těchto obvodech využívají například operační zesilovače, konvejory a transadmitanční zesilovače (transkonduktory).

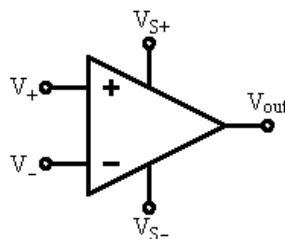
3. AKTIVNÍ PRVKY PRO FO

V této kapitole budou vybrány některé aktivní prvky pro FO a bude rozebrán jejich princip činnosti, základní vlastnosti a uvedeny příklady využití ve fázovacích obvodech.

3.1 Operační zesilovač

Jedná se o integrovaný funkční blok. V současnosti je nejpoužívanější integrovanou součástkou. Klasický OZ se vyrábí jako napěťový zesilovač, ale v dnešní době je možné koupit mnoho typu OZ s různými vlastnostmi. [2]

Jedná se o OZ, který má diferenční vstup, což znamená, že je zesilován rozdíl vstupních napětí. Jeden vstup je invertující a druhý neinvertující. Pomocí součástek připojených na vývody OZ můžu realizovat téměř jakýkoli typ elektrického obvodu (invertující, neinvertující zesilovač, sledovač, různé typy filtrů, atd). Zpravidla je napájen ± 15 V. Tento typ OZ se označuje jako OA – DISO. Značku OZ zobrazuje následující obrázek:



Obr. 5: Schematická značka OZ (OA – DISO)

Parametry reálných operačních zesilovačů:

Stejnoseměrné parametry

- *Zisk není nekonečný* - projevuje se to zejména v obvodech, které mají mít zisk blízký se vnitřnímu zisku OZ. Vstupní odpor není nekonečný - to omezuje maximální použitelné odpory zpětnovazebních obvodů.
- *Nenulový výstupní odpor* - zpravidla nehraje roli, protože dříve se projeví výkonové limity součástky.
- *Nenulový vstupní proud* - do vstupů teče řádově desítka nA u bipolárních a jednotky pikoampér u unipolárních OZ.
- *Nenulové offsetové napětí* - při shodě napětí na vstupu není nulové napětí na výstupu. U přesných obvodů se musí offset kompenzovat vnějšími součástkami nebo má OZ speciální kompenzační vstupy.

Střídavé parametry

- *Konečná šířka pásma* - vnitřní zisk OZ se snižuje se zvyšující se frekvencí, takže OZ dokáže zesilovat pouze do určité frekvence.
- *Vstupní kapacita* - hraje vliv zejména u vysokofrekvenčních obvodů postavených z OZ.

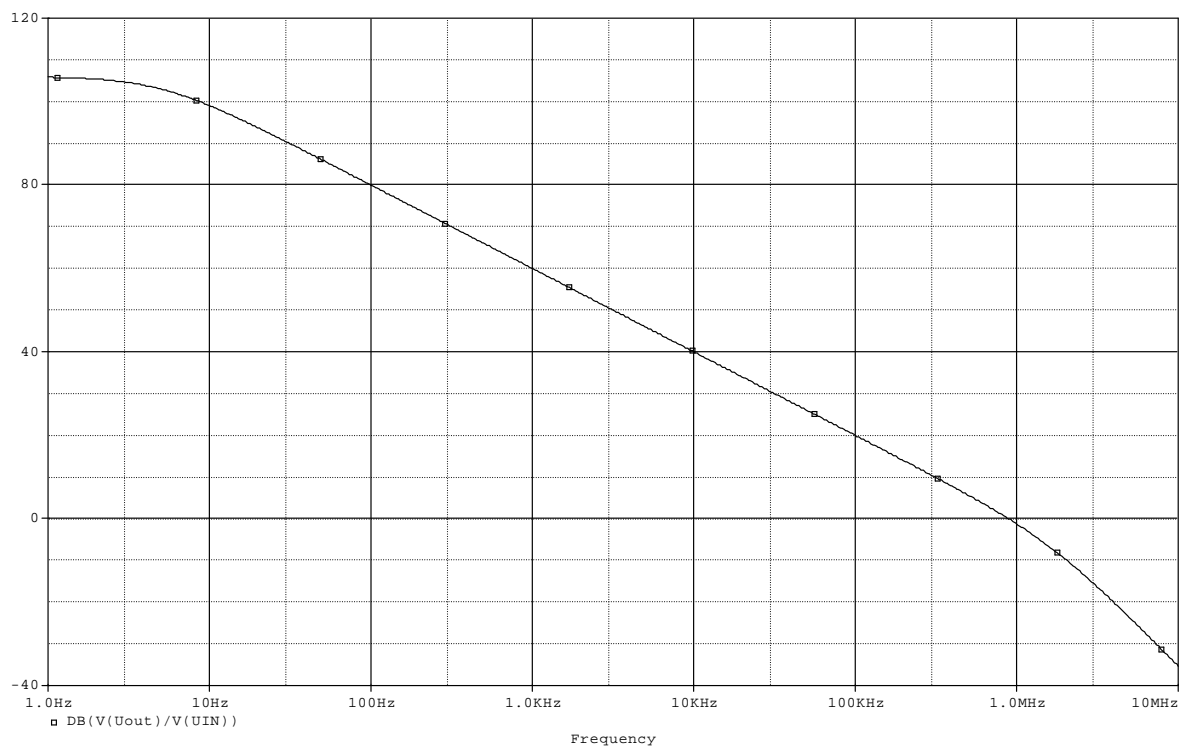
Nelinearity

- *Saturace* - výstupní napětí je omezené (zpravidla dosahuje hodnot blížících se napájecímu napětí).
- *Rychlost přeběhu* - rychlost změny výstupního napětí není nekonečná. Zpravidla je omezena vnitřními kapacitami obvodu.
- *Nelineární přenosová funkce* - výstupní napětí není přesně lineárně závislé na vstupním.

Výkonové parametry

- *Omezený výstupní výkon* - běžné operační zesilovače dávají pouze velmi malý výstupní výkon. Konstruují se ovšem i speciální OZ s vyšším výkonem použitelné například jako koncové stupně menších audiozesilovačů.
- *Omezený výstupní proud* - maximální výstupní proud běžných OZ dosahuje obvykle řádově hodnot kolem 20 mA.

Typický průběh frekvenční modulové charakteristiky OZ (MA741) zobrazuje *Obr. 6*



Obr. 6: Modulová charakteristika OZ

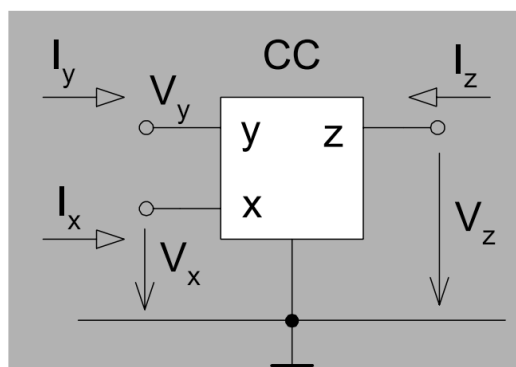
OZ použitý ve fázovacím článku ukazuje *Obr. 1*.

3.2 Proudový konvektor

Tyto typy obvodů (mnohobranů) mají různě definovány vztahy mezi branami, a to jak pro proudy, tak pro napětí. Klasickým zapojením je trojbran, ale v dnešní době se používají i vícebrany,

např. 5 – ti brany. Konvejobáním rozumíme sledování, popřípadě sledování s inverzí (otočení fáze, změna znaménka). Konvejobání proudů je základní vlastnost všech CC. [2]

Schématickou značku zobrazuje Obr. 7



Obr. 7: Schématická značka konvejoboru

Nejpoužívanější jsou tříbranové konvejobory tzv. druhé generace (CC II). U tohoto typu se jeden nezávislý proud I_x konvejobuje na bránu Z ($I_x \rightarrow I_z$) ve fázi (CC II+) nebo s otočením fáze (CC II-). Napětí se konvejobuje jen mezi bránami Y a X ($U_y \rightarrow U_x$). U_z se na jiné brány netransformuje. U některých CC (CC I) se také konvejobuje $I_x \rightarrow I_y$. [1]

Konvejobor CC II+ je popsán následujícími definičními vztahy mezi branovými veličinami:

$$v_x = v_y, i_y = 0, i_z = i_x . \quad (1. 8)$$

Pomocí tříbranového konvejoboru lze vytvořit 12 základních typů konvejoborů. Při vytváření těchto typů se vychází z admitanční matice konvejoboru.

$$\begin{bmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ \gamma & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix}$$

(1. 9)

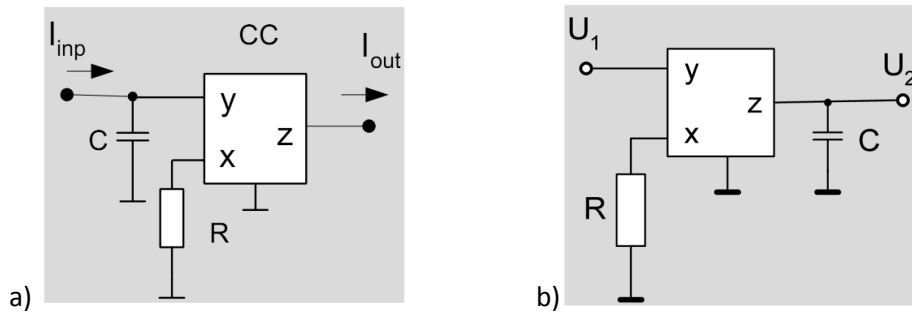
Typy konvejoborů zobrazuje následující tabulka:

Tabulka 2: Typy konvejoborů

GCC	CCI+	CC-	CCII+	CCII-	CCIII+	CCIII-	ICCI+	ICCI-	ICCI+II+	ICCI-II-	ICCI+III+	ICCI-III-
a	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
β	1	1	0	0	-1	-1	1	1	0	0	-1	-1
g	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1

Proudové konvejobory mají lepší kmitočtové vlastnosti než OZ.

Vytvoření proudového a napěťového integrátoru ilustruje Obr. 8a resp. Obr. 8b.



Obr. 8: Integrátor s konvejorem: a) proudový, b) napěťový

Přenos proudového integrátoru je dán vztahem:

$$K_i = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{sRC} . \quad (1. 10)$$

Výstupní napětí napěťového integrátoru je:

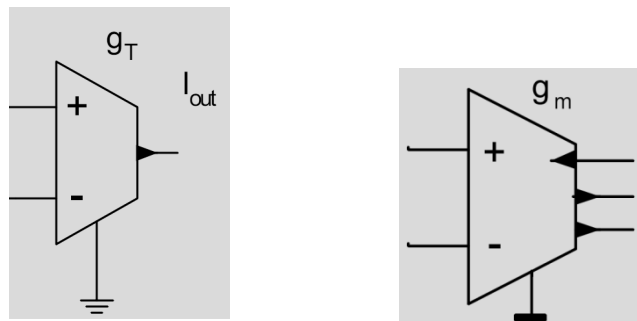
$$u_2 = \frac{1}{RC} \int u_1 dt . \quad (1. 11)$$

3.3 Transadmitanční zesilovač (transkonduktor)

Jedná se o obvod, který se chová jako zdroj proudu řízený napětím (VCCS). Přenosová vodivost (transkonduktance) je kmitočtově závislá a vyjadřuje se pomocí vztahu:

$$g_m(\omega) = \frac{g_{mo}}{1 + \frac{j\omega}{a}} . \quad (1. 12)$$

Vyrábí se s diferenčním vstupem a na výstupu bývá ještě umístěn sledovač. Obvykle mohou být přelaďovány pomocí řídicího DC proudu. [1]

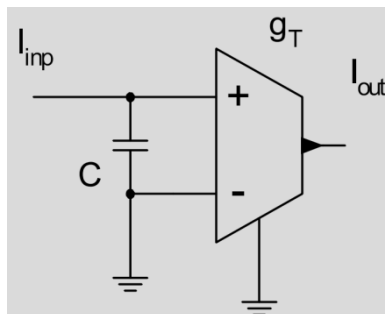


Obr. 9: Schématická značka transkonduktoru a transkonduktoru s více výstupy

Při vytvoření proudového integrátoru pracuje transkonduktor jako převodník z napětí na proud. Z tohoto důvodu je výsledný proudový přenos vyjádřen následujícím vztahem:

$$K_i = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{g_t}{sC} .$$

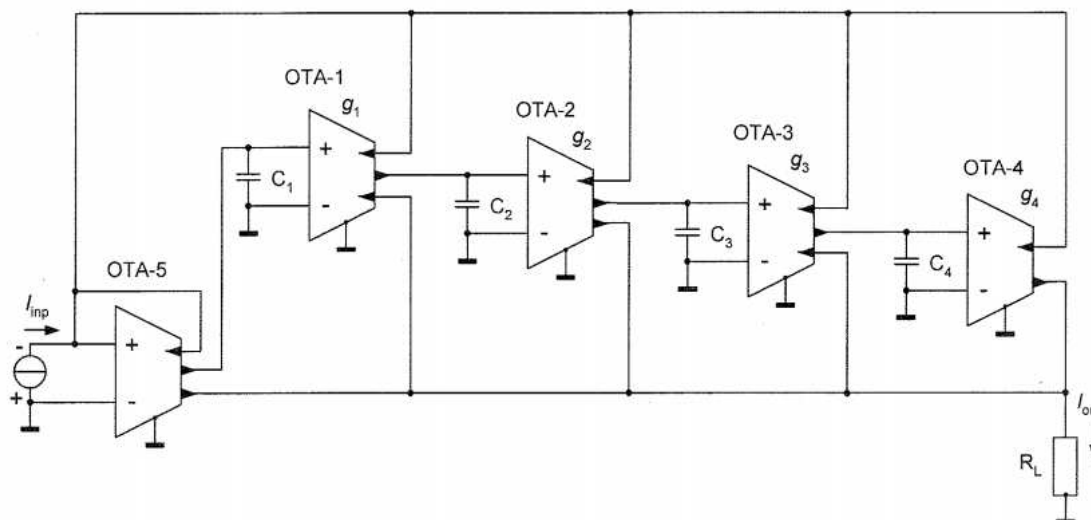
(1. 13)



Obr. 10: Proudový integrátor s transkonduktorem

Pokud by se jednalo o napěťový integrátor, došlo by ke změně. Kondenzátor by nebyl napojen mezi vstupní svorky, ale byl by napojen na jeden vstup a na druhém konci by byl uzemněn.

Příklad využití transkonduktoru ve fázovacích obvodech je zřejmý z Obr. 11. [3]



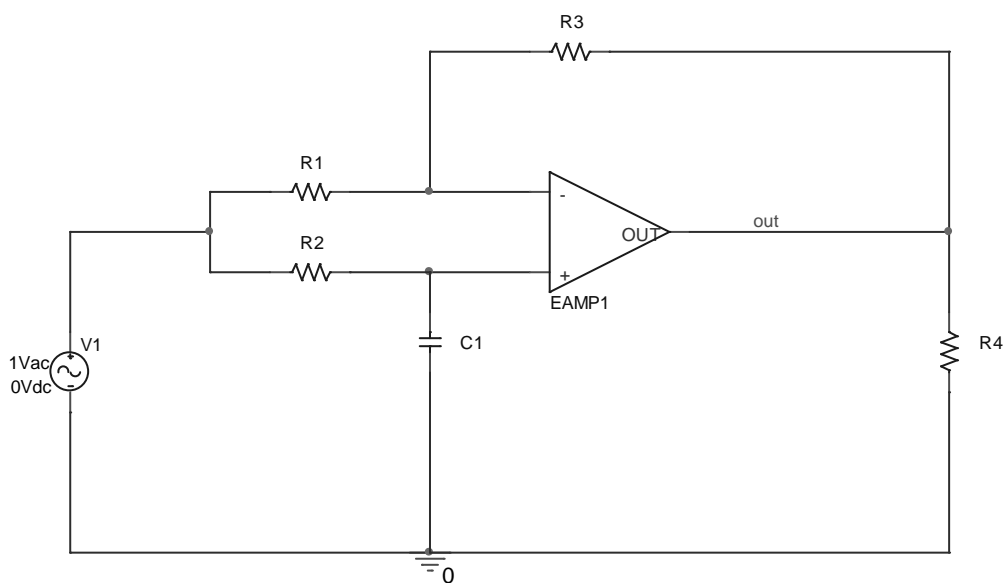
Obr. 11: FO 4 – tého řádu

4. NÁVRH FÁZOVACÍCH OBVODŮ

4.1 Fázovací obvody s operačními zesilovači

4.1.1 FO 1. řádu v napěťovém módu

Jako první bylo vybráno nejjednodušší zapojení fázovacího článku v napěťovém módu. Toto zapojení je tvořeno jedním operačním zesilovačem, třemi rezistory a kondenzátor je zastoupen jedenkrát. Obvod se chová jako fázovací obvod 1. řádu. Zapojení tohoto obvodu zobrazuje *Obr. 12*.

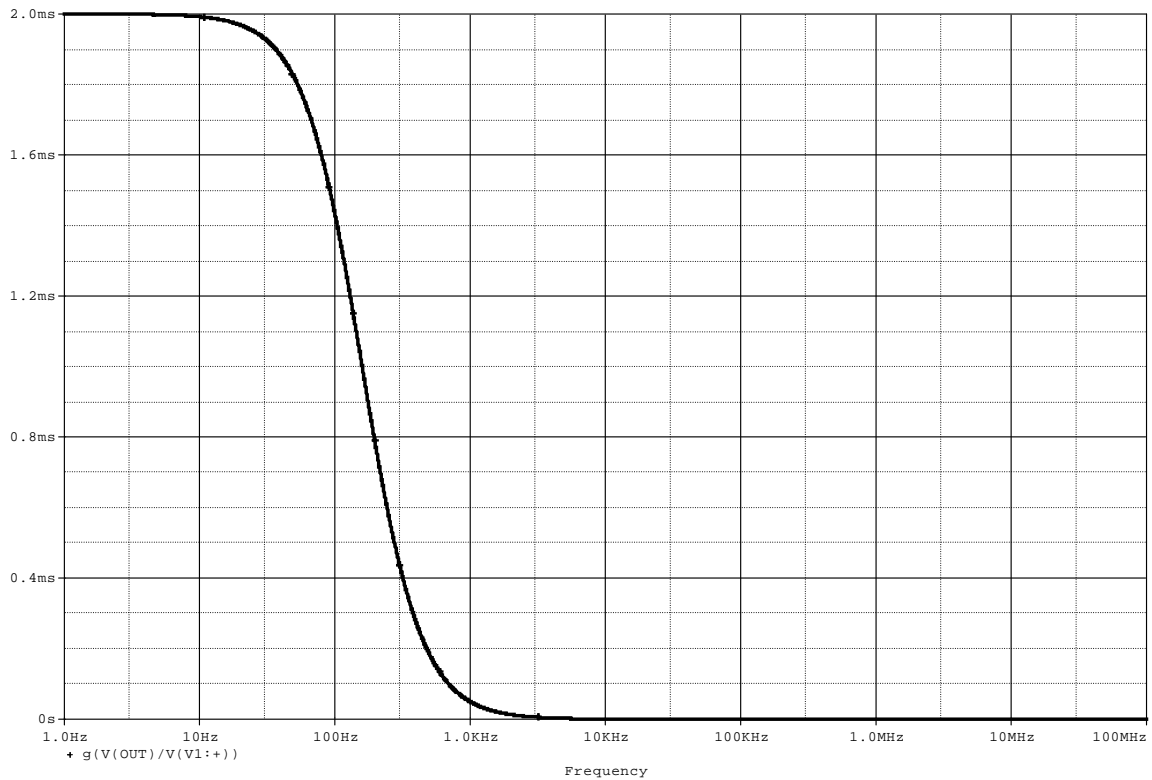


Obr. 12: Schéma zapojení fázovacího článku 1. řádu v napěťovém módu

Pro tento obvod platí následující podmínky. Rezistory R_1 a R_3 musí být stejné hodnoty, aby byla zajištěna podmínka zmíněná v kapitole 2.1. Přenos M musí být roven hodnotě 1. kmitočet obvodu je dán vztahem

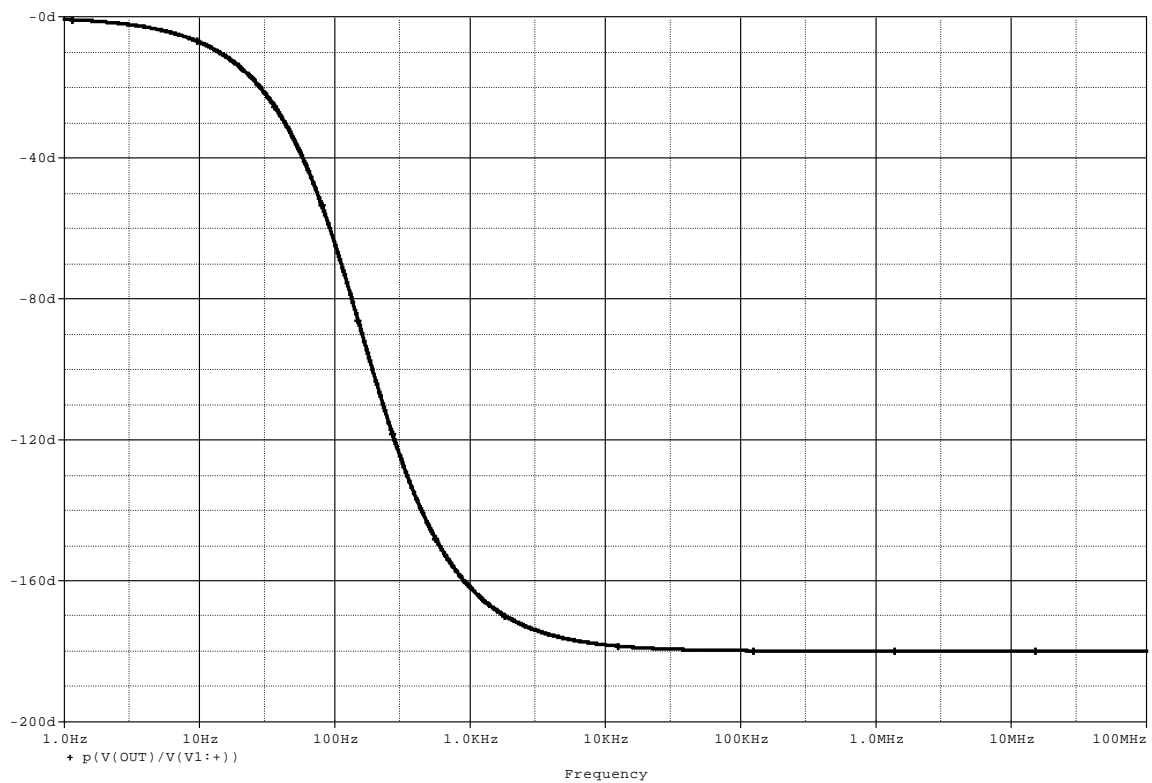
$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \cdot \quad (1. 14)$$

Pro hodnoty součástek $R_2=1 \text{ k}\Omega$, $C_1=1 \text{ }\mu\text{F}$, $R_1=R_3=1 \text{ k}\Omega$ jsou pomocí programu PSpice vykresleny následující průběhy skupinového zpoždění, fázové a modulové charakteristiky.



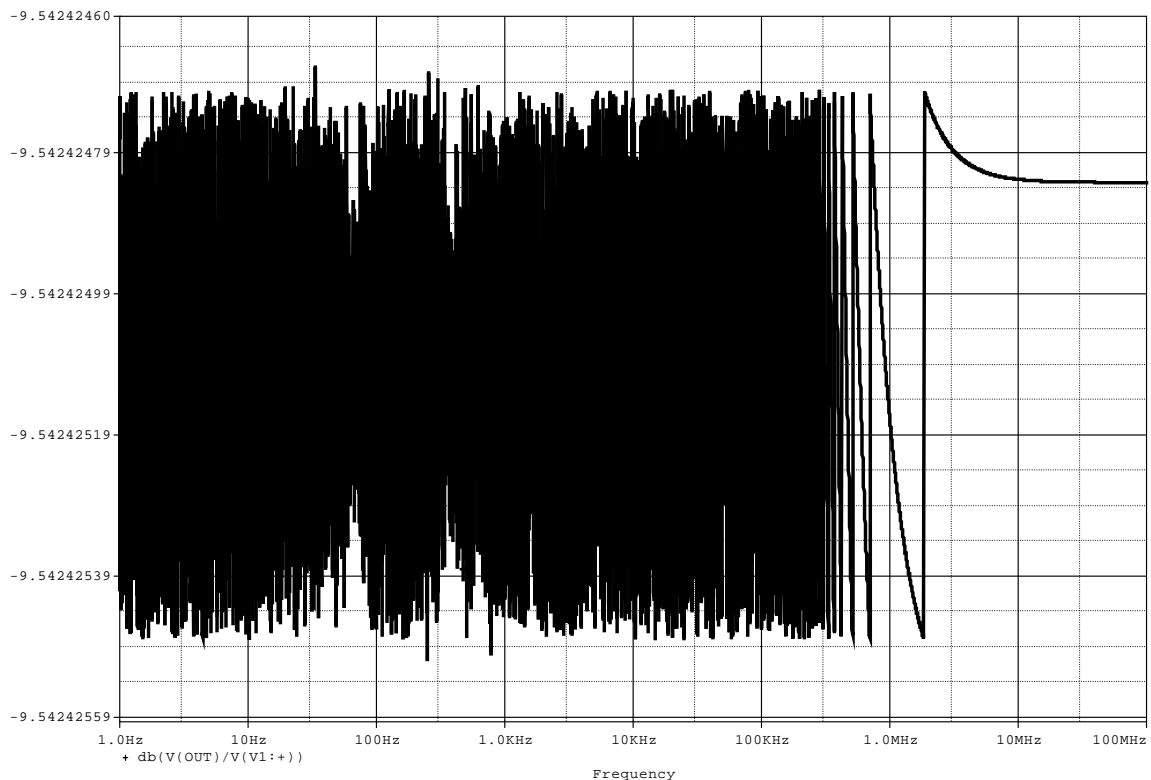
Obr. 13: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v napěťovém módu

Z průběhu je patrné, že se obvod chová jako fázovací článek a hodnota skupinového zpoždění je 2 ms.



Obr. 14: Fázová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu

Obr. 14 zobrazuje průběh fázové charakteristiky navrženého obvodu. Opět je patrné, že obvod se chová jako fázovací členek, protože se lineárně mění fázová charakteristika, což potvrzuje teoretické znalosti uvedené v úvodu práce.



Obr. 15: Modulová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu

Modulová charakteristika vykazuje zvlnění. Pokud se ovšem podíváme na velikost rozkmitu signálu, zjistíme, že rozkmit signálu je v řádu jednotek μV . Toto zvlnění bych přisuzoval programu PSpice a to pravděpodobně použité metodě výpočtu. Zkoušel jsem změnit velikost kroku, po kterém program vykresluje, ale výsledek byl stejný.

4.1.2 FO 2. řádu v napěťovém módu

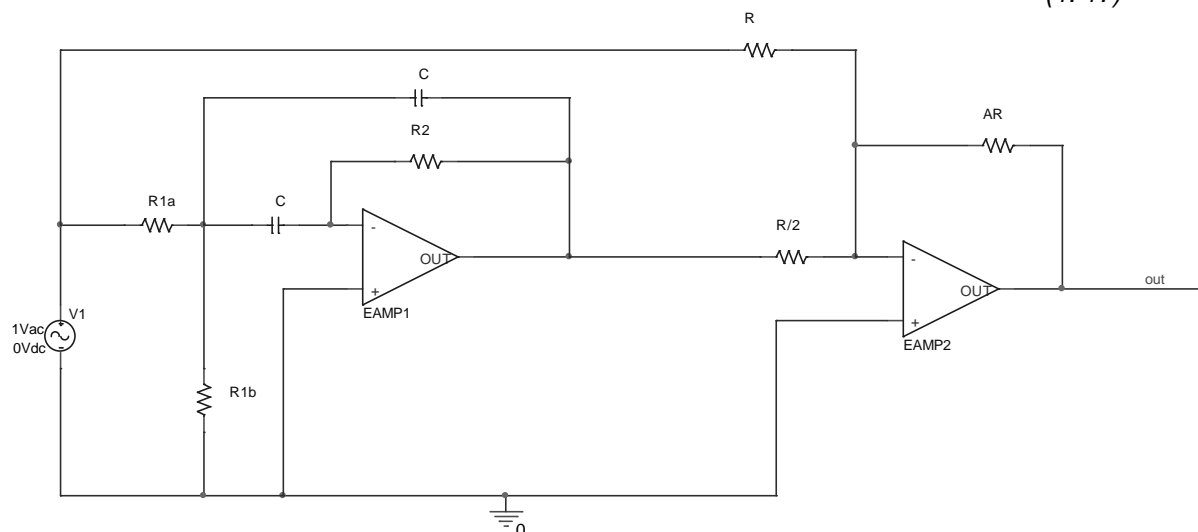
Tento obvod je zobrazen na Obr. 16 a je tvořen 6 rezistory, dvěma kondenzátory a dvěma operačními zesilovači. Hodnoty ω_p , Q_p , R , C a A se volí. Zbývající hodnoty součástek se dopočítávají dle následujících návrhových vztahů [4]:

$$R_2 = \frac{2Q_p}{\omega_p C}, \quad (1.15)$$

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2}, \quad (1.16)$$

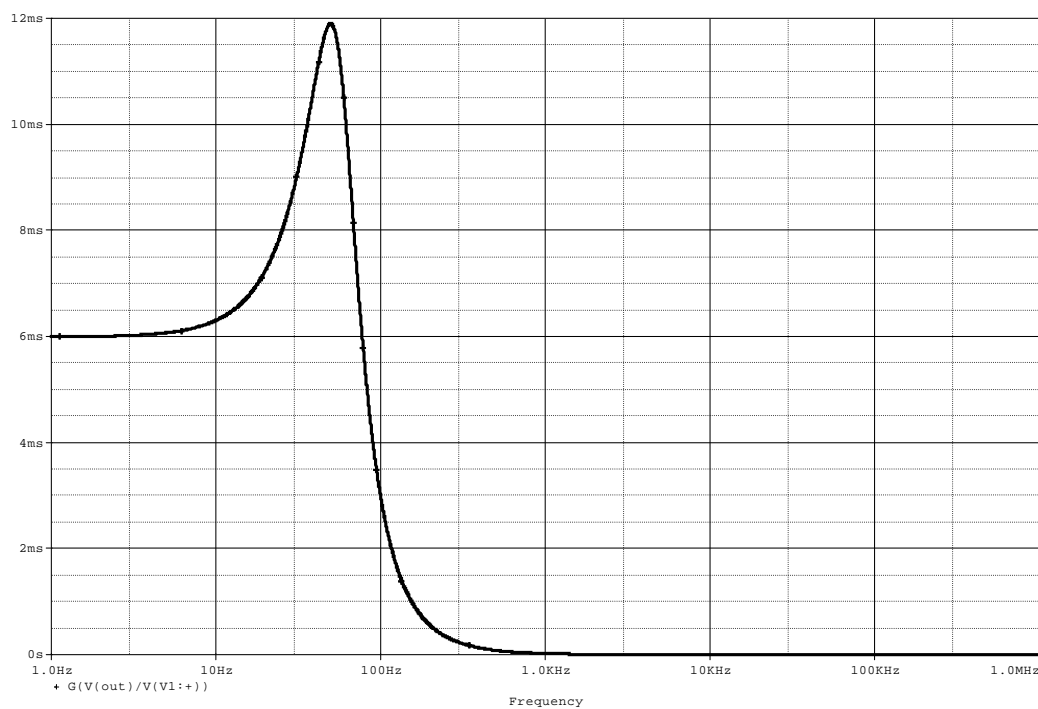
$$R_{1b} = \frac{R_{1a}}{2Q_p^2 - 1} \cdot$$

(1. 17)

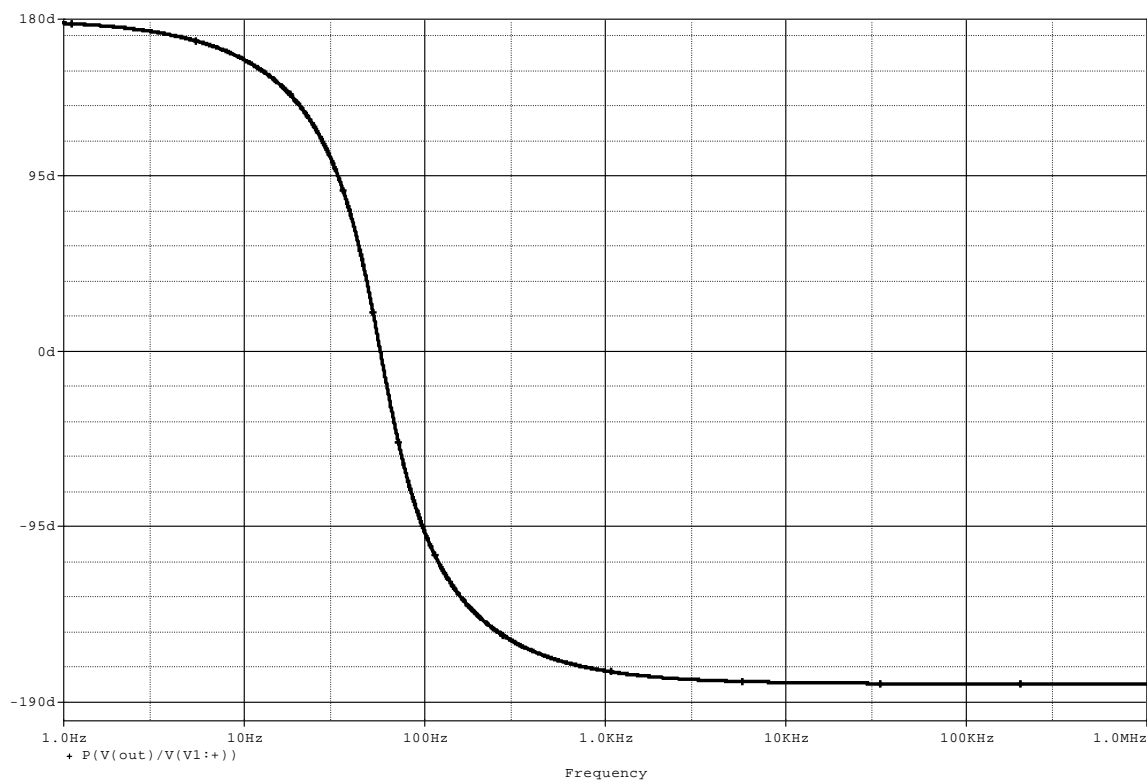


Obr. 16: Schéma zapojení FO 2. řádu v napěťovém módu

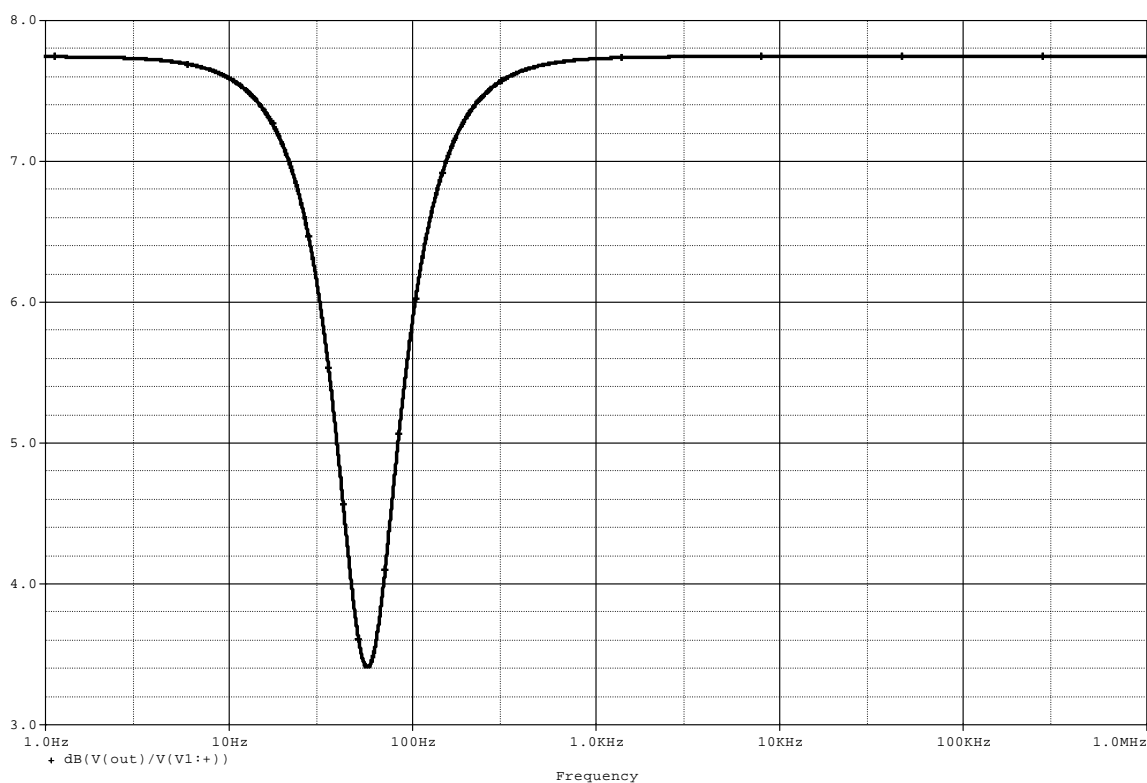
Mezní kmitočet jsem volil $f = 1 \text{ kHz}$, činitel jakosti obvodu $Q_p = 15$, hodnotu kondenzátoru $C = 100 \text{ nF}$, rezistor měl velikost $R = 500 \text{ } \Omega$ a zesílení OZ jsem volil $A = 10$. Po přepočtu úhlový kmitočet dosahoval hodnoty $\omega_p = 6,283 \text{ k} \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Vypočtené hodnoty jsou následující $R_2 = 47,75 \text{ k}\Omega$, $R_{1A} = 23,87 \text{ k}\Omega$, $R_{1b} = 53,17 \text{ } \Omega$, $AR = 5000 \text{ } \Omega$, $R/2 = 250 \text{ } \Omega$. Po dosazení těchto údajů do simulátoru PSpice byly vykresleny průběhy vyobrazené na Obr. 17, Obr. 18, Obr. 19.



Obr. 17: Průběh skupinového zpoždění FO 2. řádu v napěťovém módu



Obr. 18: Průběh fázové charakteristiky FO 2. řádu v napěťovém módu



Obr. 19: Průběh modulové charakteristiky FO 2. řádu v napěťovém módu

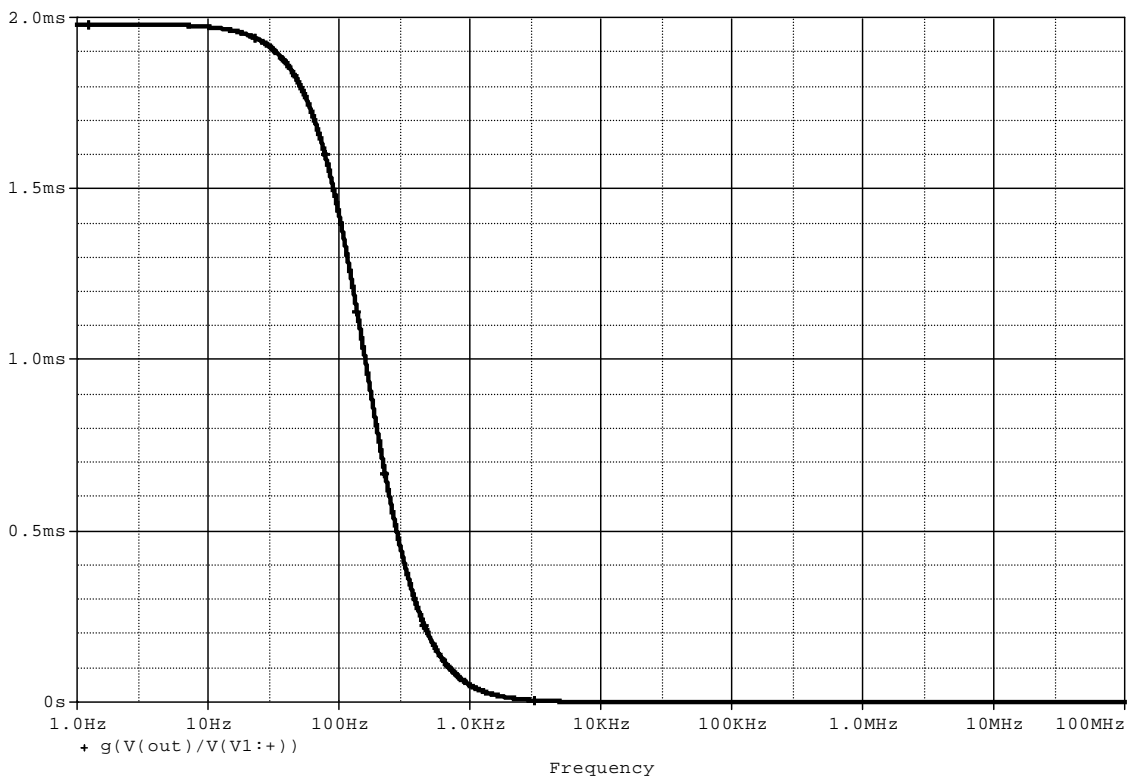
Ze zobrazených charakteristik je patrné, že tento fázovací článek má konstantní skupinové zpoždění do kmitočtu cca 6 Hz a jeho hodnota je 6 ms. Po této frekvenci dochází k navyšování skupinového

zpoždění až na hodnotu 12 ms při kmitočtu 50 Hz. Po tomto maximu skupinové zpoždění strmě klesá až na nulu a té dosahuje v navrženém 1 kHz. Pokud se podíváme na průběh fázové charakteristiky, je vidět, že fáze se lineárně mění ze 180° do hodnoty - 180°, které dosahuje při hodnotě 1 kHz, což je navržená hodnota.

4.2 Fázovací obvody s transkonduktory OTA

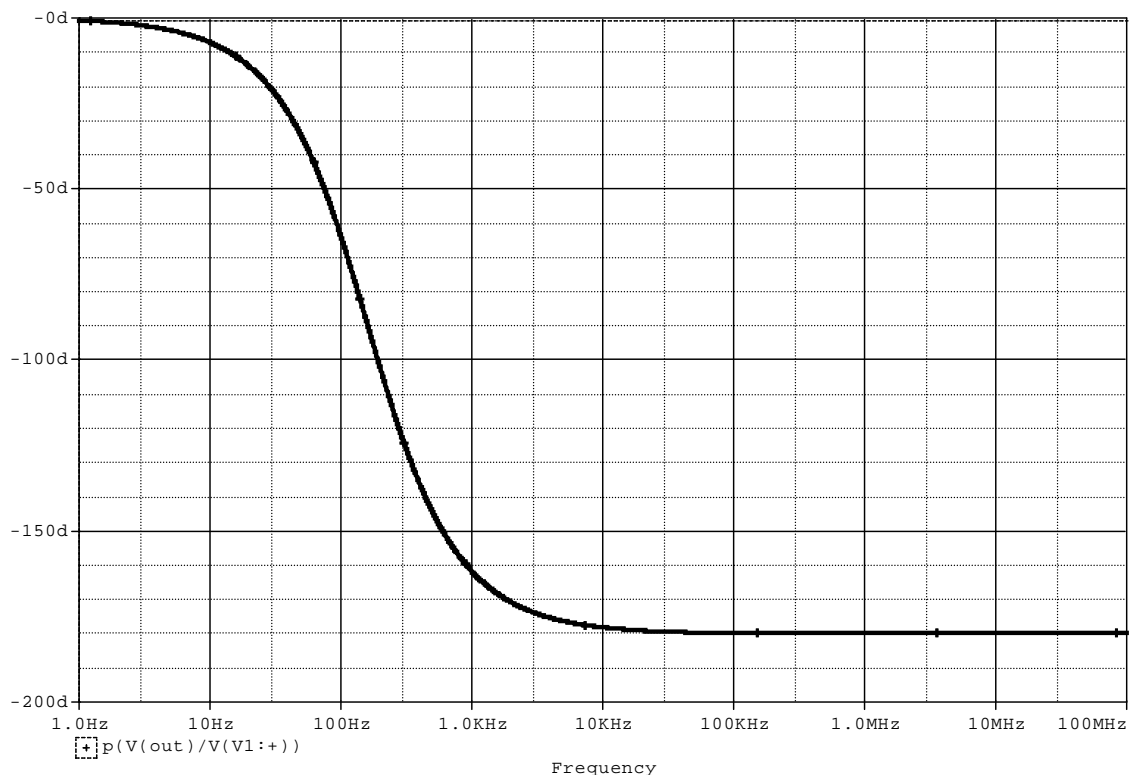
4.2.1 FO 1. řádu v napěťovém módu

Schéma zapojení obvodu je stejné jako u zapojení s operačním zesilovačem, které je zobrazeno na Obr. 12. V tomto zapojení byl pouze operační zesilovač vyměněn za transkonduktanční zesilovač s velikostí transkonduktance $g=100 \text{ mS}$. Dosažené charakteristiky jsou prezentovány obrázkem níže.



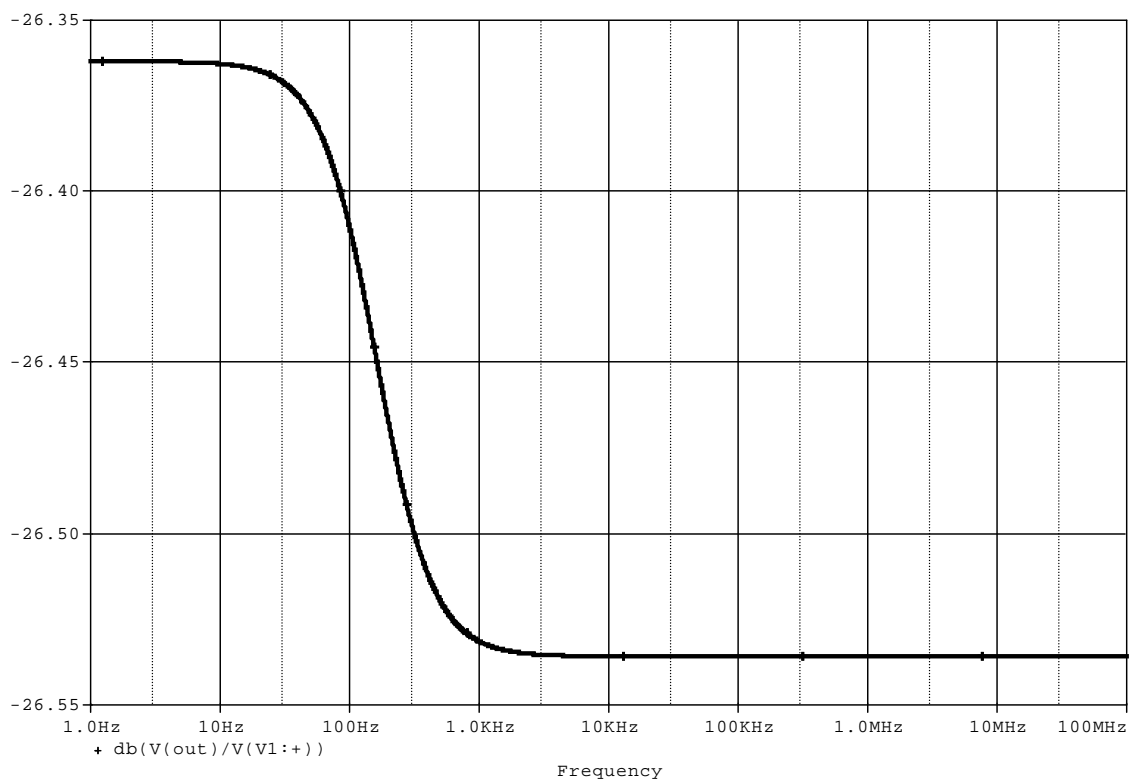
Obr. 20: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v napěťovém módu s OTA zesilovačem

Pokud porovnáme dosaženou charakteristiku s průběhem dosaženým ve stejném zapojení s operačním zesilovačem, je možné konstatovat, že oba obvody dosahují stejných hodnot. Z grafu je patrné, že u OTA zesilovače je konstantní skupinové zpoždění menší než 2 ms. Po zobrazení kurzorů, je zjištěná hodnota zpoždění 1,98 ms, což je zanedbatelný rozdíl. Skupinové zpoždění je konstantní do hodnoty kmitočtu 10 Hz.



Obr. 21: Průběh fázové charakteristiky FO 1. řádu v napěťovém módu s OTA zesilovačem

Po srovnání se stejným typem grafu u obvodu s OZ není zřejmý žádný rozdíl. Charakteristiky jsou totožné. Fáze se mění z hodnoty 0° do hodnoty -180° , které dosahuje při kmitočtu $f=10\text{ kHz}$.



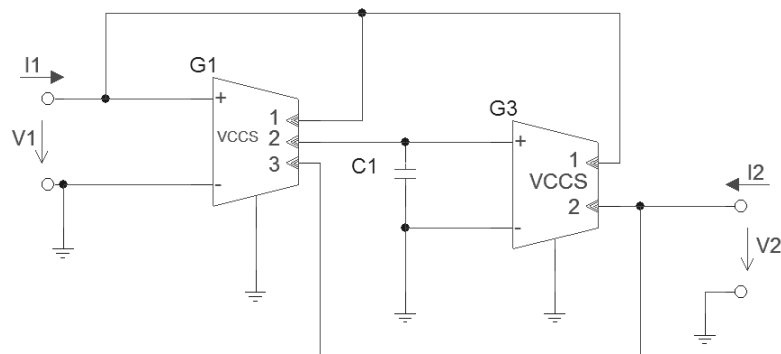
Obr. 22: Průběh modulové charakteristiky FO 1. řádu v napěťovém módu s OTA zesilovačem

Při porovnání je na první pohled znatelný rozdíl oproti zapojení s OZ. Zde je modulová charakteristika nezkreslená zvlňením a je patrné chování dolní propusti.

4.2.2 FO 1. řádu v proudovém módu

Pro simulace v simulátoru PSpice bude stejně jako v předchozím případě zesilovač OTA nahrazen prvkem G. Prvek G je ve své podstatě zdroj proudu řízený napětí (VCCS). V tomto případě budeme uvažovat pouze jeden proměnný parametr a tím je transkonduktance tohoto obvodu. Reálné a parazitní vlastnosti v těchto simulacích nebudou uvažovány. Tyto vlastnosti budou zkoumány v další fázi řešení práce, kde bude prováděna citlivostní a toleranční analýza.

Pro proudový mód bylo vybráno zapojení, ve kterém se využívá proudových integrátorů a jedná se o zapojení FLF. Obvod je tvořen 2 OTA zesilovači, přičemž 1. zesilovač je vybaven třemi výstupy, z čehož 2 jsou neinvertující a 1 invertující, pomocí kterého tvoříme zápornou zpětnou vazbu. 2. zesilovač má 2 výstupy a to oba invertující. Proudový distributor tvoří 1. OTA zesilovač, zatímco 2. OTA je doplněn kondenzátorem a takto vytváří proudový integrátor. Obvod je zobrazen na Obr. 23.



Obr. 23: Schéma zapojení FO 1. řádu v proudovém módu s proudovým integrátorem

Obvod byl zakreslen do programu Snap. Tento program mi zobrazil vypočtený přenos v následujícím tvaru:

$$K = \frac{g_2 - sC_1}{g_2 + sC_1} . \quad (1. 18)$$

Z vypočteného přenosu je patrná správná funkce fázovacího članku, která je vidět na první pohled a to díky rozdílným znaménkům v čitateli a jmenovateli.

Pomocí programu NAF byly vypočteny koeficienty obvodu. Ze znalosti koeficientů a celkového přenosu je možno vypočítat hodnoty součástí.

Výpočtový vztah pro hodnotu kondenzátoru je následující:

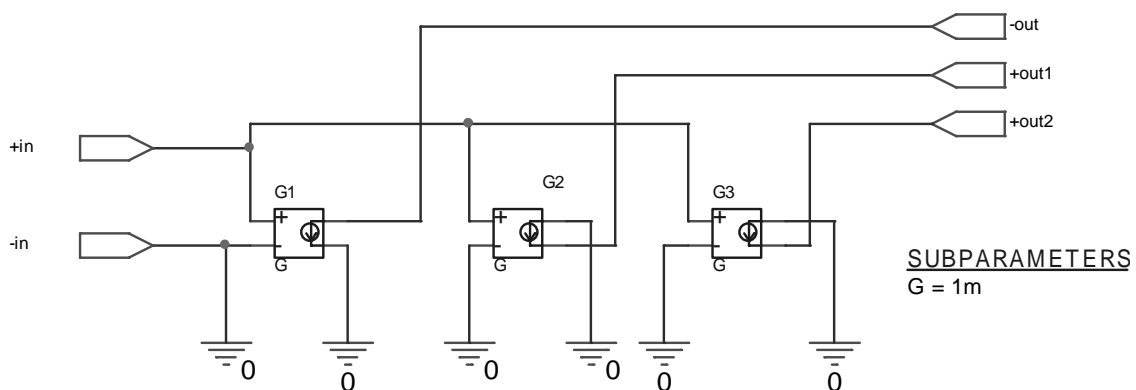
$$C_1 = \frac{g_2}{a_0} . \quad (1. 19)$$

Koeficient $a_0=1 \text{ e}^6$, $a_1=1$, g_2 je voleno 100 mS. Při znalosti těchto hodnot snadno dopočítáme kondenzátor, který má velikost 100 nF.

Schéma bylo nakresleno do simulátoru PSpice, kde bylo potřeba zajistit více výstupů u bloku G (VCCS). Vytváření více výstupů bylo provedeno tak, že pro např. 3 výstupy byly paralelně spojeny 3 prvky, které měly stejnou hodnotu přenosu, a lišili se pouze polaritou svých výstupů. Celá tato struktura byla umístěna do hierarchického bloku (dále HB) a to z důvodu větší přehlednosti výsledného schématu a také z důvodu úspory místa. Hierarchické bloky byly vytvořeny dle návodu, který je uveden v [5]. Z těchto bloků byly ihned vytvořeny i knihovny. Vytvoření knihoven je opět popsáno v [5].

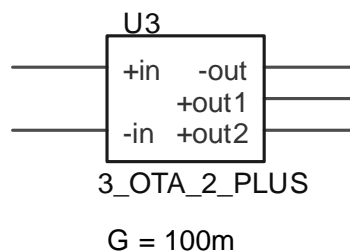
Vytvoření proudového distributoru se 3 výstupy, 2 neinvertující

Zapojení umístěné v hierarchickém bloku je následující:



Obr. 24: Schéma OTA s 3 výstupy, z toho 2 neinvertující

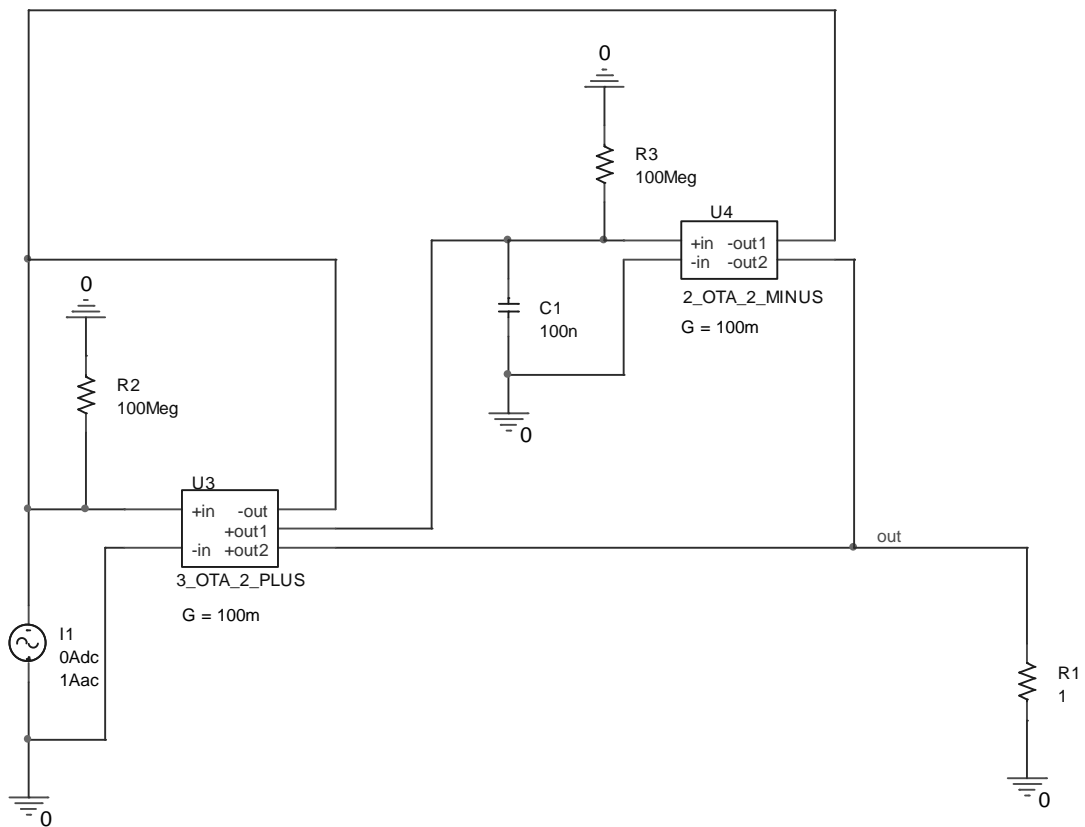
K základním prvkům G musely být ještě přidány *hierarchické porty* a součástka *subparameters*. *Porty* nám umožní vytvoření bloku a součástka *subparameters* umožňuje nastavit nějaký parametr, který budeme moci po vložení bloku měnit. V mém případě je to transkonduktance prvku G. Transkonduktance je u všech prvků totožná. V prvcích G je místo číselné hodnoty zadána hodnota @G. Tímto způsobem je zajištěno, že transkonduktance prvků G je nastavována podle zadané hodnoty v *subparameters*. Výsledný hierarchický blok zobrazuje Obr. 25.



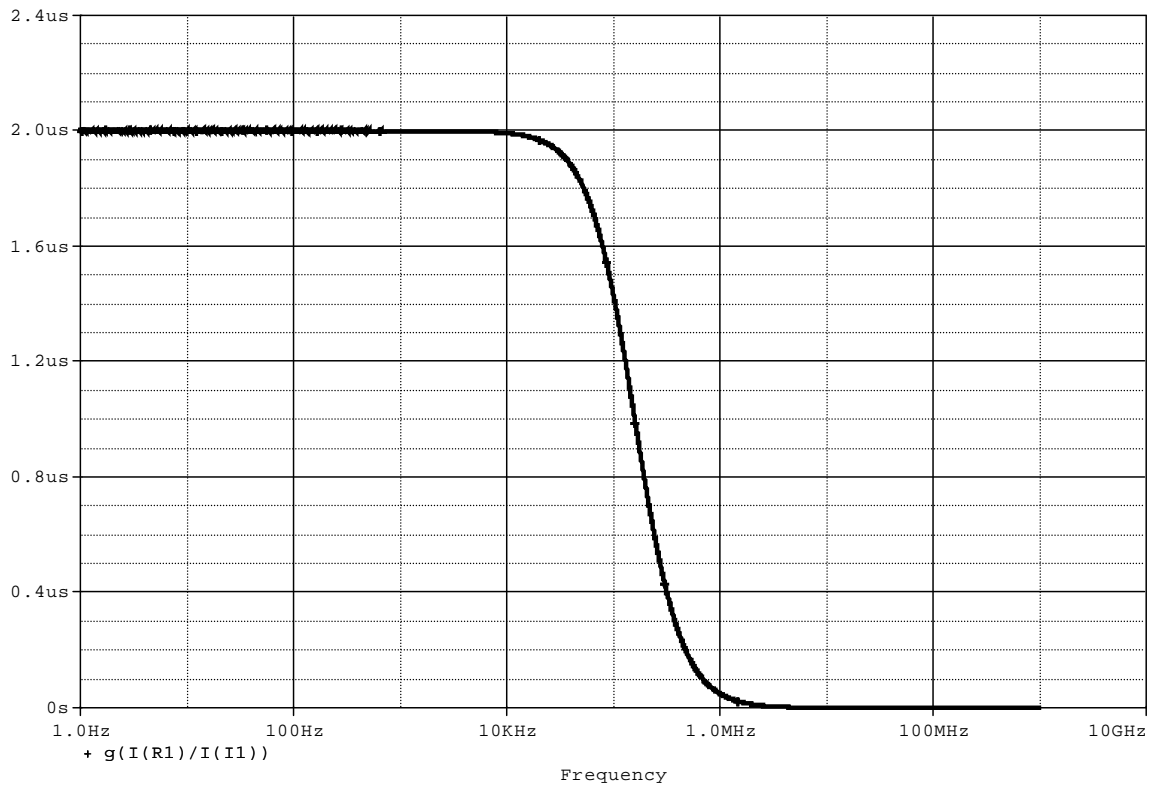
Obr. 25: Hierarchický blok OTA s 3 výstupy, z toho 2 neinvertující

Stejným postupem budou vytvářeny všechny *hierarchické bloky*, pomocí kterých budu nahrazovat složité a na místo náročné obvody aktivních prvků.

Výsledné schéma nakreslené v programovém simulátoru OrCAD PSpice zobrazuje Obr. 26. Ve schéma jsou navíc připojeny odpory R_2 a R_3 , které jsou umístěny čistě z důvodu program PSpice, který bez jejich připojení hlásí chybu, že vstupy obvodů jsou plovoucí. Velikost odporů je volena 100 M Ω , takže na chování obvodu se tyto rezistory neprojeví.

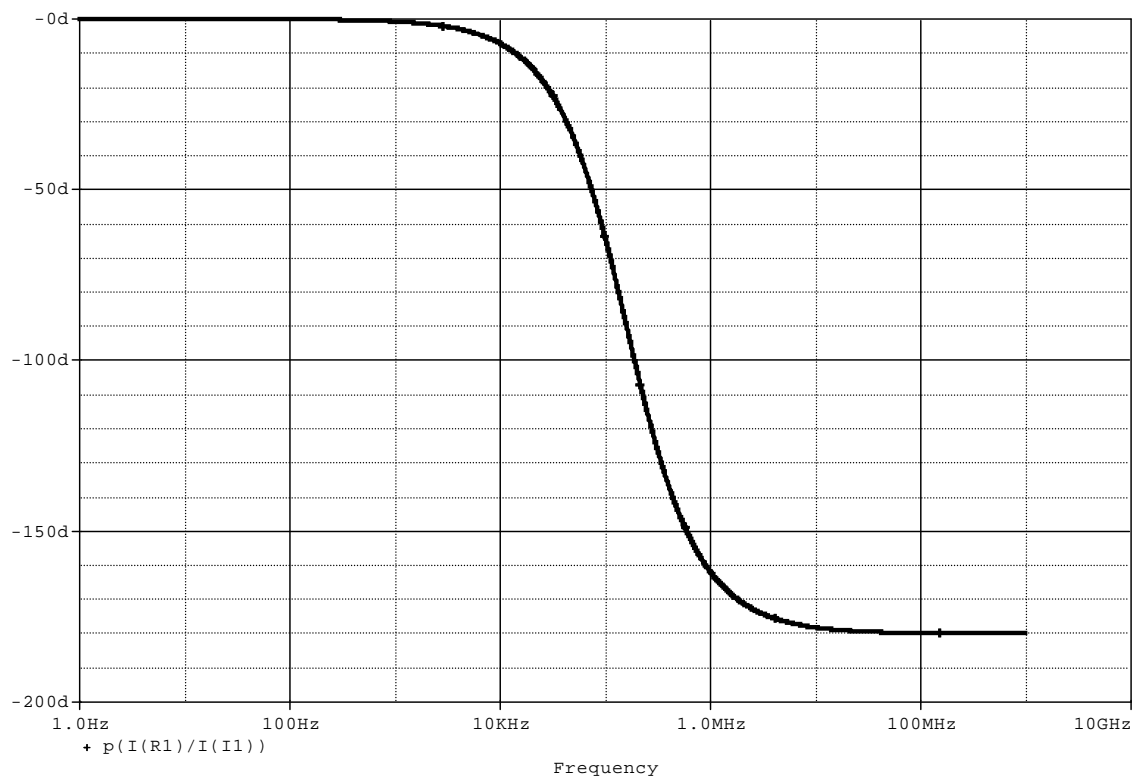


Obr. 26: Schéma zapojení FO 1. řádu v proudovém módu s hierarchickými bloky (HB)



Obr. 27: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v proudovém módu s HB

Z Obr. 27 je patrné konstantní skupinové zpoždění až do hodnoty kmitočtu 10 kHz, ve kterém dochází k poklesu zpoždění. Hodnota konstantního skupinového zpoždění je 2 μs. Tyto hodnoty odpovídají návrhu.



Obr. 28: Průběh fázové charakteristiky FO 1. řádu v proudovém módu

Z fázové charakteristiky je patrná změna fáze z 0° do hodnoty 180°, které dosahuje při hodnotě cca 100 MHz. Je patrná lineární změna fáze. Ke změně dochází od kmitočtu 10 Hz, což není vzhledem k použitému měřítku patrné. Pomocí přiblížení a využití kurzorů je možné tento údaj odečíst.

V modulové charakteristice je opět vidět zvlnění.

Ze zobrazených charakteristik je možné konstatovat, že navržený obvod funguje a dosahuje mnou navržených parametrů.

4.2.3 FO 2. řádu v proudovém módu

Postup návrhu bude stejný, jako v předchozím případě. FO bude navrhován pro kmitočet 1 MHz a konstantní skupinové zpoždění 200 ns. Transkonduktance byla volena opět 100 mS.

Přenos získaný pomocí Snapu:

$$K = \frac{g_2 g_3 - s C_3 g_2 + s^2 C_3 C_1}{g_2 g_3 + s C_3 g_2 + s^2 C_3 C_1} \quad (1.20)$$

Vztahy pro výpočet hodnot jsou následující:

$$C_1 = \frac{g_3}{a_1}, \quad (1.21)$$

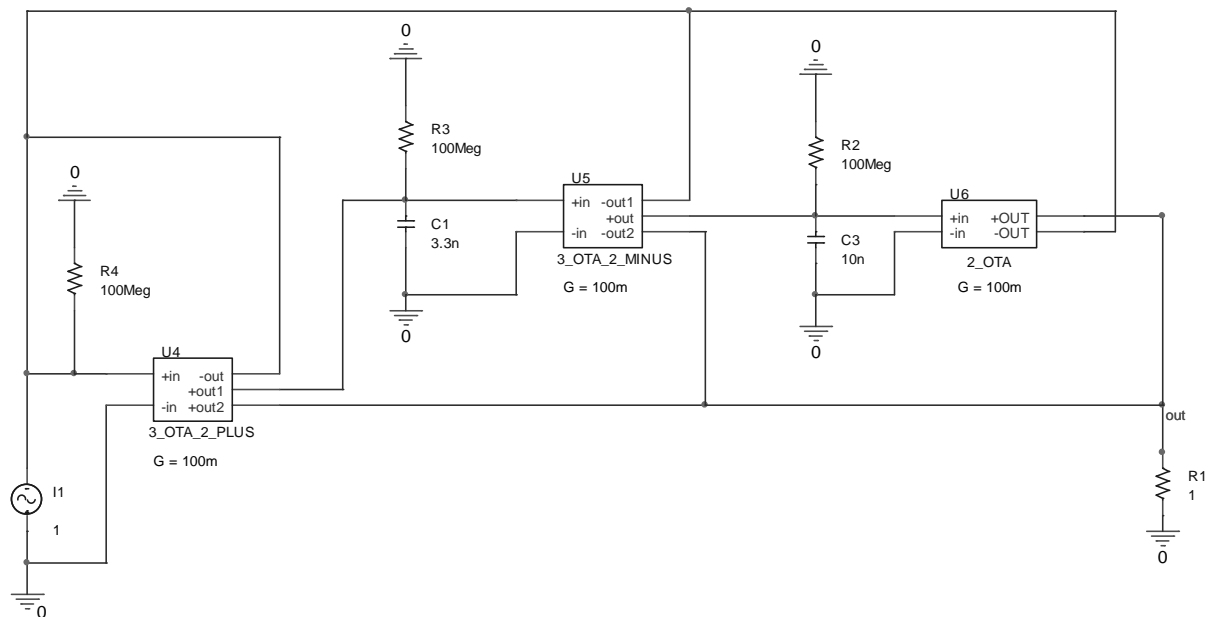
$$C_3 = \frac{g_2 g_3}{a_0 C_1}. \quad (1.22)$$

Hodnoty koeficientů, které zobrazil NAF při zadání kmitočtu 1 MHz a zpoždění 200 ns jsou tyto:

$$a_0 = 3,00228 e^{14}, a_1 = 3,00114 e^7, a_2 = 1.$$

Velikost navržených kondenzátorů:

$$C_1 = 3,3 \text{ nF}, C_2 = 10 \text{ nF}.$$

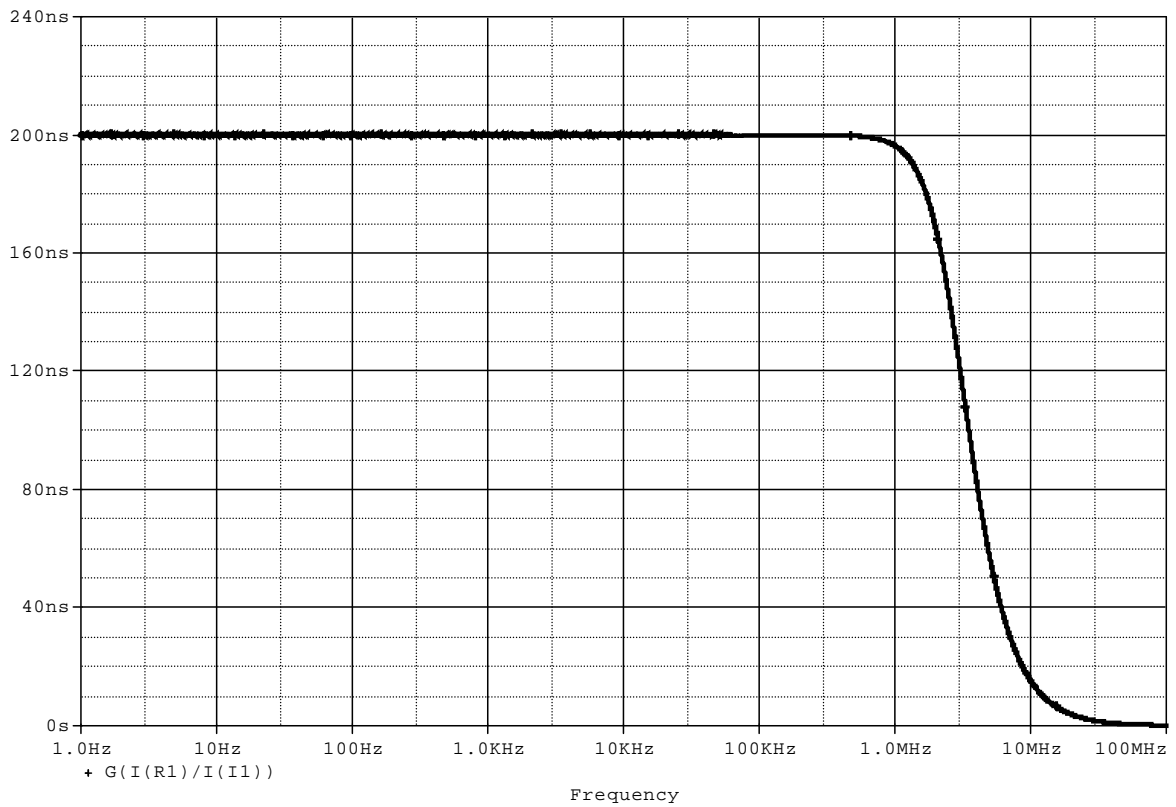


Obr. 29: Schéma FO 2. řádu v proudovém módu

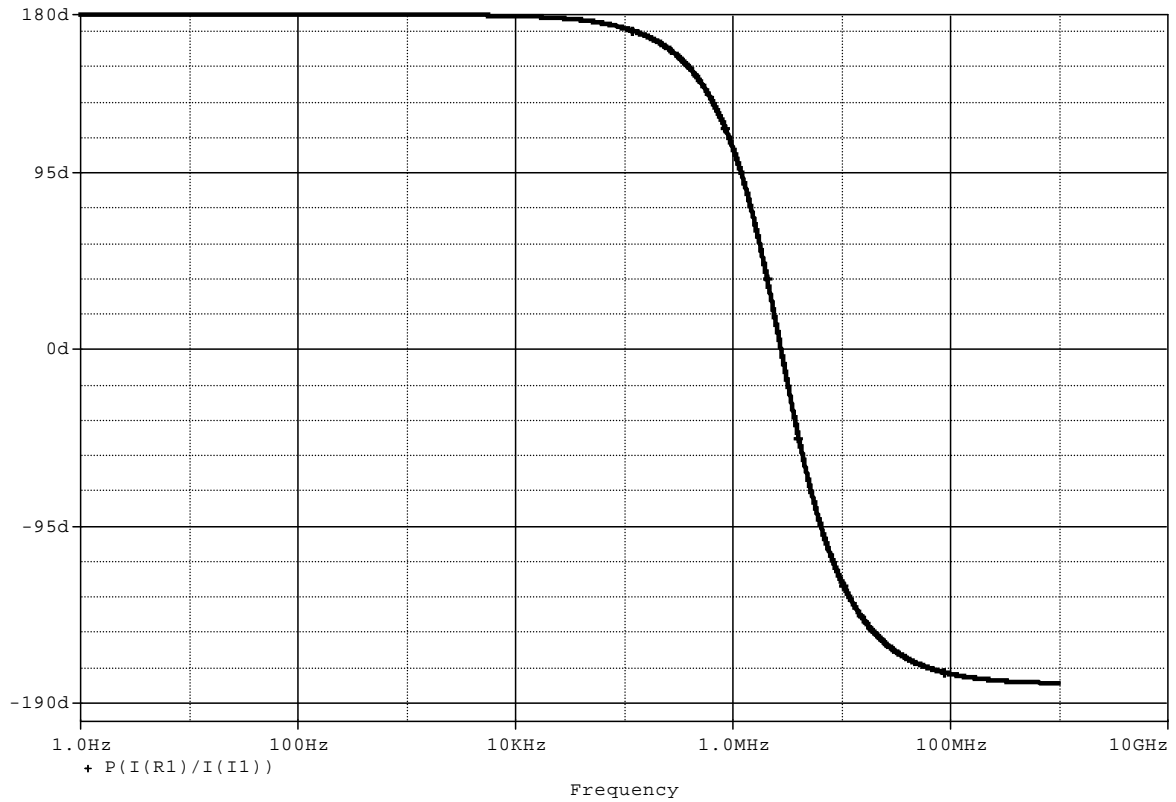
Na Obr. 30 je patrná skutečnost správného návrhu fázovacího obvodu. Skupinové zpoždění je konstantní o hodnotě 200 ns až do kmitočtu 1 MHz. Tyto parametry jsou totožné s navrhovanými hodnotami. Je patrné zvlnění, které je menší než v předchozích případech.

Opět dochází k lineární změně fáze. Změna fáze od 1 Hz do cca 10 kHz není v tomto měřítku patrná. Jestliže využijeme funkce přiblížení, je možné zjistit, že se fáze mění již od počátku průběhu. Fáze se mění od 180° do -180° , které dosahuje při kmitočtu cca 100 MHz.

V modulové charakteristice je opět znatelné zvlnění. Při bližším zkoumání jsem objevil, že zvlnění dosahuje hodnoty desítek nA, což je dle mého soudu zanedbatelná hodnota. K této chybě dochází pravděpodobně při výpočtu hodnot pro simulaci.



Obr. 30: Průběh skupinového zpoždění FO 2. řádu v proudovém módu



Obr. 31: Fázová charakteristika FO 2. řádu v proudovém módu

4.2.4 FO 3. řádu v proudovém módu

Postup návrhu je totožný s předchozími případy v proudovém módu. FO 3. řádu bude navrhován pro hodnoty kmitočtu $f=5$ MHz a hodnotu skupinového zpoždění 100 ns. Dále byly provedeny ještě návrhy FO 3. řádu pro hodnoty $f=25$ kHz, $\tau=20$ us a $f=500$ kHz, $\tau=1$ us. U těchto dvou FO uvedu pouze dosažené výsledky.

Přenos ve Snapu:

$$K = \frac{g_2 g_3 g_4 - s C_1 g_2 g_3 + s^2 C_3 C_1 g_2 - s^3 C_2 C_3 C_1}{g_2 g_3 g_4 + s C_1 g_2 g_3 + s^2 C_3 C_1 g_2 + s^3 C_2 C_3 C_1} \quad (1.23)$$

Vztahy pro výpočet prvků:

$$C_1 = \frac{g_2}{a_2}, \quad (1.24)$$

$$C_2 = \frac{g_2 g_3}{a_1 C_1}, \quad (1.25)$$

$$C_3 = \frac{g_2 g_3 g_4}{a_0 C_1 C_2}. \quad (1.26)$$

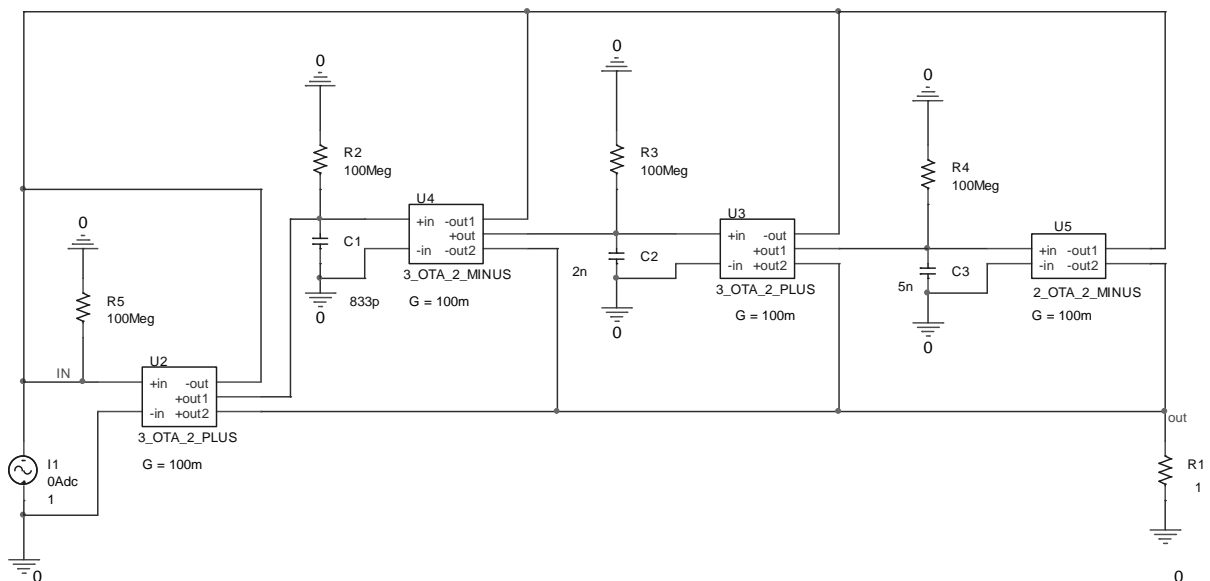
Hodnoty koeficientů získané pomocí programu NAF:

$$a_0=1,20025 e^{23}, a_1=6,008 e^{15}, a_2=1,2008 e^8, a_3=1.$$

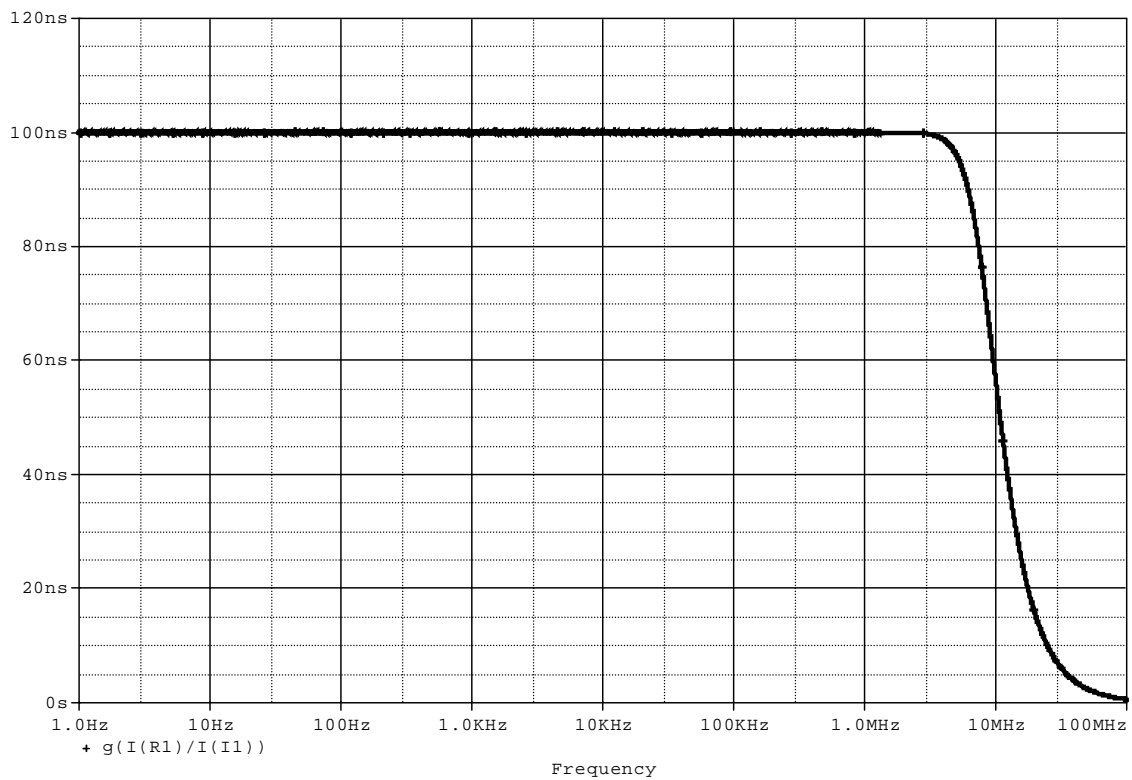
Vypočtené hodnoty součástek:

$$C_1=833 \text{ pF}, C_2= 2 \text{ nF}, C_3=5 \text{ nF}.$$

Výsledné zapojení včetně hodnot součástek a nastavené transkonduktance je zobrazeno na Obr. 32.

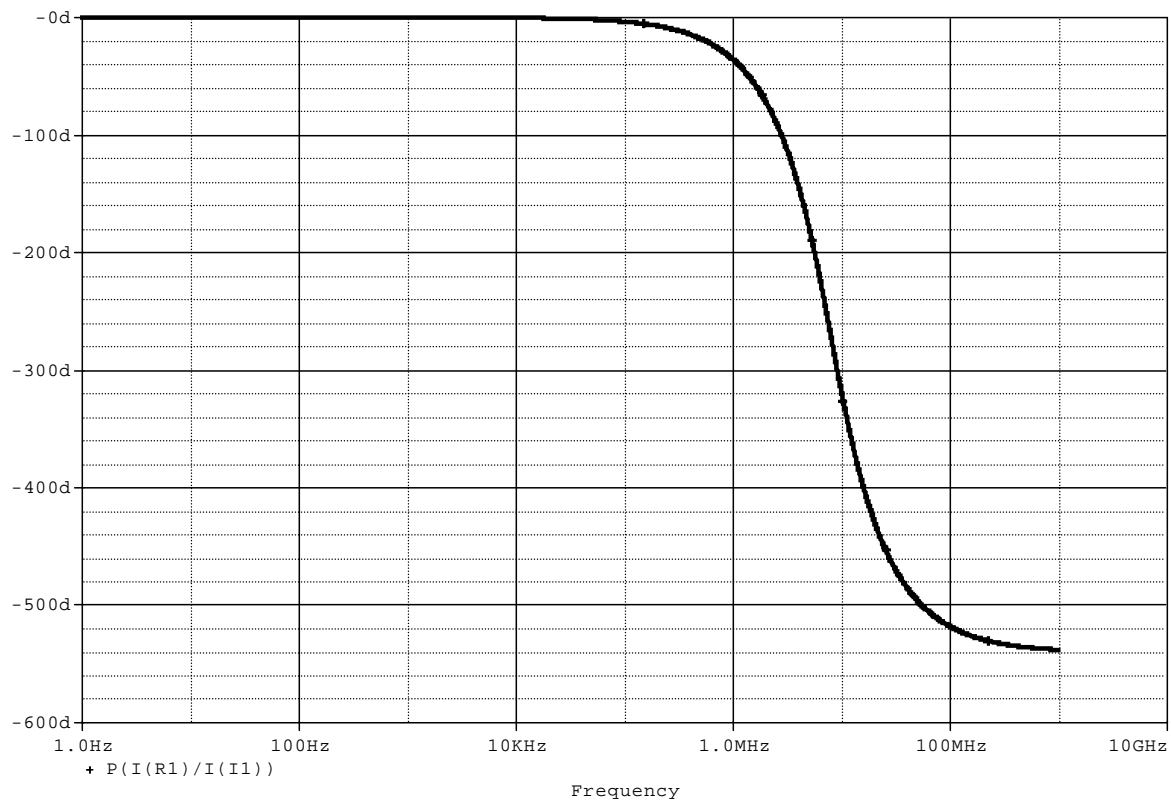


Obr. 32: Schéma zapojení FO 3. řádu v proudovém módu



Obr. 33: Průběh skupinového zpoždění FO 3. řádu v proudovém módu

Fázovací obvod dosahuje navržených parametrů. Opět je vidět zvlnění v charakteristice.



Obr. 34: Fázová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu

Z Obr. 34 je jasné, že fáze se mění lineárně od 0° do – 540° při kmitočtu cca 1 GHz. Změna fáze je lineární.

V průběhu modulu je vidět, že zobrazovaný průběh opět vykazuje zvlnění signálu. Je ale také viditelné zvlnění kopírující tvar, který by měla skutečná charakteristika mít. Proto bych usuzoval, že modulová charakteristika bude v reálném obvodu v pořádku.

FO navržené na jiné hodnoty, vykazují stejné vlastnosti. Skupinové zpoždění a kmitočet, kde končí konstantní skupinové zpoždění, odpovídá navrženým hodnotám, ale objevuje se opět zvlnění.

4.2.5 FO 4. řádu v proudovém módu

Hodnoty získané pomocí programu Snap a návrhového programu NAF jsou uvedeny v následujícím přehledu. Tyto vztahy jsou též uvedeny v [3].

SNAP:

$$K = \frac{g_2 g_3 g_4 g_5 - s C_4 g_2 g_3 g_4 + s^2 g_2 g_3 C_3 C_4 - s^3 g_2 C_2 C_3 C_4 + s^4 C_1 C_2 C_3 C_4}{g_2 g_3 g_4 g_5 + s C_4 g_2 g_3 g_4 + s^2 g_2 g_3 C_3 C_4 + s^3 g_2 C_2 C_3 C_4 + s^4 C_1 C_2 C_3 C_4} . \quad (1.27)$$

Vztahy pro výpočet hodnot kondenzátorů:

$$C_1 = \frac{g_2}{a_3} , \quad (1.28)$$

$$C_2 = \frac{g_2 g_3}{a_2 C_1} , \quad (1.29)$$

$$C_3 = \frac{g_2 g_3 g_4}{C_1 C_2 a_1} , \quad (1.30)$$

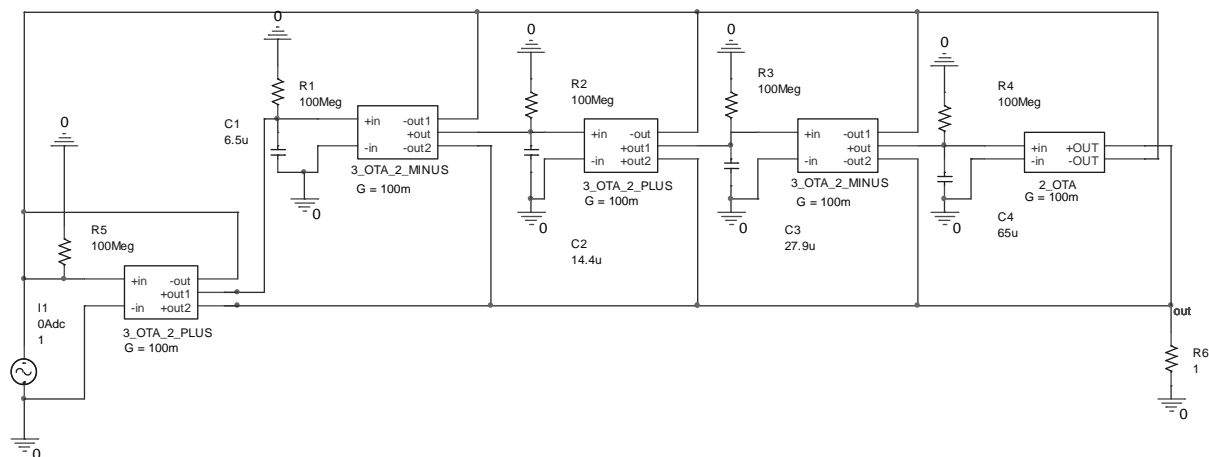
$$C_4 = \frac{g_2 g_3 g_4 g_5}{C_1 C_2 C_3 a_0} . \quad (1.31)$$

Hodnoty koeficientů pro $f=500$ Hz a $\tau=1,3$ ms:

$$a_0=5,88601 e^{14}, a_1=3,82513 e^{11}, a_2=1,06542 e^8, a_3=1,53876 e^{14}, a_4=1.$$

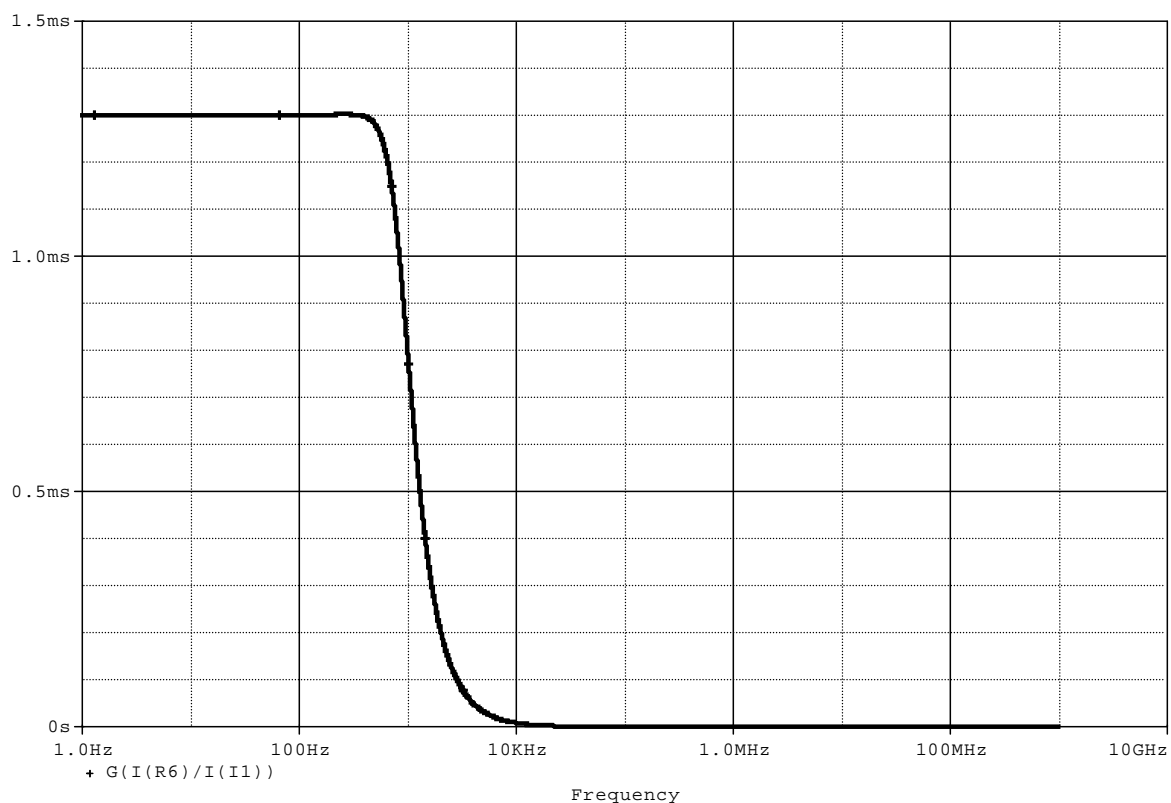
Hodnoty kondenzátorů:

$$C_1=6,5 \mu\text{F}, C_2=14,4 \mu\text{F}, C_3=27,9 \mu\text{F}, C_4=65 \mu\text{F}.$$



Obr. 35: Schéma zapojení FO 4. řádu v proudovém módu

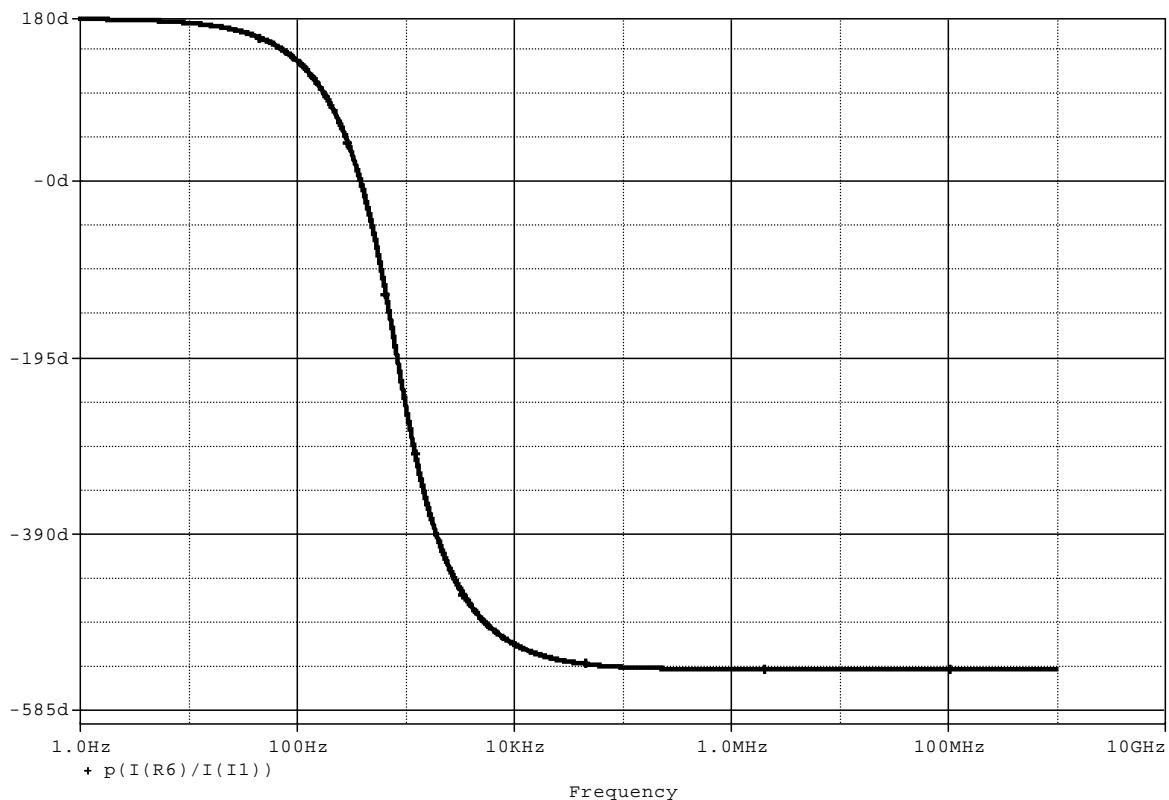
Na Obr. 35 je zřetelné, že v tomto případě se jedná o docela rozsáhlý obvod a bez využití HB by nebylo možné přehledně a srozumitelně interpretovat toto zapojení. Na následující obrázku je zobrazen průběh skupinového zpoždění v závislosti na kmitočtu. Jak je na první pohled patrné, dosahované hodnoty odpovídají zadaným parametrům. Návrh je správný.



Obr. 36: Průběh skupinového zpoždění FO 4. řádu v proudovém módu

Z Obr. 37 je vidět typická lineární změna fáze. Změna fáze je od 180° do -540° , které dosahuje v hodnotě kmitočtu cca 100 kHz.

V modulové charakteristice je viditelný stále stejný problém a to je zvlnění. Jinak charakteristika vykazuje požadované vlastnosti.



Obr. 37: Fázová charakteristika FO 4. řádu v proudovém módu

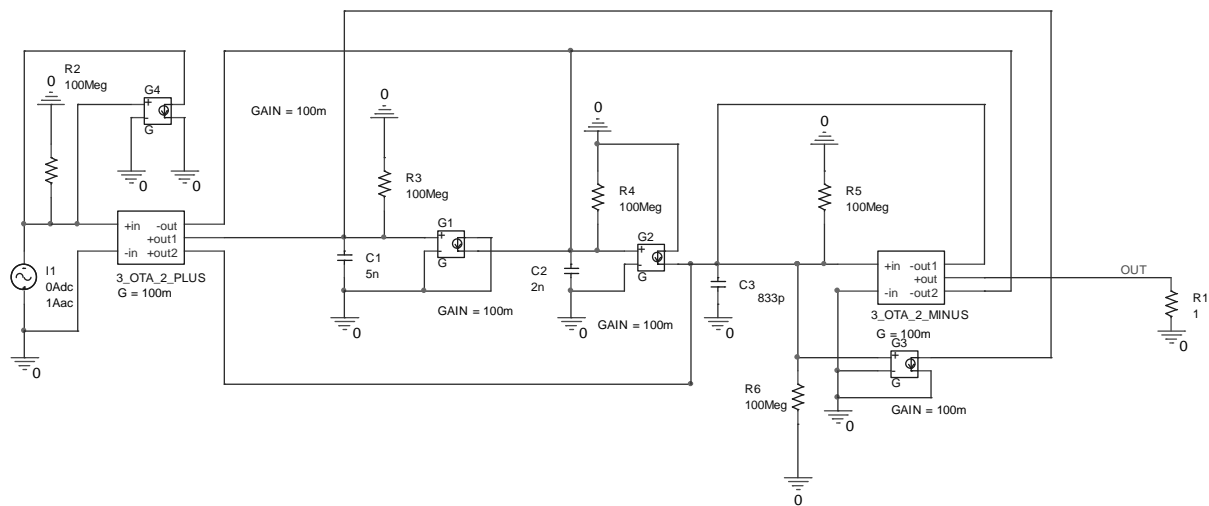
Z provedených návrhů je patrné, že fázovací obvody s proudovými integrátory v proudovém módu se jeví jako vhodná struktura pro tvorbu fázovacích článků. U všech navržených zapojení dosahovaly charakteristiky skupinového zpoždění, fáze i modulu žádaných průběhů.

4.2.6 FO 3. řádu v proudovém módu – struktura IFLF

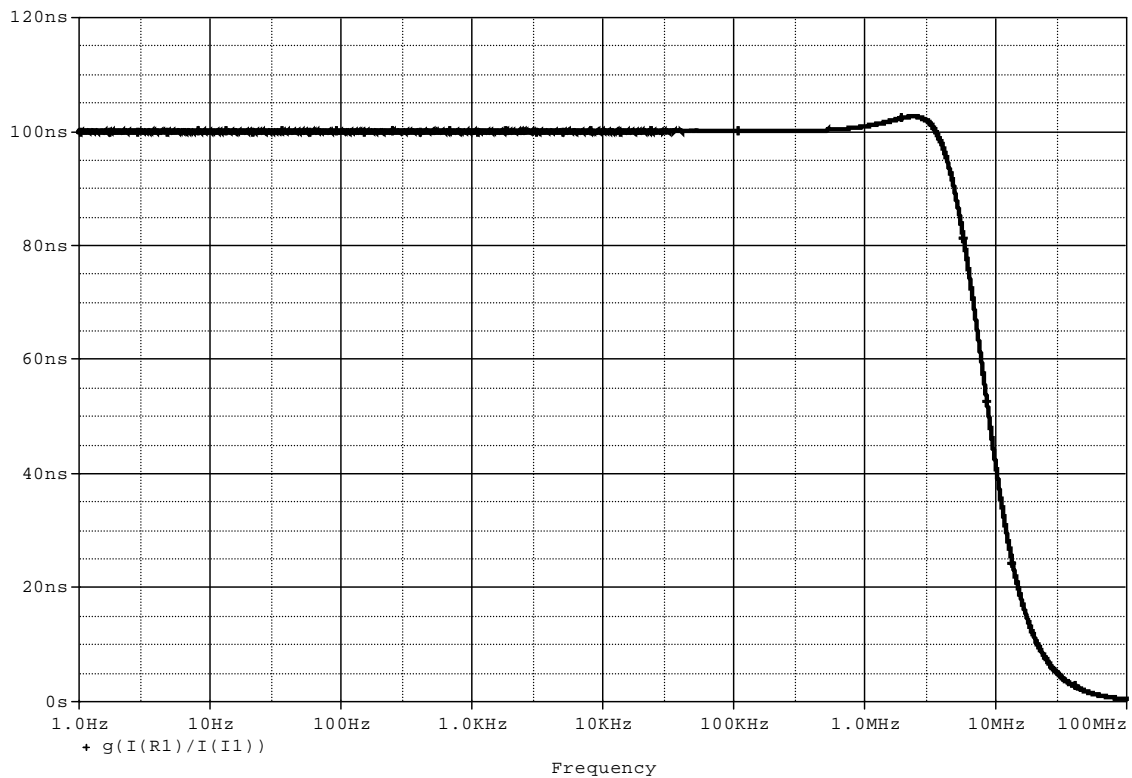
Pro návrh této struktury jsem vycházel z Obr. 3. Zadání pro návrh jsem použil stejné jako v kapitole 4.2.4 a to z důvodu porovnání těchto dvou struktur. Hodnoty koeficientů pro $f = 5$ MHz a $\tau = 100$ ns jsou tyto:

$$a_0 = 1,20025 e^{23}, a_1 = 6,008 e^{15}, a_2 = 1,2008 e^8, a_3 = 1.$$

Návrhové vztahy odpovídají vztahům (1. 23), (1. 24), (1. 25), (1. 26). Celkové schéma i s vypočtenými hodnotami je zobrazeno na následujícím obrázku.

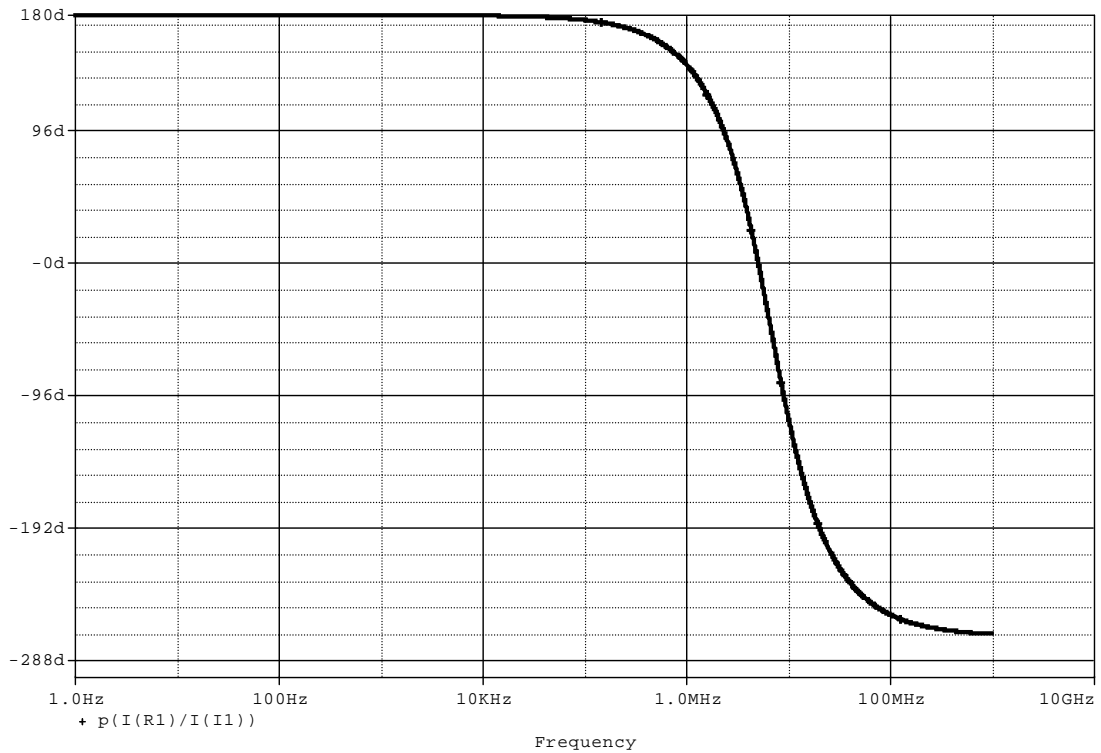


Obr. 38: Schéma zapojení FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF



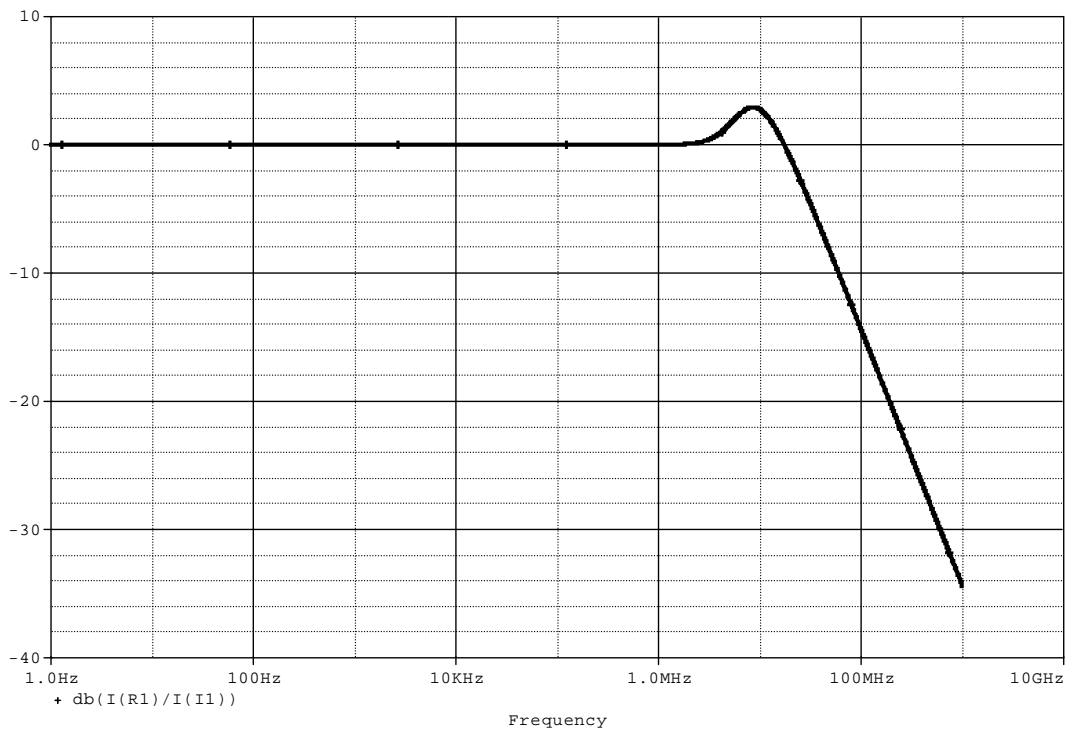
Obr. 39: Průběh skupinového zpoždění FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF

Pokud porovnáme dosažené charakteristiky v kapitole 4.2.4 a zde, je možné pozorovat, že zatímco u struktury **FLF** je konstantní skupinové zpoždění 100 ns drženo až do hodnoty 5 MHz a potom dochází k poklesu zpoždění, přesně dle návrhu, u struktury **IFLF** se skupinové zpoždění od hodnoty cca 500 kHz postupně zvyšuje až do hodnoty 102 ns, které dosahuje při kmitočtu 2,29 MHz. Dále zpoždění klesá. Změna zpoždění je rovna hodnotě 2 %, což považuji za zanedbatelnou změnu τ . Je tedy možné konstatovat, že obě struktury dosahují, co se týče τ , stejných výsledků.



Obr. 40: Fázová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF

Průběh zobrazený na Obr. 40 je totožný s odpovídající charakteristikou v kapitole 4.2.4. Charakteristiky se liší pouze v hodnotách, kterých dosahují. U struktury **FLF** je změna od 0° do -540° při kmitočtu 1 GHz. U struktury **IFLF** se mění fáze z hodnoty 180° do hodnoty -270° při kmitočtu 1 GHz.

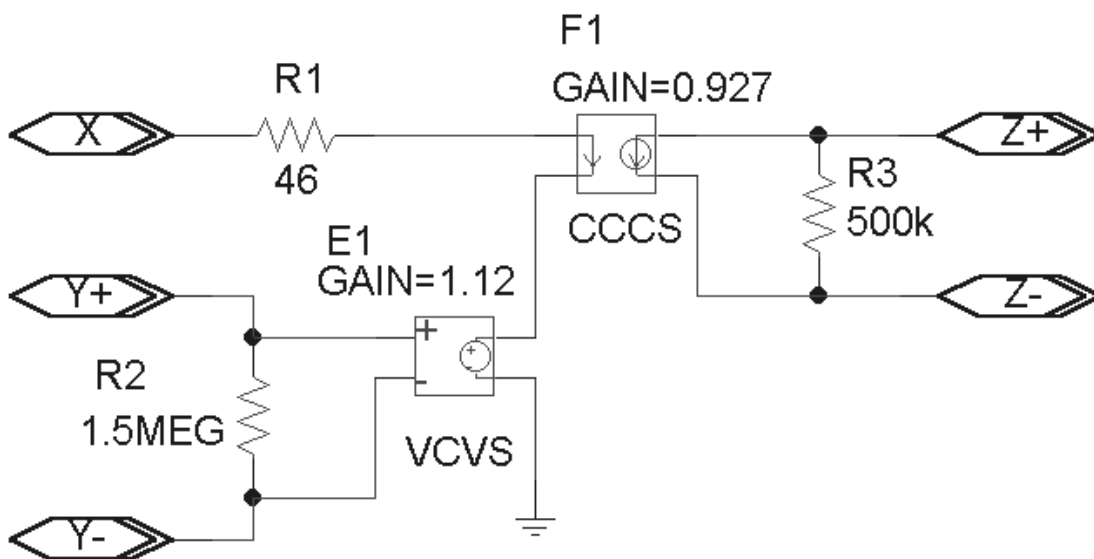


Obr. 41: Modulová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF

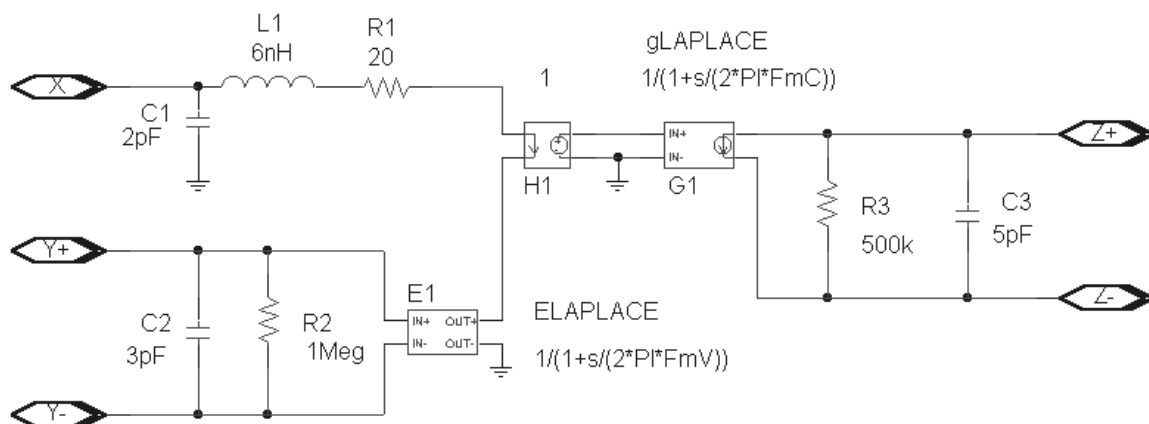
Modulová charakteristika zde dosahuje lepších výsledků. Zmizelo zvlnění, kterým byly provázány všechny obvody ve struktuře **FLF**. Přenos dosahuje hodnoty 0 dB (1) a od hodnoty 500 kHz dochází k jeho navyšování, které se zastavuje v maximu rovném 3 dB při kmitočtu 8,7 MHz.

4.3 Fázovací obvody s proudovými konvejory

Ve struktuře **FLF**, případně **IFLF** je možno využít též proudové konvejory. Pro simulaci s konvejory jsem využíval rezistivního modelu konvejeoru CII. Použil jsem již navržených obvodů v kapitole 4.2, kde jsem upravil hodnoty kondenzátorů dle změny zisku aktivního prvku. Rezistivní i frekvenční model je převzat z [6].



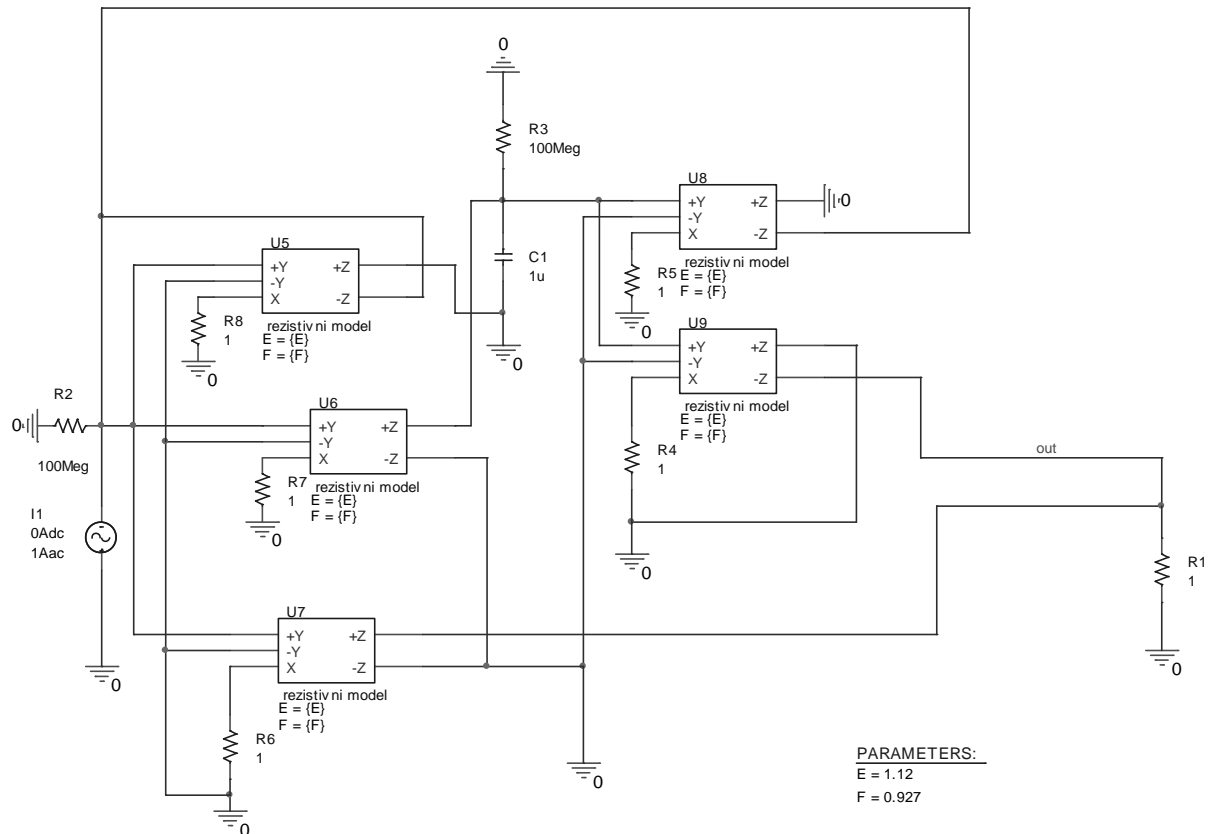
Obr. 42: Schéma rezistivního modelu konvejeoru CC-5102 v programu PSpice



Obr. 43: Schéma frekvenčního modelu konvejeoru CC-5102 v programu PSpice

4.3.1 FO 1. řádu s pětibranovým modelem konvejeoru ve struktuře FLF

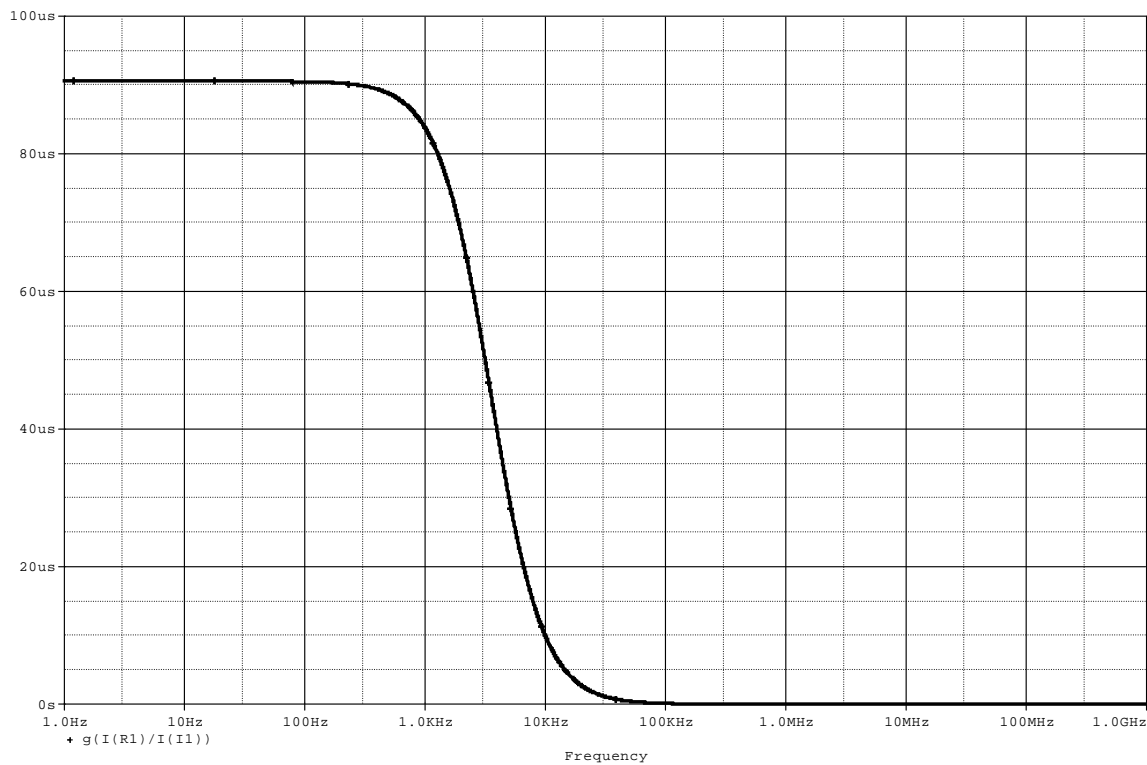
Schéma zapojení je totožné jako v kapitole 4.2.2. Uvažoval jsem zesílení konvejeorů rovno 1, proto jsem musel přepočíst hodnotu kondenzátoru. Zisk se 10x zvětšil a též hodnota kondenzátoru se 10x zvětšila. Opět jsem využíval *hierarchických bloků*, ve kterých byl tentokrát umístěn rezistivní model konvejeoru.



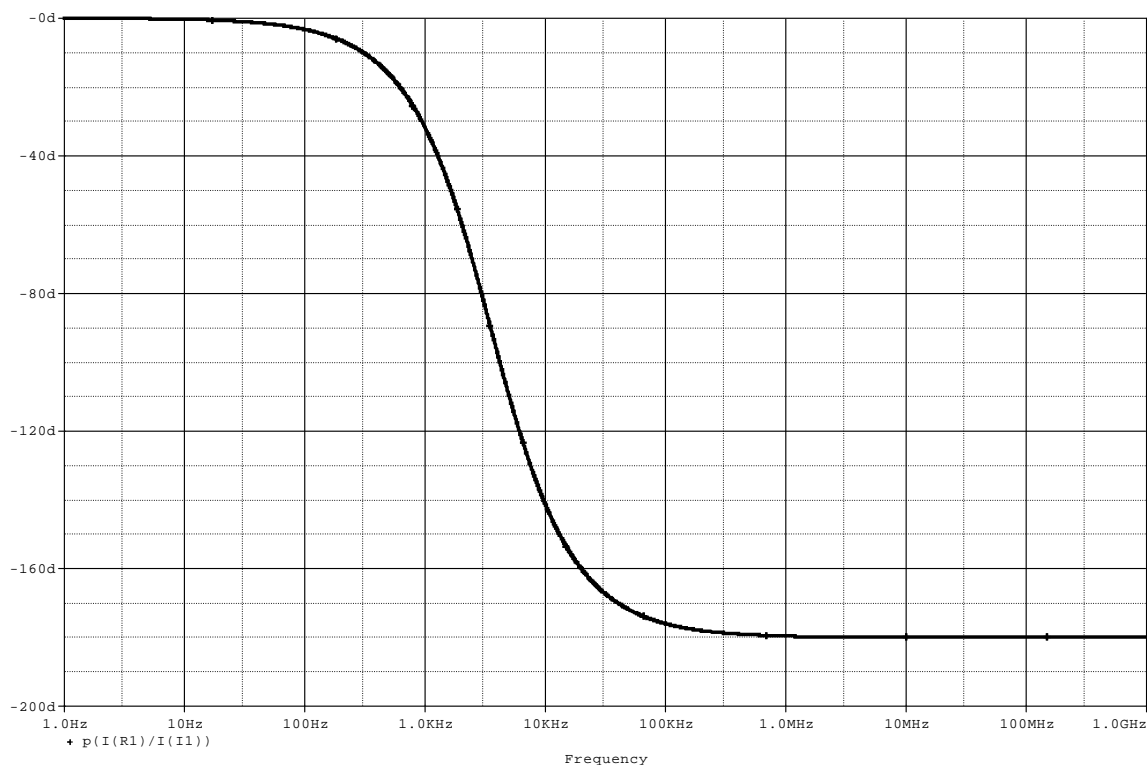
Obr. 44: Schéma zapojení FO 1. řádu s rezistivním modelem konvejeoru

V zapojení zobrazeném na Obr. 44 jsem navíc umístil prvek *parameters*, s jehož pomocí budu měnit hodnoty zisku aktivních prvků E, F a sledovat, jak se změny projeví na chování obvodu. Změny zisků budu volit v toleranci 10 % od původní hodnoty z rezistivního modelu. Pro hodnoty zisku E je to rozsah - 10 % až + 10 % resp. 1,008 až 1,232. Pro hodnoty zisku F rozsah činí - 10 % až + 10 % resp. 0,8343 - 1,0197.

Po vygenerování charakteristiky skupinového zpoždění je vidět, že došlo k posunutí konstantního skupinového zpoždění z hodnoty 2 μ s, které končí v 10 kHz do hodnoty 90 μ s, která končí při kmitočtu cca 300 Hz. Z těchto hodnot je jasně patrné, že pokud bychom chtěli transkonduktanční zesilovač nahradit pomocí konvejeoru v tomto typu zapojení, bylo by třeba kromě přepočtu kondenzátoru a nahrazení samotného prvku upravit i návrhové vztahy a potom přepočítat veškeré hodnoty. V tomto zapojení mají určitě vliv uvažované vstupní a výstupní odpory rezistivního modelu, které nám nepříznivě mění výsledné charakteristiky. Z průběhu na Obr. 45 je jasně patrná skutečnost, že i se změněnými parametry obvod vykazuje chování fázovacího članku, jehož parametry jsou $\tau = 90 \mu$ s a $f = 300$ Hz.

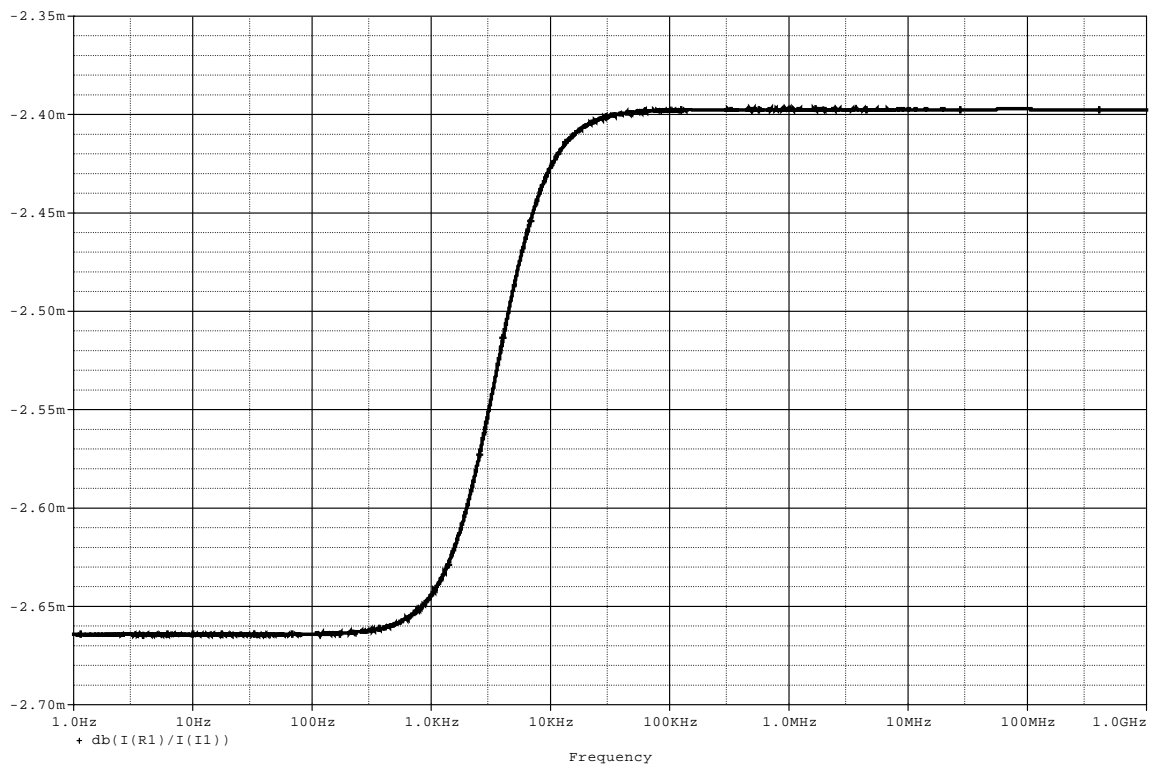


Obr. 45: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu s rezistivním modelem konvejeoru



Obr. 46: Fázová charakteristika FO 1. řádu s rezistivním modelem konvejeoru

Fázová charakteristika se mění z hodnoty 0° do hodnoty -180° při hodnotě kmitočtu 1 MHz.



Obr. 47: Modulová charakteristika FO 1. řádu s rezistivním modelem konvejeru

Vliv změny zisků E a F na výsledné parametry obvodu

$E=1,008$, $F=0,927$

Hodnota skupinového zpoždění je: $\tau = 112 \mu\text{s}$

Hodnota mezního kmitočtu je: $f = 300 \text{ Hz}$

$E=1,232$, $F=0,927$

Hodnota skupinového zpoždění je: $\tau = 75 \mu\text{s}$

Hodnota mezního kmitočtu je: $f = 1 \text{ kHz}$

$F=0,8343$, $E=1,12$

Hodnota skupinového zpoždění je: $\tau = 112 \mu\text{s}$

Hodnota mezního kmitočtu je: $f = 300 \text{ Hz}$

$F=1,0197$, $E=1,12$

Hodnota skupinového zpoždění je: $\tau = 75 \mu\text{s}$

Hodnota mezního kmitočtu je: $f = 1 \text{ kHz}$

$E=1,232$, $F=1,0197$

Hodnota skupinového zpoždění je: $\tau = 60 \mu\text{s}$

Hodnota mezního kmitočtu je: $f = 1 \text{ kHz}$

E=1,008, F=0,8343Hodnota skupinového zpoždění je: $\tau = 135 \mu\text{s}$ Hodnota mezního kmitočtu je: $f = 300 \text{ Hz}$ **E=1,008, F=1,0197**Hodnota skupinového zpoždění je: $\tau = 90 \mu\text{s}$ Hodnota mezního kmitočtu je: $f = 300 \text{ Hz}$ **E=1,232, F=0,8343**Hodnota skupinového zpoždění je: $\tau = 90 \mu\text{s}$ Hodnota mezního kmitočtu je: $f = 300 \text{ Hz}$

Ze zkoumaných změn zisku je možné konstatovat:

a) Při změně jednoho zisku

- 1) snížení zisku=*zvýšení skupinového zpoždění a konstantní mezní kmitočet*
- 2) zvýšení zisku=*snížení skupinového zpoždění a zvětšení mezního kmitočtu*
- 3) *u této změny je jedno jestli měníme E či F, výsledná změna je totožná*

b) Při změně obou zisků

- 1) zvýšení zisků=*snížení hodnoty konstantního skupinového zpoždění a zvýšení mezního f*
- 2) snížení zisků=*zvýšení hodnoty skupinového zpoždění a konstantní mezní f*

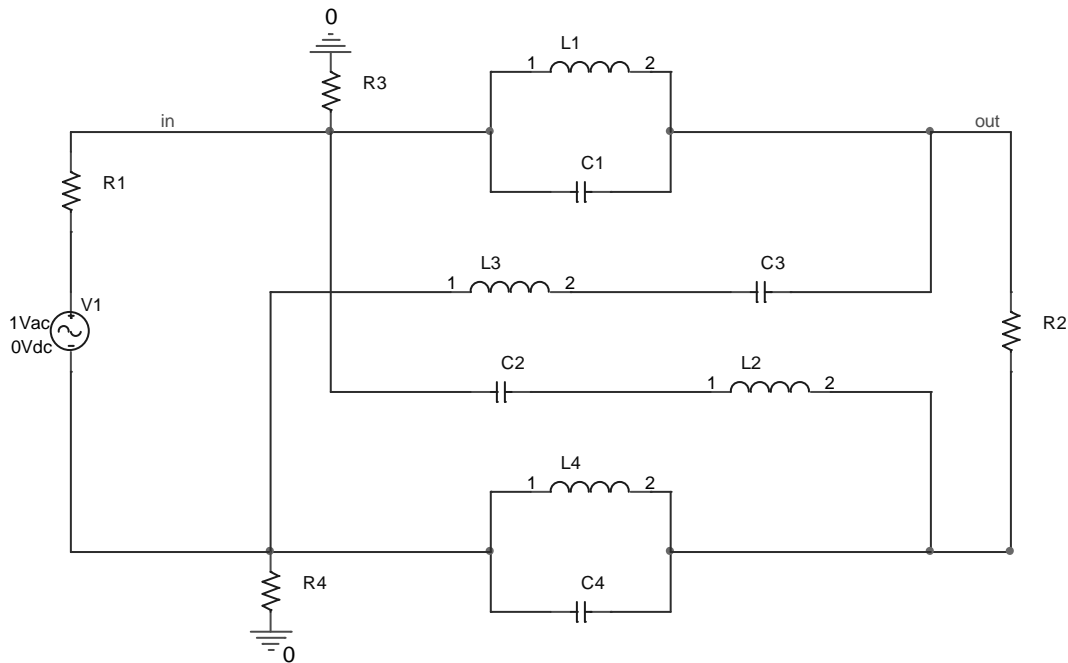
c) Opačná změna zisků

- 1) $E + 10\%$ a $F - 10\%$ = *žádná změna*
- 2) $E - 10\%$ a $F + 10\%$ = *žádná změna*

4.4 Křížový fázovací obvod

4.4.1 Pasivní křížový fázovací obvod

Tento obvod zde uvádím, protože bude navrhnut pasivní článek a pak pomocí aktivních prvků budou nahrazeny cívky v tomto zapojení. Touto úpravou dosáhnou lepší možnosti miniaturizace a odstraním nevýhody indukčností. Pasivní křížový fázovací obvod 2. řádu je tvořen 4 kondenzátory, 4 cívkami a 2 odpory, jak zobrazuje *Obr. 48*.



Obr. 48: Schéma zapojení pasivního křížového filtru

Návrhové vztahy jsou uvedeny v [1] a také v [4]. Tyto vztahy se liší, protože ve skriptu [1] je využíváno pro návrh normovaných parametrů obvodu, zatímco v knize [4] jsou využívány přímo hodnoty parametrů obvodu.

Postup návrhu dle [1]:

Z Tabulka 1 je odečtena hodnota parametrů B_{1i} a B_{2i} , což v mém případě pro druhý řád jsou hodnoty $B_{1i}=1,6278$ a $B_{2i}=0,8832$.

Tyto parametry dosadím do rovnice [1] $B_{2i}p^2 - B_{1i}p + B_0 = 0$, (1. 32)

$$0,8832p^2 - 1,6278p + 1 = 0,$$

Celou rovnici podělím hodnotou 0,8832 => $p^2 - 1,843p + 1,132 = 0$.

Tímto způsobem jsem získal hodnoty b_0 a b_1 , které dosadím do následujících vztahů:

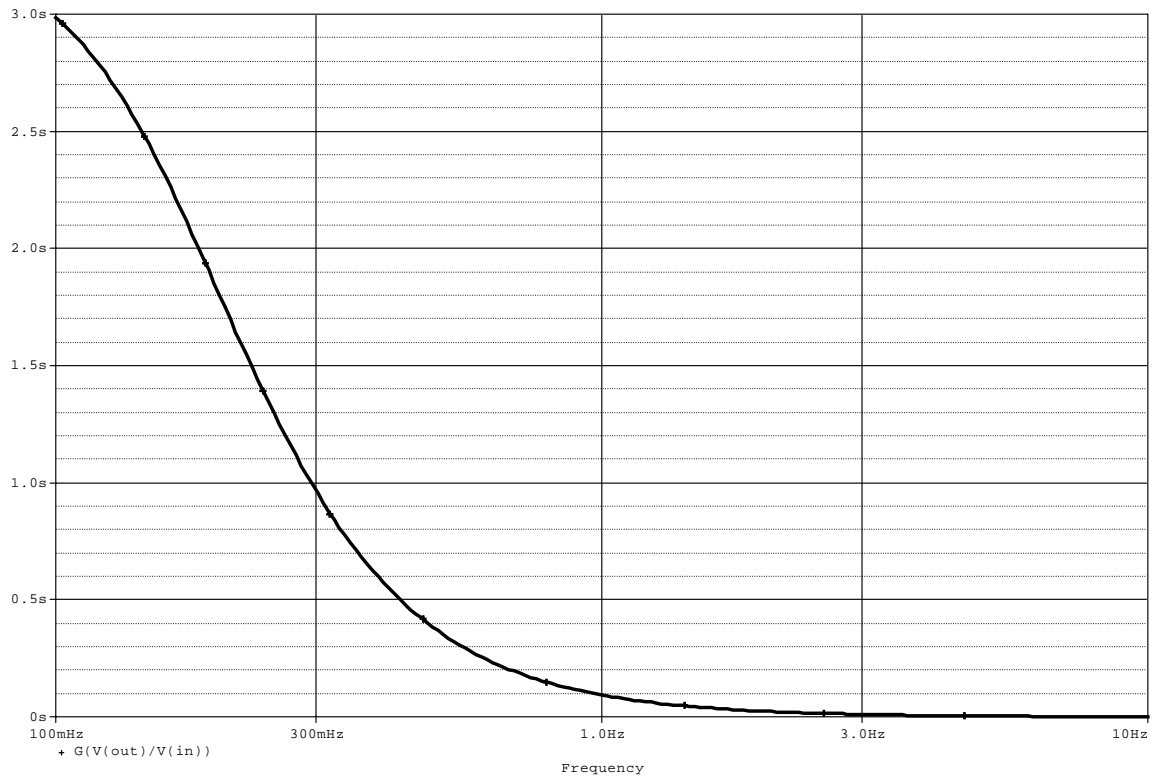
$$L_1 = \frac{R_1 b_1}{b_0}, \quad C_1 = \frac{1}{R_1 b_1}, \quad L_2 = \frac{R_1}{b_1}, \quad C_2 = \frac{b_1}{R_1 b_0}. \quad (1. 33)$$

Hodnota $R_1=R_2$ je volena a je rovna hodnotě 500 Ω .

Po dosazení a výpočtu vychází hodnoty odpovídající kmitočtu 1 Hz:

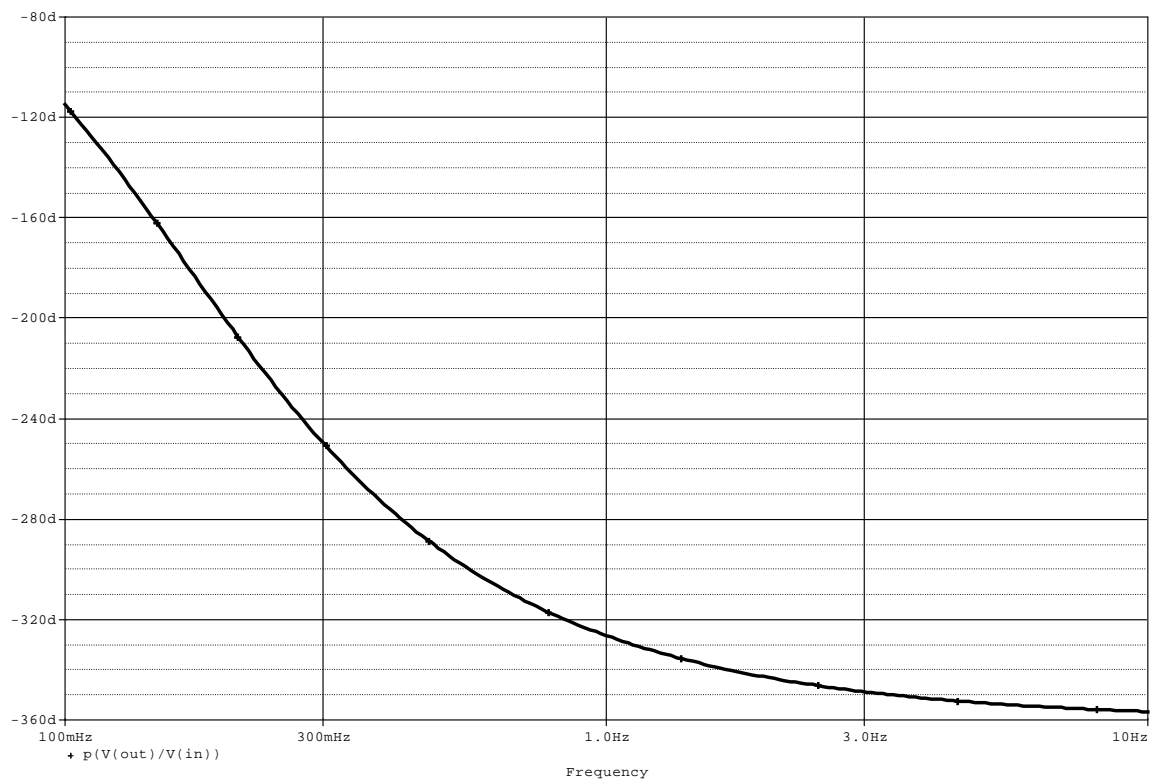
$$L_1=L_4=814 \text{ H}, \quad C_1=C_4=1,085 \text{ mF}, \quad L_2=L_3=271,3 \text{ H}, \quad C_2=C_3=3,256 \text{ mF}.$$

Charakteristiky takto navrženého obvodu zobrazují následující grafy.

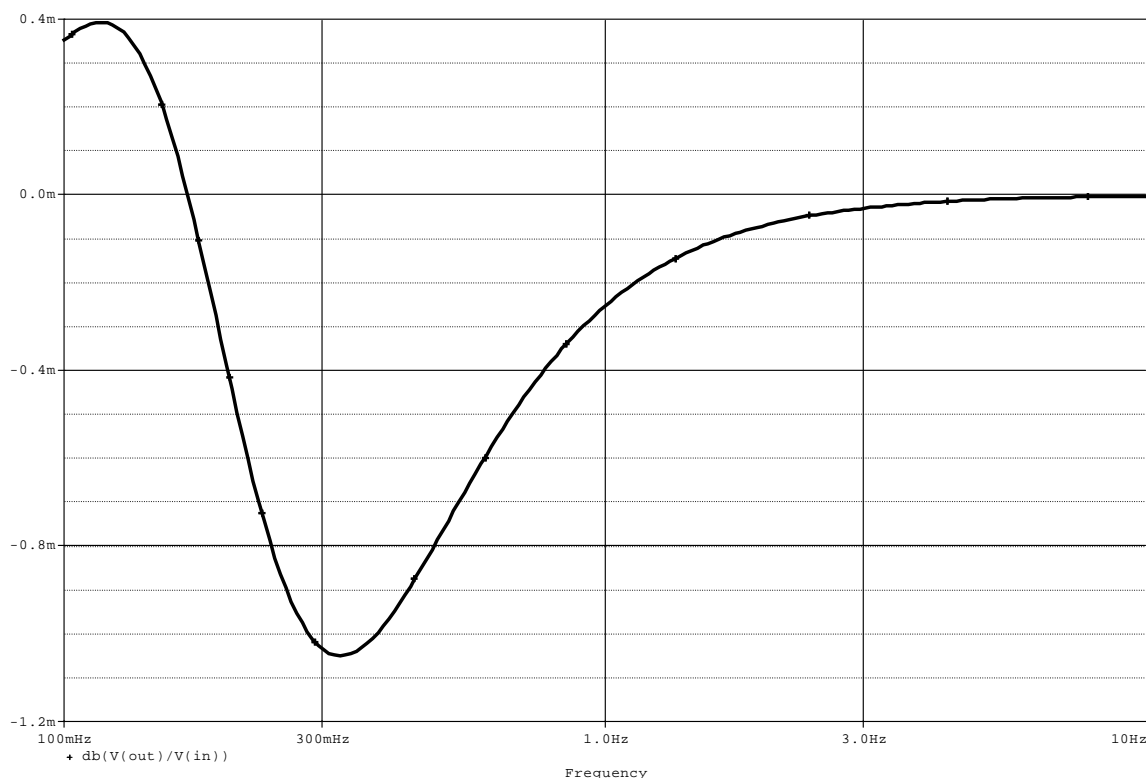


Obr. 49: Průběh skupinového zpoždění pasivního křížového FO pro kmitočty 1 Hz

Z průběhu je jasně patrná správná funkce obvodu.



Obr. 50: Fázová charakteristika pasivního křížového FO pro kmitočty 1 Hz



Obr. 51: Modulová charakteristika pasivního křížového FO pro kmitočet 1 Hz

Úpravu mezního kmitočtu provádíme podělením vypočtených hodnot požadovaným kmitočtem. V mém případě jsou to hodnoty pro kmitočet 100 kHz:

$$L_1=8,14 \text{ mH}, L_2=2,713 \text{ mH}, C_1=10,85 \text{ nF}, C_2=32,56 \text{ nF}.$$

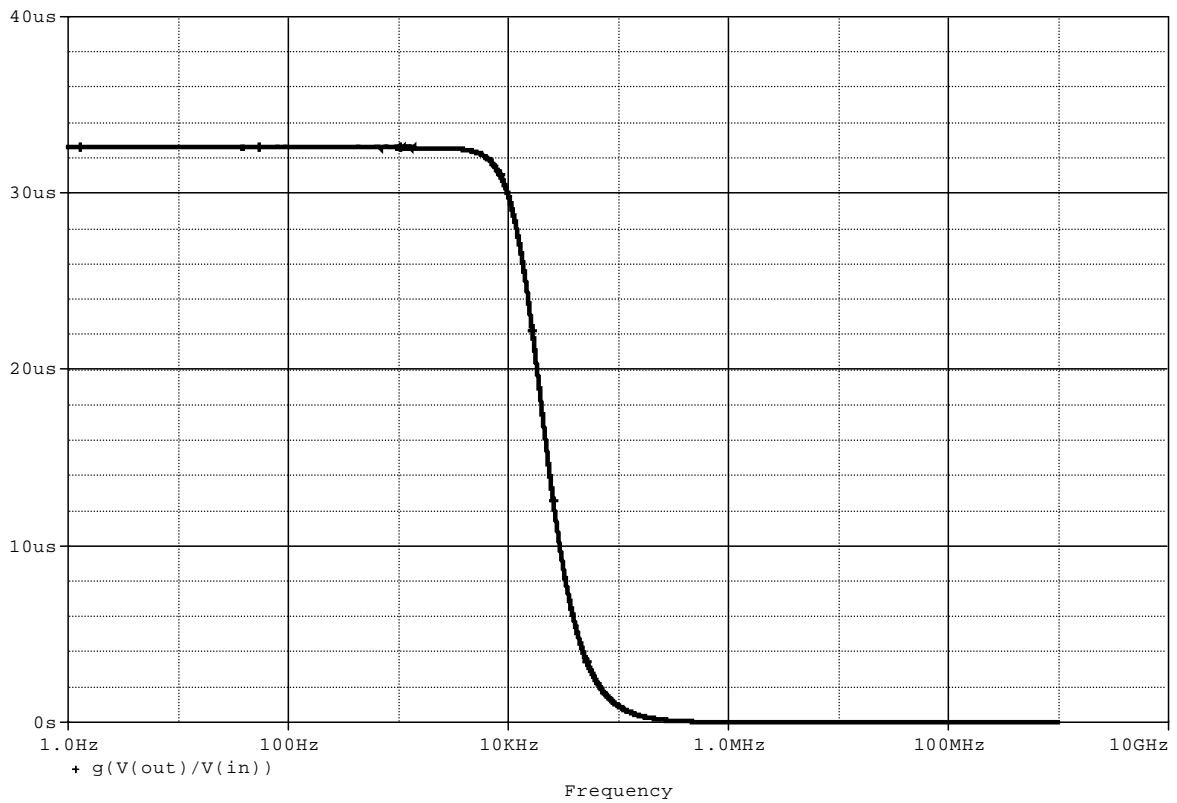
Je nutné uvést, že i hodnoty odporů ovlivňují mezní kmitočet a konstantní skupinové zpoždění.

Postup návrhu dle [4]:

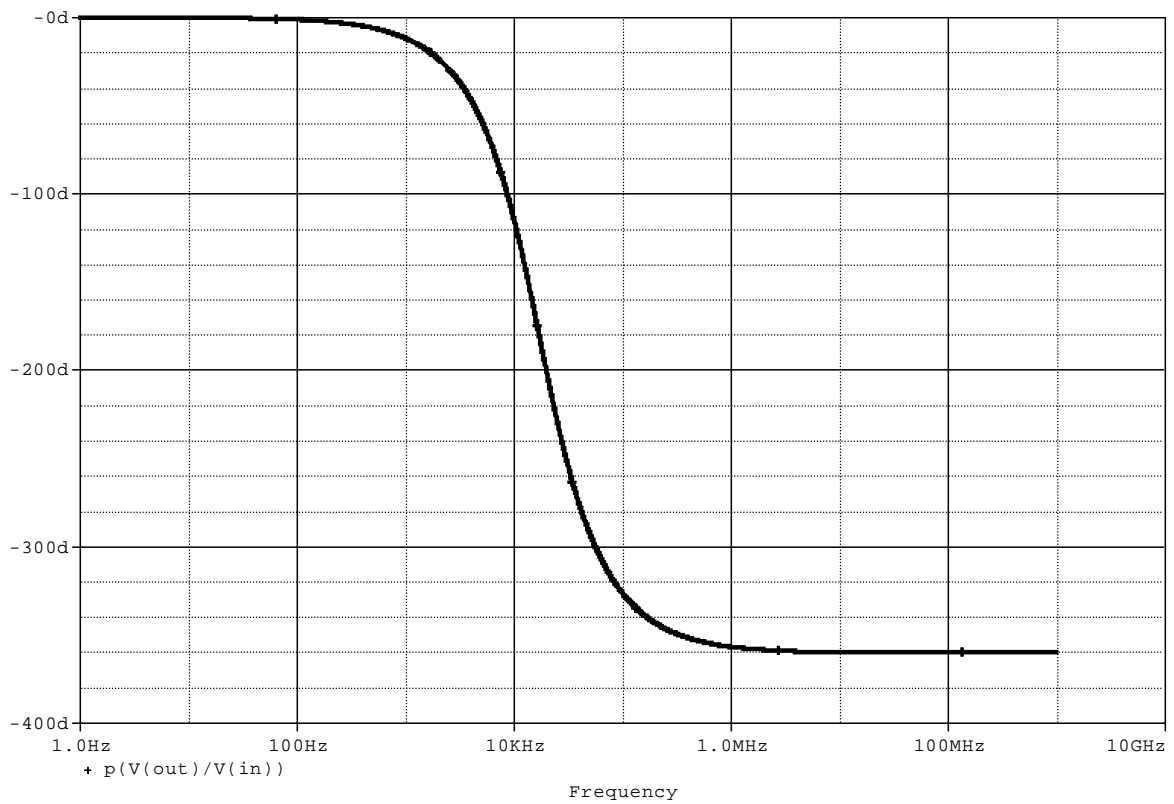
U tohoto návrhu jsou vstupní parametry ω_p , Q_p a hodnota R se opět volí. Po zvolení těchto parametrů se tyto údaje zadají do následujících vztahů, ze kterých získáme hodnoty navržených součástek.

$$L_1 = \frac{R}{\omega_p Q_p}, \quad C_1 = \frac{Q_p}{\omega_p R}, \quad L_2 = \frac{R Q_p}{\omega_p}, \quad C_2 = \frac{1}{\omega_p Q_p R}. \quad (1.34)$$

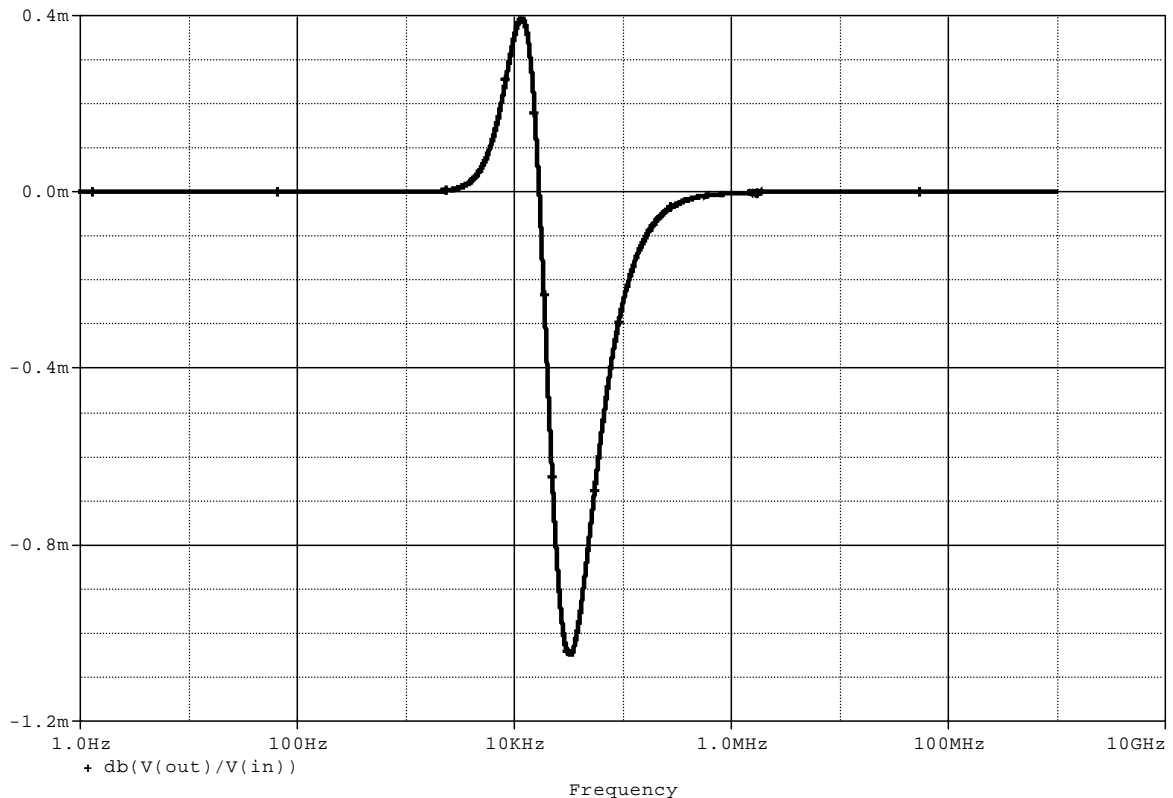
Charakteristiky dosažené z návrhu podle [1] jsou zobrazeny na následujících obrázcích. Z grafu je patrná spolehlivá činnost fázovacího článku. Skupinové zpoždění dosahuje hodnoty 32 μs a mezní kmitočet je roven 10 kHz. Mezní kmitočet je 10x menší než kmitočet při návrhu. Tuto změnu připisuji odporům R_1 a R_2 , které takto nepříznivě mění hodnotu návrhu. Při pokusech, v kterých jsem měnil hodnotu R_1 a R_2 se posunovaly hodnoty sledovaných parametrů.



Obr. 52: Průběh skupinového zpoždění pasivního křížového FO pro kmitočet 10 kHz



Obr. 53: Fázová charakteristika pasivního křížového FO pro kmitočet 10 kHz



Obr. 54: Modulová charakteristika pasivního křížového FO pro kmitočet 10 kHz

Z Obr. 53 je zřetelně vidět měnící se fáze z hodnoty 0° do hodnoty -360° při kmitočtu 1 MHz. V modulové charakteristice je vidět, že s blížícím se kmitočtem 10 kHz dochází ke zvyšování hodnoty zesílení a to na hodnotu 0,4 m dB, kterou dosahuje právě na zmíněném kmitočtu. Tato změna je zanedbatelná.

4.4.2 Náhrada cívek pomocí Prescottova syntetického induktoru

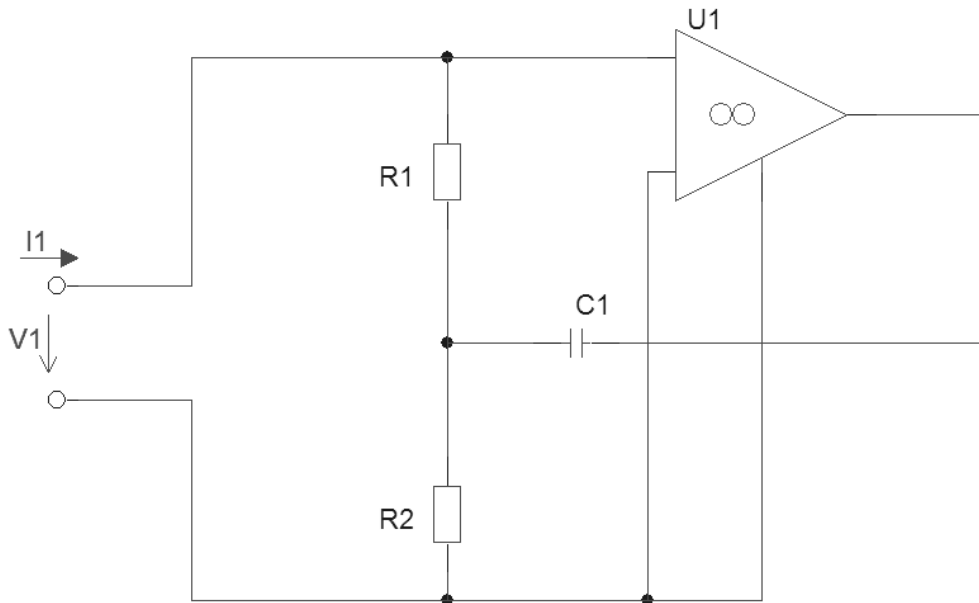
Jak je popsáno například v [7] je možné cívku nahradit pomocí Prescottova syntetického induktoru. Tento syntetický induktor obsahuje kondenzátor, 2 odpory a operační zesilovač. Tento induktor uvažuje i sériový odpor cívky. Pokud zvolíme u odporů stejné hodnoty a zesílení OZ zvolíme rovno 1, dostáváme následující výpočtové vztahy.

$$L_S = R^2 C, R_S = 2R. \tag{1. 35}$$

Pro náš případ jsou hodnoty cívek $L_1=8,14$ mH a $L_2=2,713$ mH. Z katalogu GMElectronics jsem vybral alternativy pro L_1 - **09P-822J MAT, 8,2mH 5%, $R_S=20\Omega$** , L_2 - **09P-272J, 2,7 mH 5%, $R_S=8\Omega$** .

Výpočtem byly zjištěny následující hodnoty odporů $R_1=R_2$ a kondenzátoru C_1 .

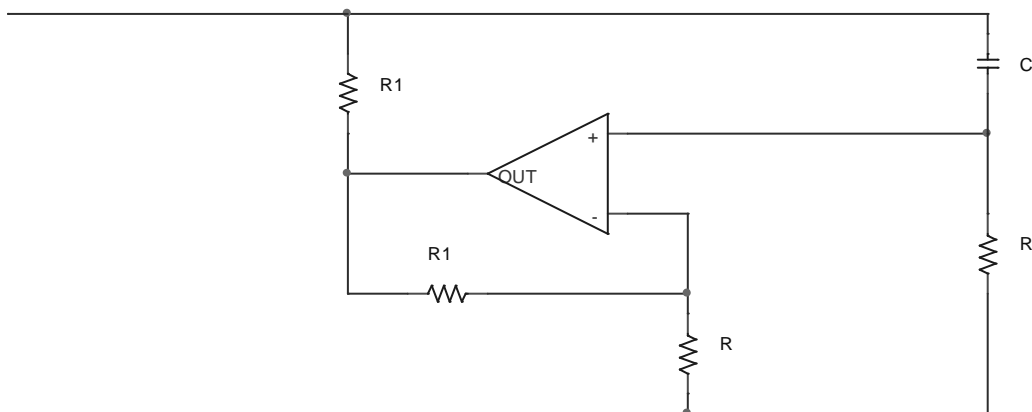
	L1	L2
$R_1=R_2$	10 Ω	4 Ω
C_1	82 μF	168,8 μF



Obr. 55: Schéma zapojení Prescottova syntetického induktoru

Pokud bychom chtěli nahradit cívky pomocí Prescottových induktorů, museli bychom v nich použít nezemněné aktivní prvky, tz. OZ typu DIDO na místo OZ typu DISO. Tato záměna je vyžadována zapojením křížového fázovacího obvodu, který je plovoucí a není tedy zemněn.

4.4.3 Náhrada cívek pomocí induktoru



Obr. 56: Schéma induktoru

U tohoto zapojení je potřeba volit hodnotu R mnohem větší než je hodnota R_1 . [7] Toto zapojení je určeno pro volbu zesílení > 1 . Přepočtové vztahy pro toto zapojení jsou následující:

$$L_S = R_1 C R, R_S = R_1.$$

(1. 36)

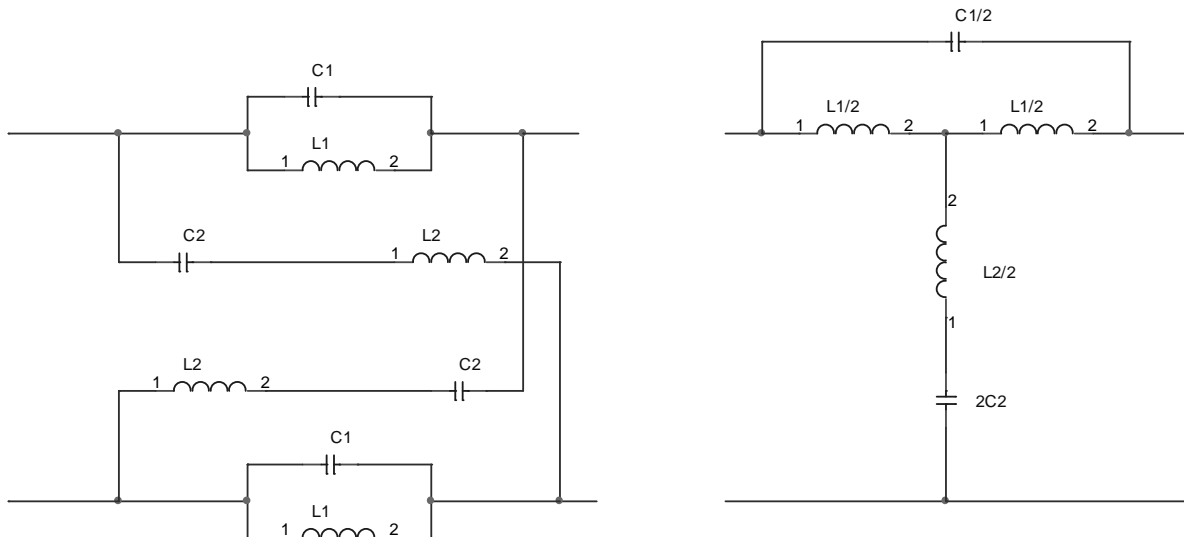
L_1 - 09P-822J MAT, 8,2mH 5%, $R_S=20 \Omega$, L_2 - 09P-272J, 2,7 mH 5%, $R_S=8 \Omega$.

Pro	L_1	L_2
R_1	20 Ω	8 Ω
R volím	200 Ω	200 Ω
C	2,050 μF	1,688 μF

U tohoto induktoru platí stejné omezení týkající se použitého aktivního prvku jako v předcházející kapitole.

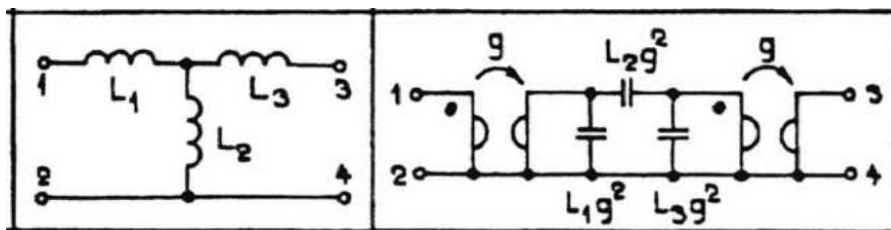
4.4.4 Náhrada cívky pomocí gyrátoru

Křížový článek je možno přetransformovat do zapojení, které je uvedeno na Obr. 57. Tato transformace je rozebrána v [4] a je možná pouze za podmínky, že $Q_p < 1$.



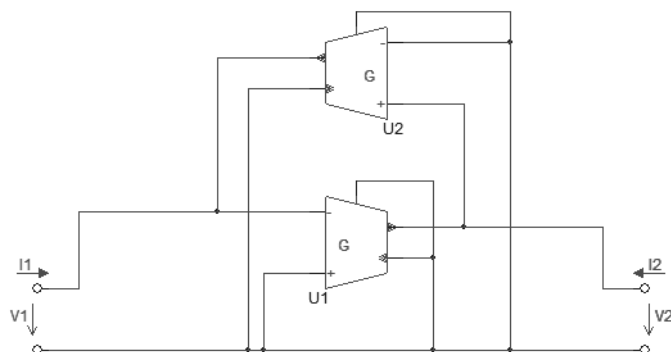
Obr. 57: Způsob transformace křížového článu

Výsledné přetransformované schéma můžeme výhodně upravit a využít gyrátor. Gyrátor bude použit způsobem, jaký je vyobrazen v tabulce 5.1 na straně 62 v [1].



Obr. 58: Využití gyrátoru

V tomto zapojení budou ještě gyrátory vytvořeny pomocí řízených zdrojů, jak uvádí následující obrázek:



Obr. 59: Modelování gyrátoru pomocí řízených zdrojů

Hodnoty transkonduktancí jsem zvolil 100 mS. Nejdříve jsem musel přepočítat hodnoty po transformaci a následně jsem hodnoty kondenzátorů přepočítal podle vztahů, které jsou uvedeny v Obr. 58. Všechny tyto přepočty byly prováděny pro navržený kmitočet 100 kHz. Přepočtené hodnoty jsou tyto:

$$L_1/2=4,070 \text{ mH},$$

$$L_2/2=1,357 \text{ mH},$$

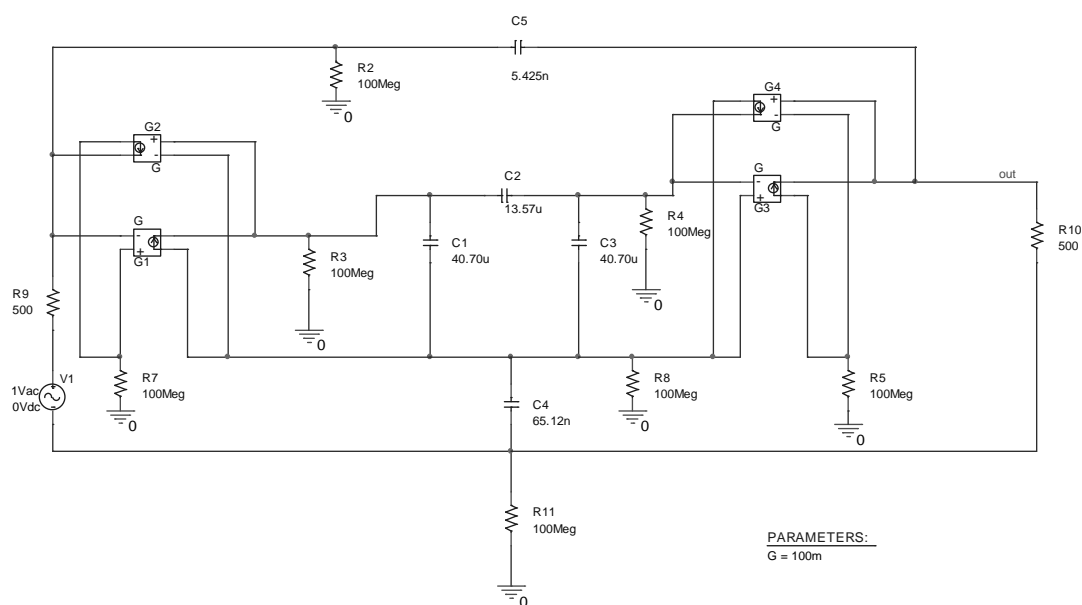
$$C_1/2= 5,425 \text{ nF},$$

$$2C_2=65,12 \text{ nF},$$

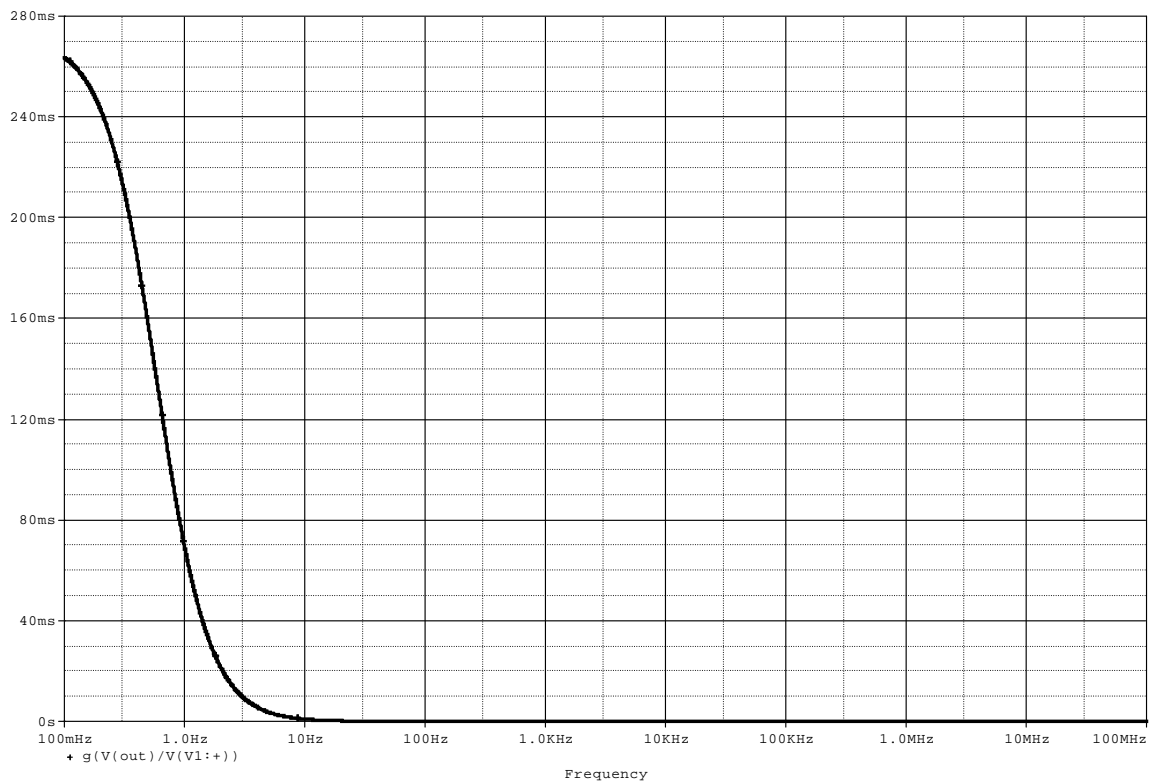
$$C_1=L_1G^2=40,70 \text{ } \mu\text{F},$$

$$C_2=L_2G^2=13,57 \text{ } \mu\text{F},$$

$$C_3=L_3G^2=40,70 \text{ } \mu\text{F}.$$



Obr. 60: Výsledné schéma křížového FO s gyrátorem



Obr. 61: Průběh skupinového zpoždění křížového FO s gyrátorem

Z Obr. 61 je patrné, že skupinové zpoždění klesá hned od počátku, což je zjevně špatně. Fázová i modulová charakteristika jsou na tom taktéž. Pokud jsem obvod uzemnil, objevilo se zlepšení dosahovaných průběhů. Charakteristiky již měly požadovaný tvar, ale dosahované hodnoty opět neodpovídaly návrhu. Tento obvod ale není zemněn a je plovoucí, proto tuto variantu nemohu uvažovat v případě simulací. Proč se objevuje taková změna v chování obvodu, se mi nepodařilo v tuto chvíli objevit, ale tento problém bude řešen v následujícím průběhu diplomové práce.

5. FÁZOVACÍ OBVODY S REÁLNÝMI FUNKČNÍMI BLOKY

5.1 Fázovací obvody s operačními zesilovači

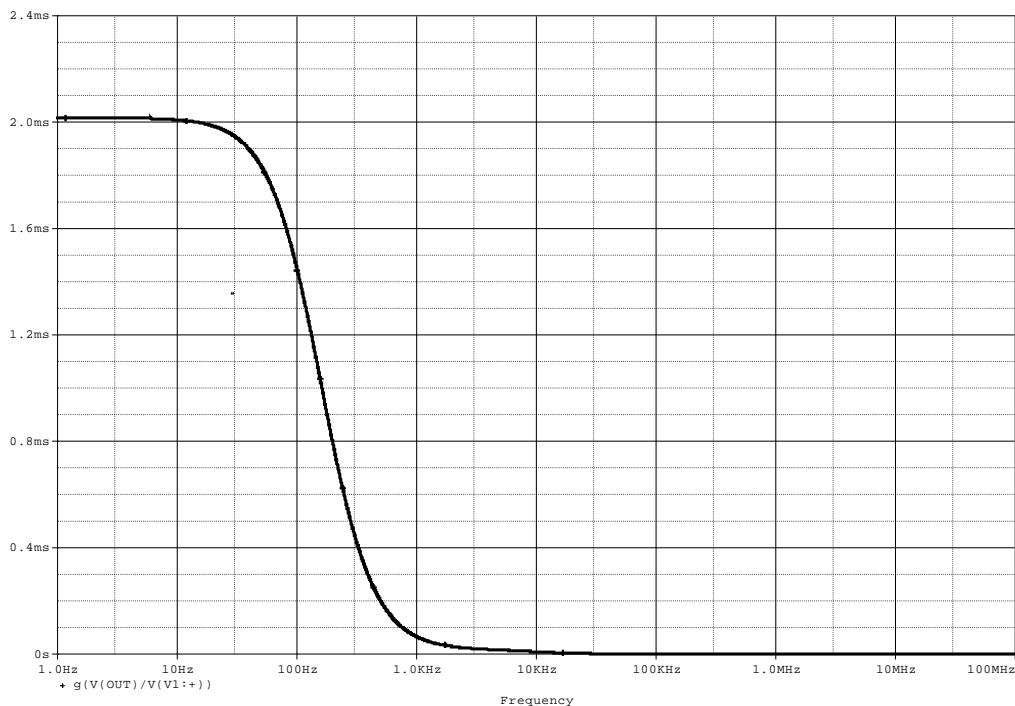
5.1.1 FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741

Schéma tohoto obvodu je zobrazeno na *Obr. 12* v kapitole 4.1.1. Ideální prvek EAMP bude nahrazen operačním zesilovačem UA741 [10]. Základní vlastnosti toho OZ jsou následující:

Napájecí napětí	± 15 V
Vstupní proud	80 nA
Rozsah vstupních napětí	± 13 V
Vstupní odpor	2 M Ω
Výstupní odpor	75 Ω
Kmitočtový rozsah	1 MHz
Zisk	200

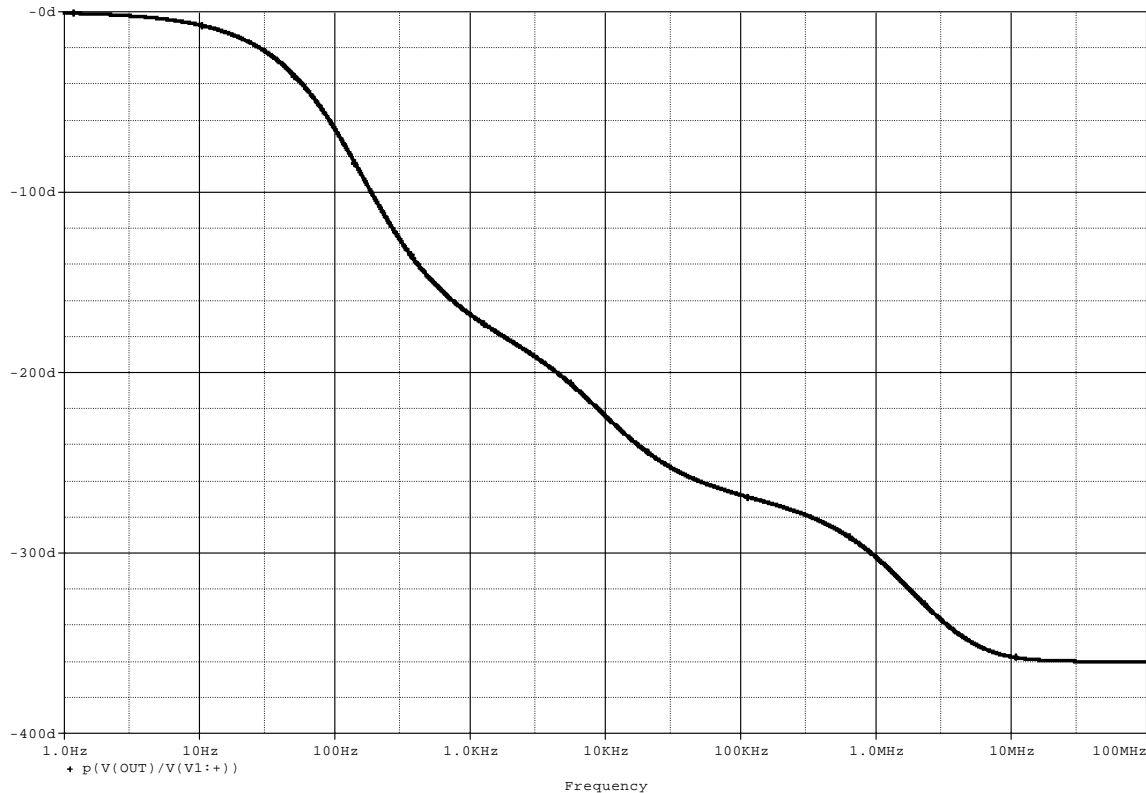
Pro další podrobnější údaje je možno nahlédnout do katalogového listu, který je ke stažení například na webové adrese <http://www.mti.tul.cz/files/ael/UA741.pdf>.

Po použití UA 741 jsem pomocí programu OrCad PSpice dosáhl těchto průběhů sledovaných veličin.



Obr. 62: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741

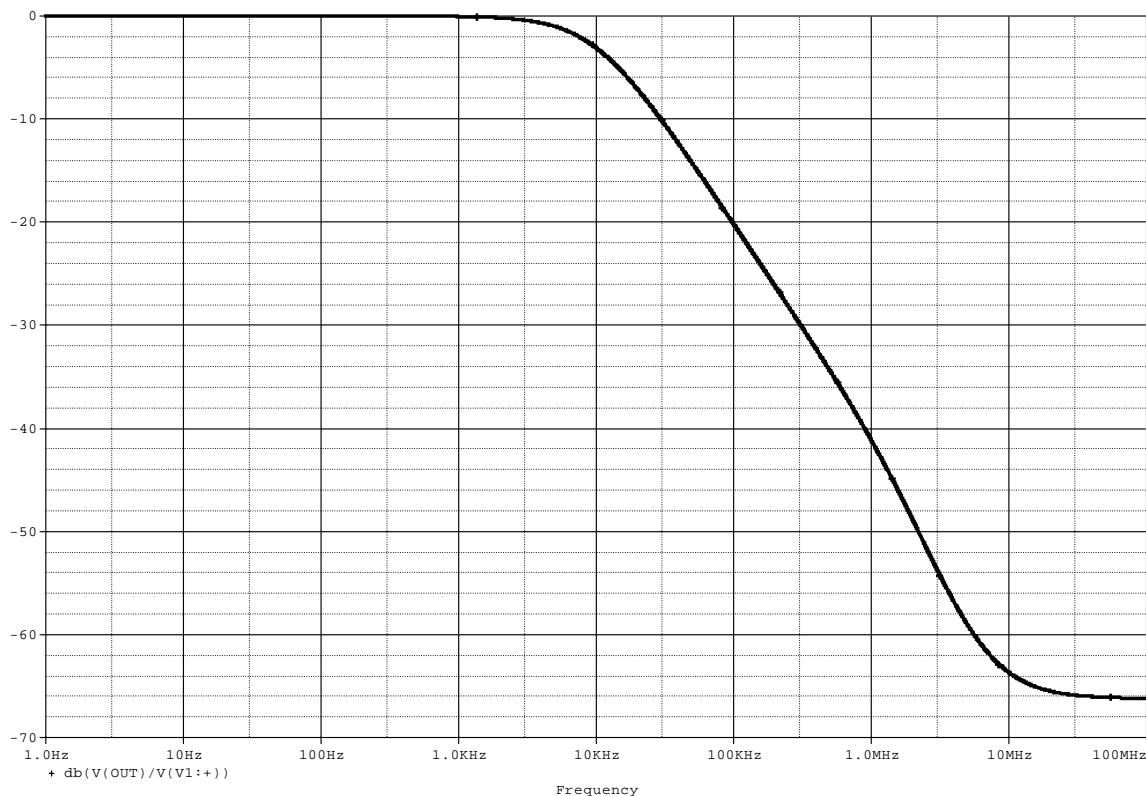
Z dosaženého průběhu je po porovnání s průběhem ideálním možné konstatovat, že při použití UA741 nedochází ke změně parametrů obvodu vůči obvodu s ideálním operačním zesilovačem. Z charakteristik je vidět nepatrné navýšení hodnoty konstantního skupinového zpoždění oproti ideálu. Toto navýšení má hodnotu 15 μs , což považuji za zanedbatelnou změnu.



Obr. 63: Fázová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741

Z Obr. 63 je vidět, že dochází k lineární změně fázové charakteristiky, ale průběh má kolísavý charakter. Hodnota fázového posunu, kdy charakteristika dosáhne -180° , odpovídá kmitočtu 1,8 kHz, což je znatelný rozdíl od ideálního případu, kde hodnota -180° je dosažena při kmitočtu 53 kHz. Též celkový charakter fázové charakteristiky se liší, zatímco v ideálním případě dochází pouze k posunu fáze z 0° do -180° , u reálného OZ se fáze posunuje z 0° do -360° , kterých dosahuje při kmitočtu 38 MHz. Toto chování bych přisuzoval nelinearitám uvnitř obvodu UA741.

Na dalším obrázku je zobrazena modulová charakteristika tohoto fázovacího obvodu.



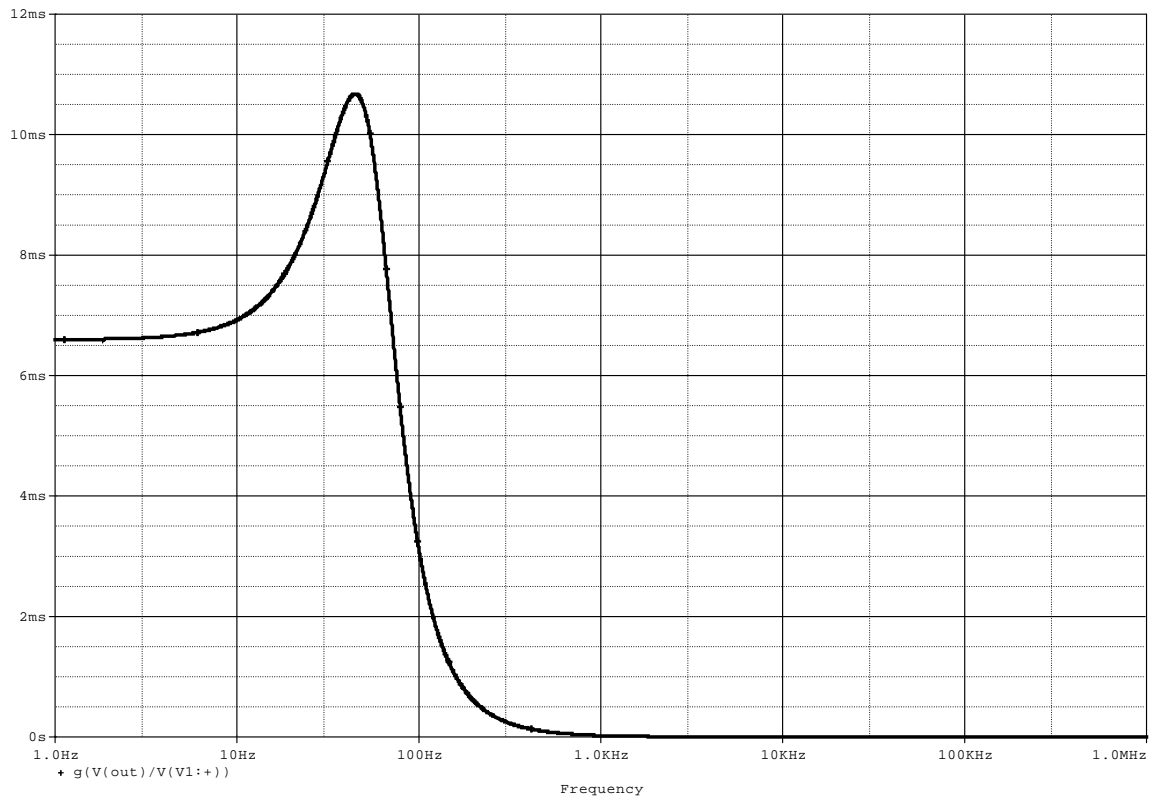
Obr. 64: Modulová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741

Modulová charakteristika má konstantní hodnotu 0 dB do kmitočtu 3 kHz a potom dochází k jejímu poklesu až na hodnotu – 66 dB, které dosahuje při frekvenci 38 MHz. V ideálním případě byla hodnota modulové charakteristiky - 9,5 dB a neklesala.

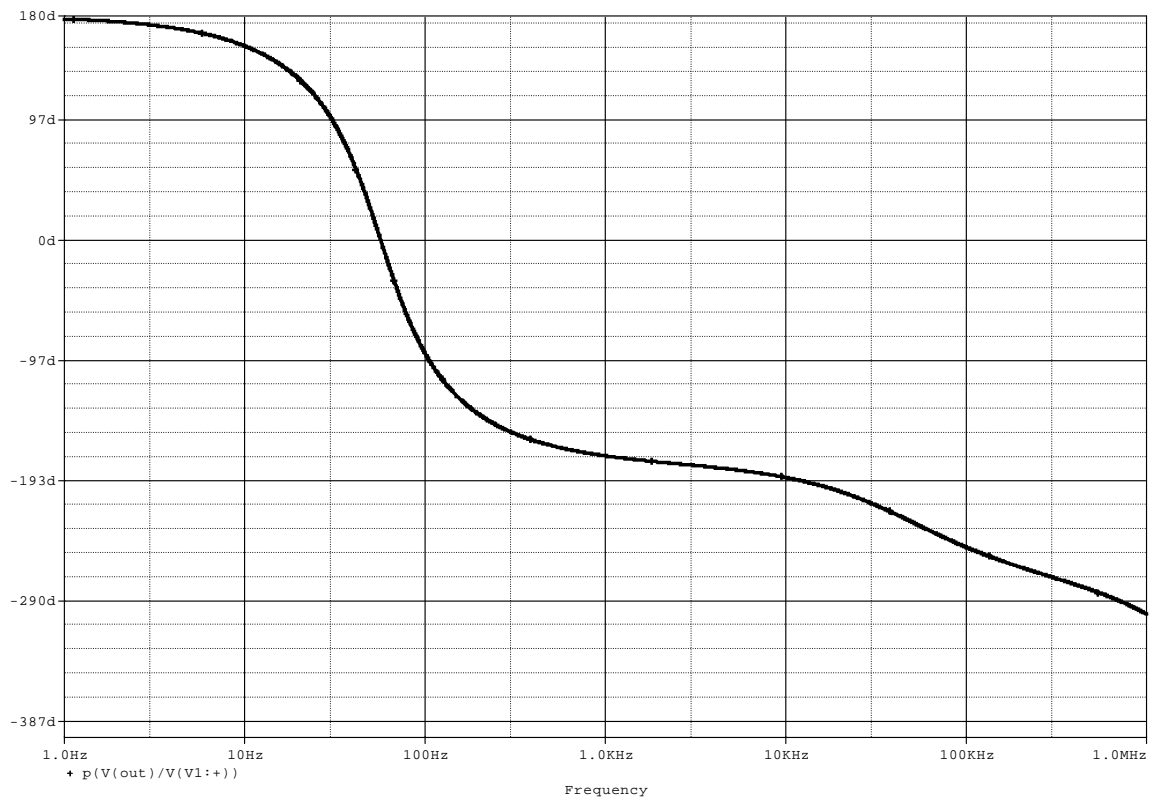
Z těchto výsledků je jasně patrný vliv nelinearit skutečného obvodu. Pokud budeme používat fázovací člunek pouze jako zpožďovací obvod, je možné toto zapojení s UA741 doporučit, protože průběh skupinového zpoždění se neliší od ideálního. U charakteristik fázové a modulové, již jsou znatelné rozdíly. Při využití jiného aktivního prvku či jiného typu OZ může být dosaženo jiných výsledků.

5.1.2 FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741

Zapojení tohoto fázovacího člunku je zobrazeno na straně 18. V tomto zapojení budou oba operační zesilovače nahrazeny pomocí prvku UA741. Zbývající zapojení zůstane stejné. Základní parametry toho obvodu jsou zmíněny v předcházející podkapitole. *Obr. 65* zobrazuje skupinové zpoždění tohoto FO. Reálný průběh tvarově odpovídá ideálnímu, ale liší se v dosahovaných hodnotách. Zatímco v ideálu je konstantní zpoždění 6 ms, které následně roste do hodnoty 12 ms u zapojení s reálnými prvky je to 6,6 ms resp. 10,7 ms.

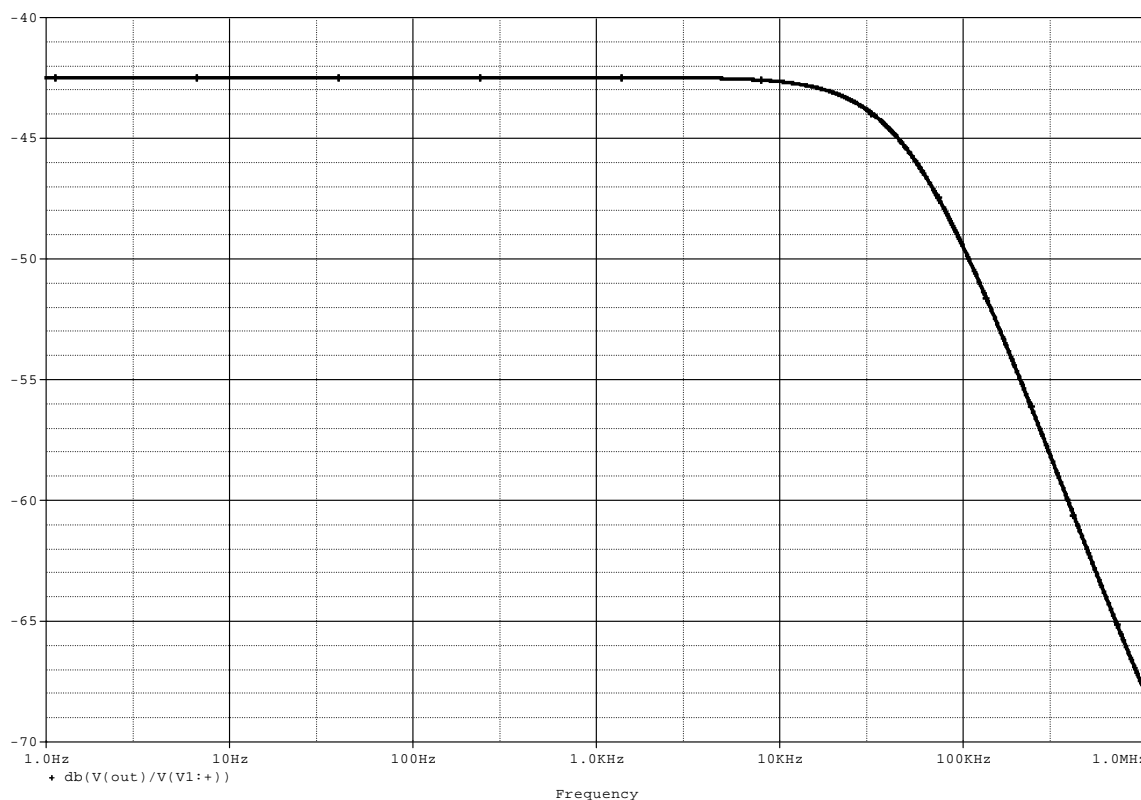


Obr. 65: Průběh skupinového zpoždění FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741



Obr. 66: Fázová charakteristika FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741

Charakteristika zobrazující fázový posun, je totožná s odpovídající ideální charakteristikou a to do hodnoty frekvence 1 kHz. V ideálním případě zde fázový posun dosahuje hodnoty -180° a dále se nemění. U reálných prvků dosahuje v této hodnotě kmitočtu fázového posunu -180° a s rostoucím kmitočtem se dále snižuje až na hodnotu -360° , které dosahuje na kmitočtu 10 MHz.



Obr. 67: Modulová charakteristika FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741

Při porovnání s průběhy s ideálním OZ je jasné, že obvod s reálnými OZ dosahuje podstatně lepších výsledků a má charakter fázovacího článku. U ideálního funkčního bloku bylo možné pozorovat, že modulová charakteristika klesá, následně roste a její hodnota je konstantní od hodnoty 1 kHz. Při použití reálné součástky je modulová charakteristika konstantní od počátku až do hodnoty 10 kHz, kde dochází k postupnému poklesu zesílení až na hodnotu -68 dB při frekvenci 1 MHz. Dosahovaná hodnota konstantního modulu je $-42,5$ dB. Z tohoto plyne, že obvod odpovídá navrhovaným kritériím a v oblasti přenosu je ještě lepší. Návrh byl totiž prováděn na hodnotu 1 kHz.

5.2 Fázovací obvody s transkonduktory OTA

5.2.1 FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860

V obvodech, ve kterých byl využíván jeden či více transkonduktorů, budou tyto aktivní prvky nahrazeny transkonduktorem OPA860 od Texas instrument. OPA860 je tvořen dvěma nezávislými

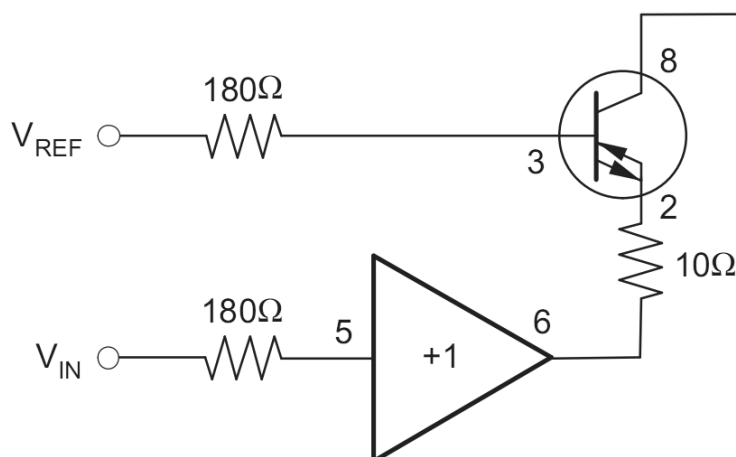
obvody, a to transkonduktorem a sledovačem. Pro mé simulace budu převážně využívat pouze transkonduktor bez sledovače. Transkonduktor dosahuje těchto typických parametrů:

Napájecí napětí	$\pm 5V$
Vstupní proud	$1 \mu A$
Rozsah vstupních napětí	$\pm 4,2 V$
Vstupní impedance	$455 \text{ k}\Omega \parallel 2.1 \text{ pF}$
Výstupní odpor	$54 \text{ k}\Omega \parallel 2 \text{ pF}$
Kmitočtový rozsah	80 MHz
Transkonduktance	95 mS

Pro další doplňující parametry je třeba nahlédnout do katalogového listu na webu <http://www.ti.com/lit/gpn/opa860>.

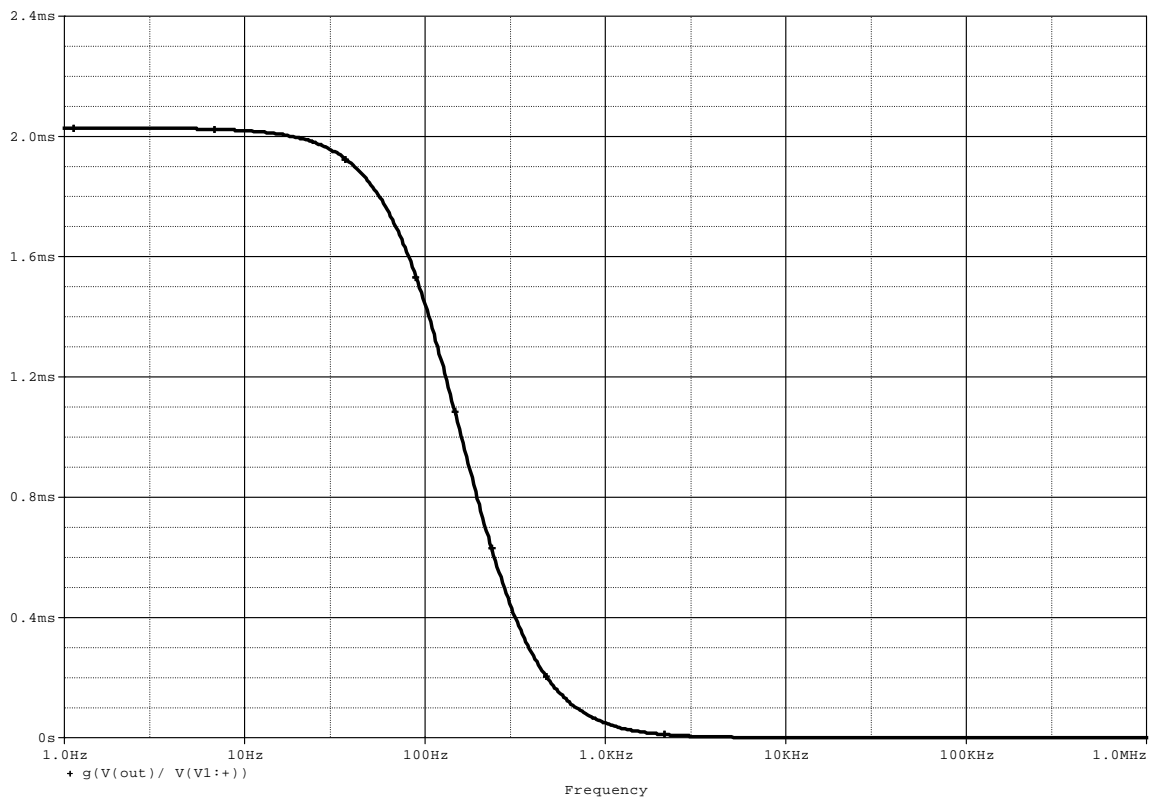
Před vlastními simulacemi bylo nutné stáhnout ze stránky www.ti.com model transkonduktoru do programu PSpice, protože tento model není v simulátoru obsažen. Je zde pouze obsažen starší model OPA660. Po získání modelu bylo potřeba vytvořit knihovnu a tuto knihovnu importovat do simulátoru. Tento úkon byl proveden pomocí návodu [8], který je uveden přímo na stránkách výrobce. Po importu jsem ještě ověřil správnou funkčnost modelu. Při ověření jsem zjistil, že neodpovídá hodnota odporu, pomocí kterého se nastavuje transkonduktance celého obvodu. Dle datasheetu je pro mnou určenou transkonduktanci 100 mS potřeba použít odpor cca 250Ω . Velikost odporu byla zjištěna z grafu, který je v datasheetu [9]. Pomocí experimentů a krokování nastavovacího odporu jsem objevil, že pro 100 mS odpovídá hodnota odporu číslu 50Ω .

Abych mohl použít OPA860 v tomto zapojení, musel jsem transkonduktor zapojit jako diferenční zesilovač. Toto zapojení je možné získat z datasheetu [9] a zapojení zobrazuje obrázek 70. Z Obr. 68 je patrné, že v tomto případě bude využíván i sledovač.



Obr. 68: Schéma zapojení OPA860 jako diferenčního zesilovače

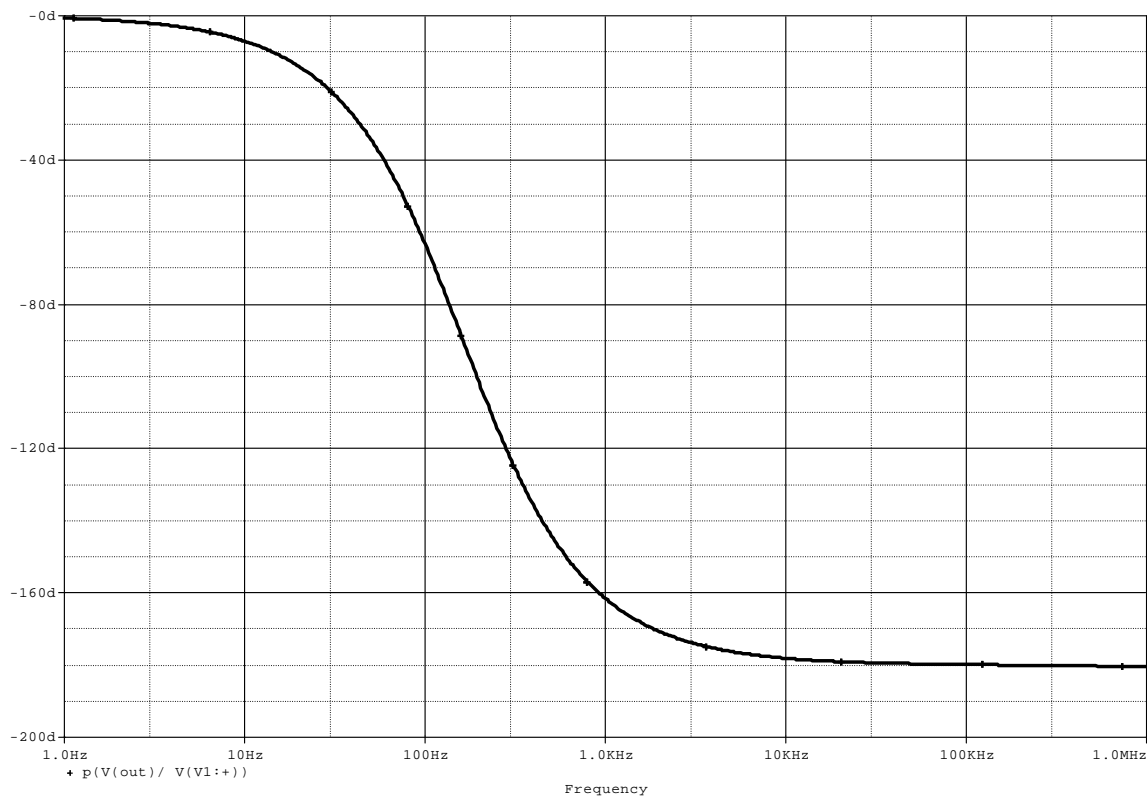
Pro vlastní simulaci bude využito zapojení na Obr. 12.



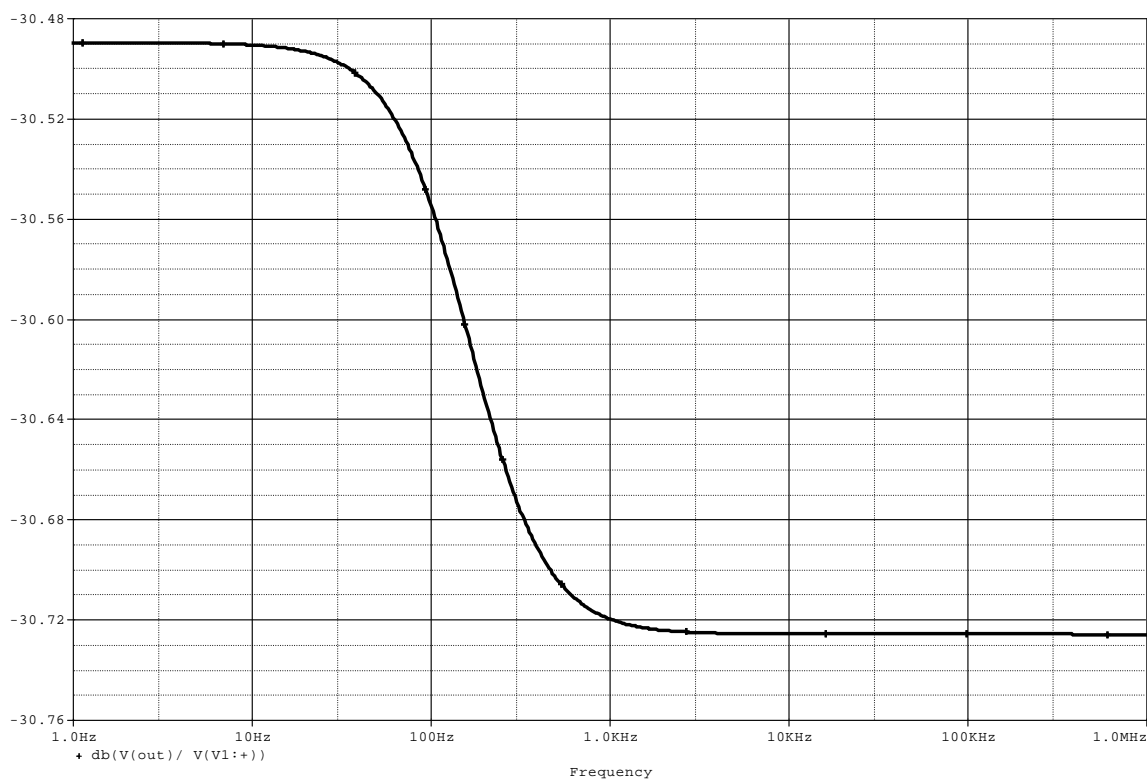
Obr. 69: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860

Konstantní skupinové zpoždění dosahuje hodnoty 2,027 ms, což je hodnota odpovídající průběhu získaného s ideálním transkonduktorem. Skupinové zpoždění je konstantní do kmitočtu 10 Hz. Je patrné, že dosahovaný průběh skupinového zpoždění je totožný, jak s ideálním prvkem, tak s reálným operačním zesilovačem. Z pohledu skupinového zpoždění je tedy jedno, který aktivní prvek využijeme. Toto kritérium se může změnit, pokud budeme vyžadovat vyšší pracovní kmitočty, kde bude mít pravděpodobně transkonduktor lepší vlastnosti.

Na následujícím obrázku je zobrazen průběh fázové charakteristiky, která vykazuje pokles z 0° do -180° , což je hodnota stejná jako v ideálním zapojení. Tvar i zbývající dosahované hodnoty jsou také totožné. Na Obr. 71 je zobrazena modulová charakteristika tohoto zapojení. Pokud srovnám průběh modulové charakteristiky s průběhem v ideálním případě, je možné konstatovat, že tvar modulu je stejný, pouze v reálném případě došlo k posunutí celé průběhu směrem do nižších hodnot. V ideálu je maximální zesílení - 26,36 dB, kdežto v reálném zapojení tato veličina dosahuje hodnoty - 30,5 dB. Na základě dosažených průběhů je možné toto zapojení s použitím transkonduktoru doporučit.



Obr. 70: Fázová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860

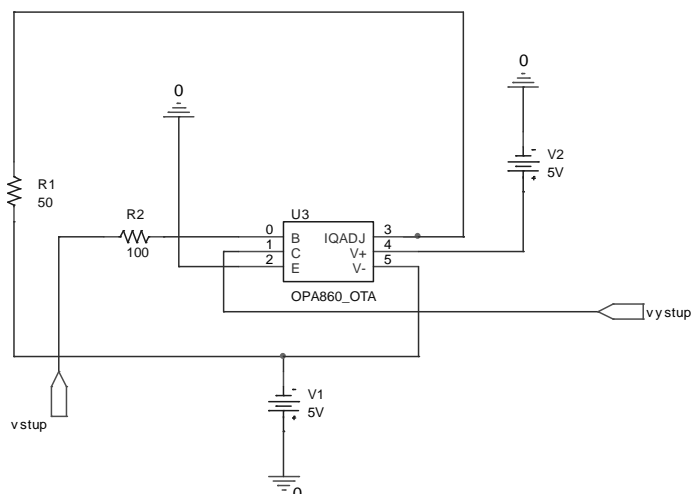


Obr. 71: Modulová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860

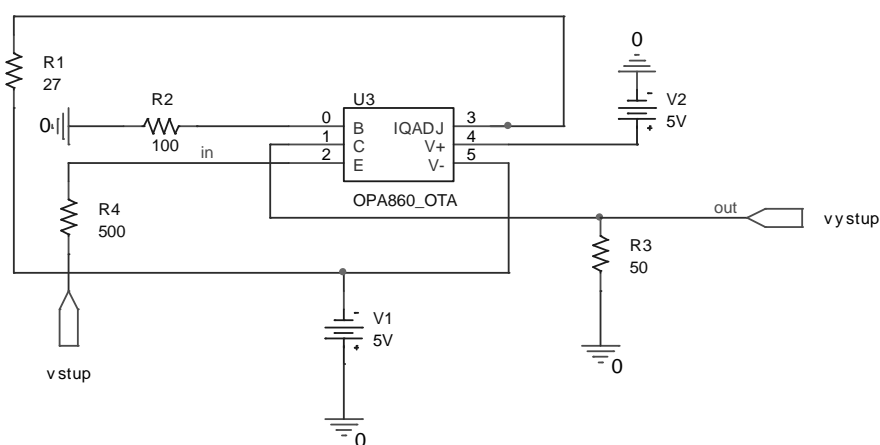
5.2.2 FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860

Pro simulace obvodů v proudovém módu je třeba zajistit aktivní prvky, které mají více než jeden výstupní pin. Zároveň je potřeba, aby tyto výstupní piny měly různou polaritu. K zajištění těchto vlastností vede několik cest. Je možno využít proudových zrcadel, které umístíme za transkonduktor a pomocí těchto zrcadel je možno zrcadlit výstupní signál z transkonduktoru, a to jak s kladnou, tak zápornou polaritou. U těchto obvodů je však největším problémem zajistit, aby zrcadla měla totožné vlastnosti. Stejně vlastnosti zrcadel zajistíme, pokud budou použity stejné tranzistory, což je problém, protože nelze vyrobit dva totožné tranzistory. Vyrobené tranzistory se budou vždy částečně lišit a tím pádem se budou lišit i jednotlivá zrcadla. Z tohoto důvodu jsem se rozhodl využít paralelní spojení transkonduktorů takovým způsobem, jako tomu bylo v simulacích s ideálními prvky. Při využití OTA zesilovačů budou též navržené struktury přehlednější a cena jednoho OPA860 je při objednání minimálně 100 ks 3,3 USD. Při vytvoření největší mnou navržené struktury (4. řád), se dostanu na cenu cca 50 USD (1 000 Kč). Tato cena by s případnou sériovou výrobou ještě dále klesala. V zapojeních budou tedy využívány pouze transkonduktory a pasivní prvky.

Zapojení jednotlivých OPA860 s různými přenosy:



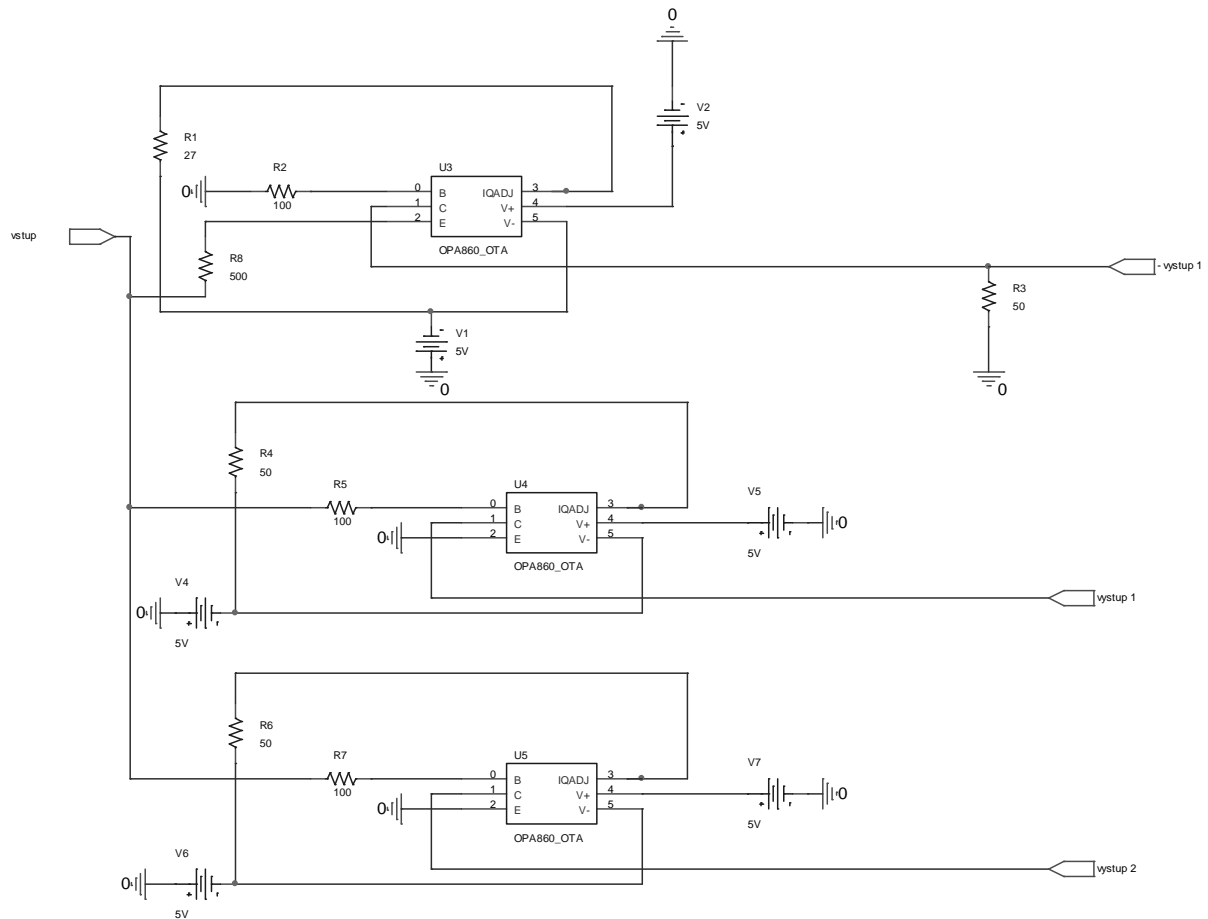
Obr. 72: Schéma zapojení OPA860 pro vytvoření kladného přenosu



Obr. 73: Schéma zapojení OPA860 pro vytvoření invertujícího přenosu

Tyto zapojení jsem převzal z datasheetu [9], kde jsou tyto schémata uvedeny.

Vlastní hierarchické bloky budou vytvářeny paralelním propojováním těchto schémat, podle toho, jaké vlastnosti budou v daném zapojení vyžadovány. Z hierarchických bloků budou následně vytvořeny knihovny, které budou importovány do simulátoru PSpice [5]. Ukázka hierarchického bloku zapojeného jako transkonduktor s dvojicí neinvertujících přenosů a jedním invertujícím je vidět na *Obr. 74*.



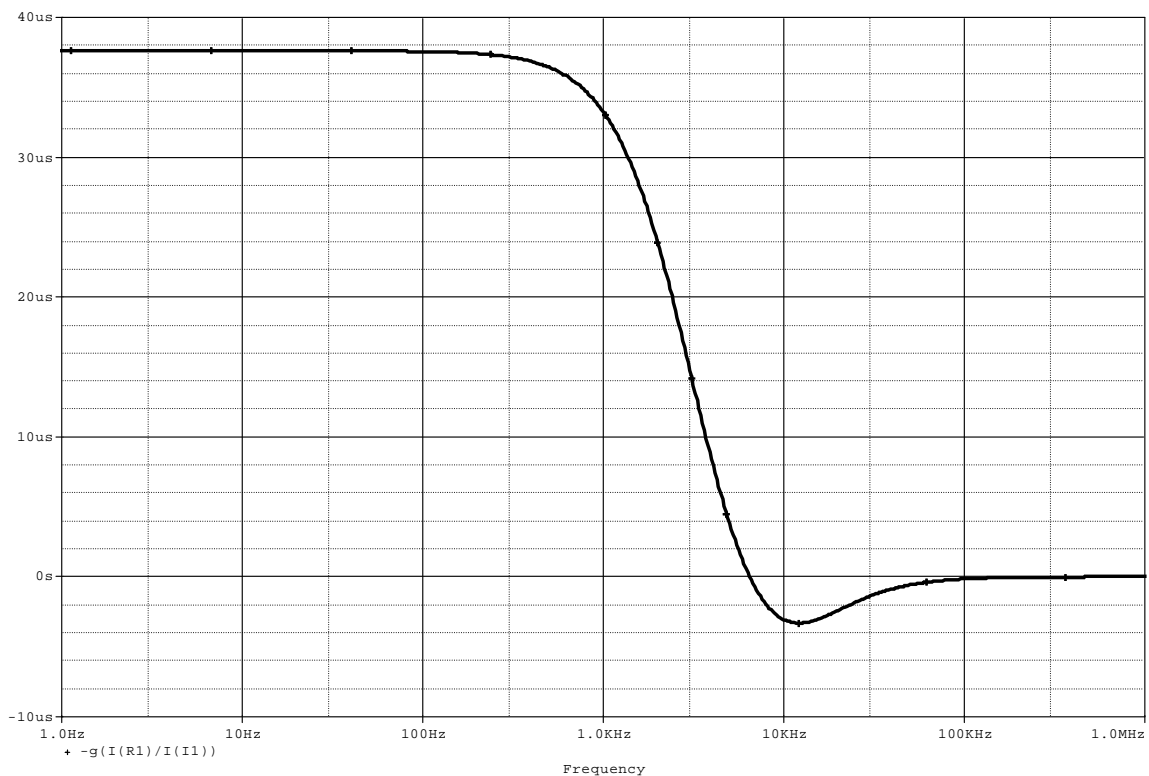
Obr. 74: Hierarchický blok transkonduktoru s dvěma neinvertujícími přenosy a jedním invertujícím

Schéma zapojení FO 1. řádu v proudovém módu s transkonduktorem OPA860 je totožné jako v ideálním případě a zobrazuje ho *Obr. 26*. Obvod se pouze liší v tom, že HB s ideálními prvky byly nahrazeny HB s reálnými transkonduktory.

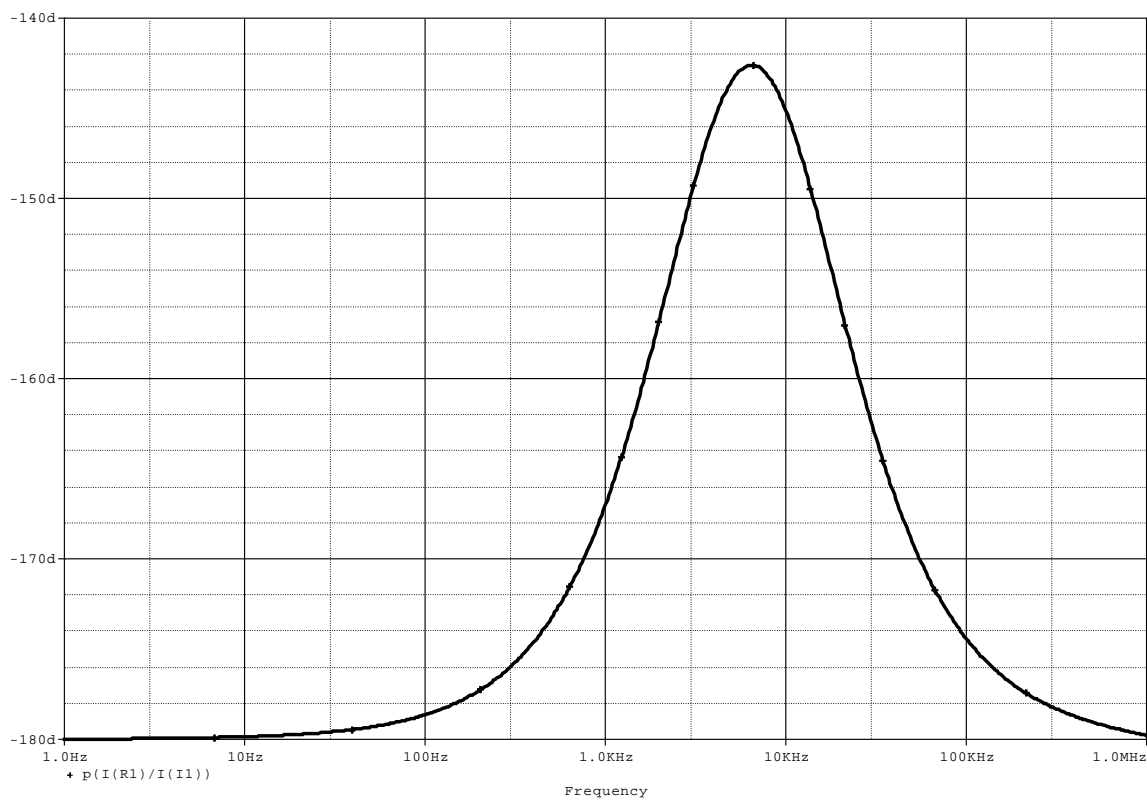
Po zobrazení skupinového zpoždění jsem objevil, že program Pspice zobrazuje skupinové zpoždění se záporným znaménkem, což není principiálně možné. Skupinové zpoždění nabývá pouze kladných hodnot. Z tohoto důvodu, jsem před zápis funkce G umístil znaménko mínus, které celý průběh invertovalo a dosáhl jsem, kladného skupinového zpoždění. Provedl jsem ještě ověření pomocí derivace fázové charakteristiky. Před derivací je potřeba fázi převést na radiány a teprve potom udělat derivaci. Čím více bodů pro simulaci budu mít, tím přesněji bude výsledná derivace vykreslena. Touto operací jsem sice získal kladné znaménko u skupinového zpoždění, ale došlo k nárůstu skupinového zpoždění na hodnotu 236 μ s. Tato změna je příliš velká a z důvodu, že při využití pouze funkce G v ideálních případech bylo dosahováno navržených hodnot, jsem se rozhodl, že jako směrodatnou budu brát funkci $-G$. Funkce G v napěťovém módu funguje bez problémů. Takto budu postupovat i nadále, pokud dojde ke stejnému problému.

Dosahované výsledné charakteristiky jsou na následujících obrázcích. Z průběhu skupinového zpoždění je jasně patrný posun z $2 \mu\text{s}$ u ideálu do $38 \mu\text{s}$ u zapojení s reálnými obvody. Je zde také vidět posun pásma, kde je skupinové zpoždění konstantní. U ideálu je to do kmitočtu 10 kHz , kdežto s OPA860 je dosahována hodnota 200 Hz . Tato změna je velmi velká a je pravděpodobně zapříčiněna nelinearitami a setrvačnostmi vlastního obvodu OPA860. Všechny tyto poznatky jsou viditelné na *Obr. 75*.

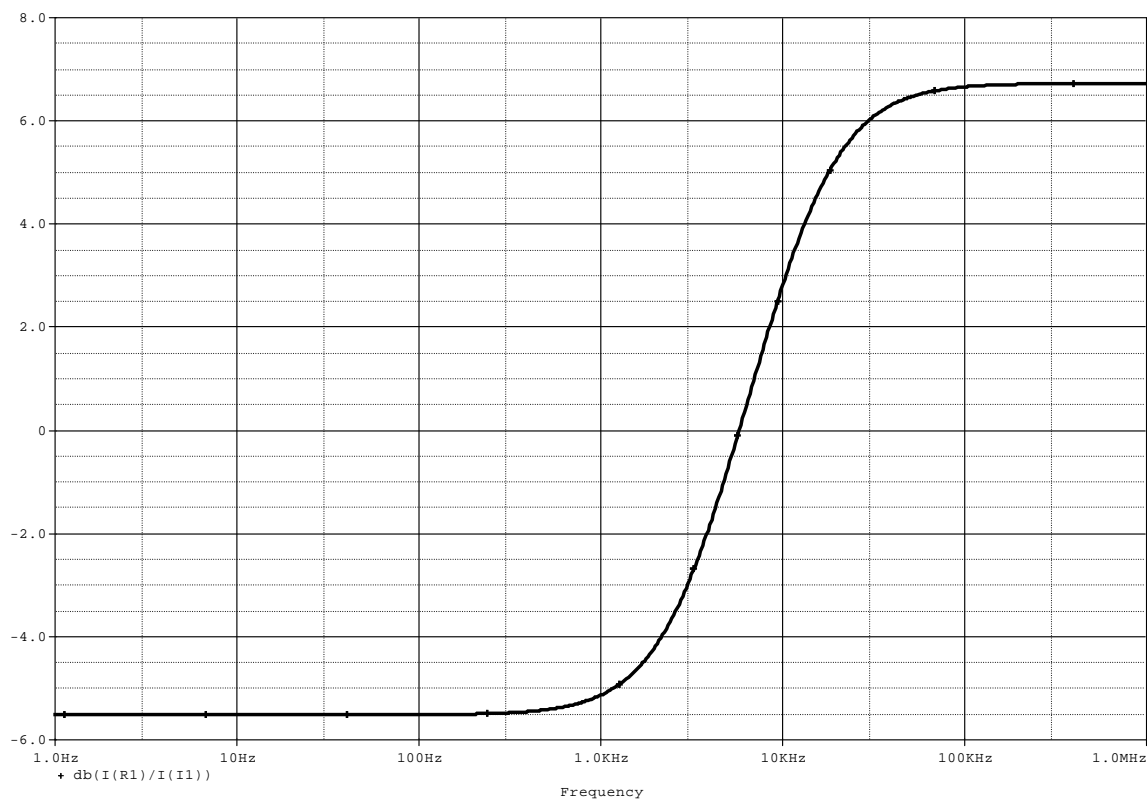
Na dalším obrázku je zobrazena fázová charakteristika. Na první pohled je patrný zásadní rozdíl oproti charakteristice ideální. Už jen základní tvar se značně liší. V ideálním případě se fáze mění z 0° do -180° , kterých dosahuje na hodnotě 100 MHz , zatímco v případě reálném dochází nejdříve k nárůstu fáze z hodnoty -180° do hodnoty -142° při kmitočtu $6,4 \text{ kHz}$ a pak dále klesá zpět na hodnotu -180° , které dosahuje v kmitočtu 1 MHz .



Obr. 75: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860



Obr. 76: Fázová charakteristika FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860



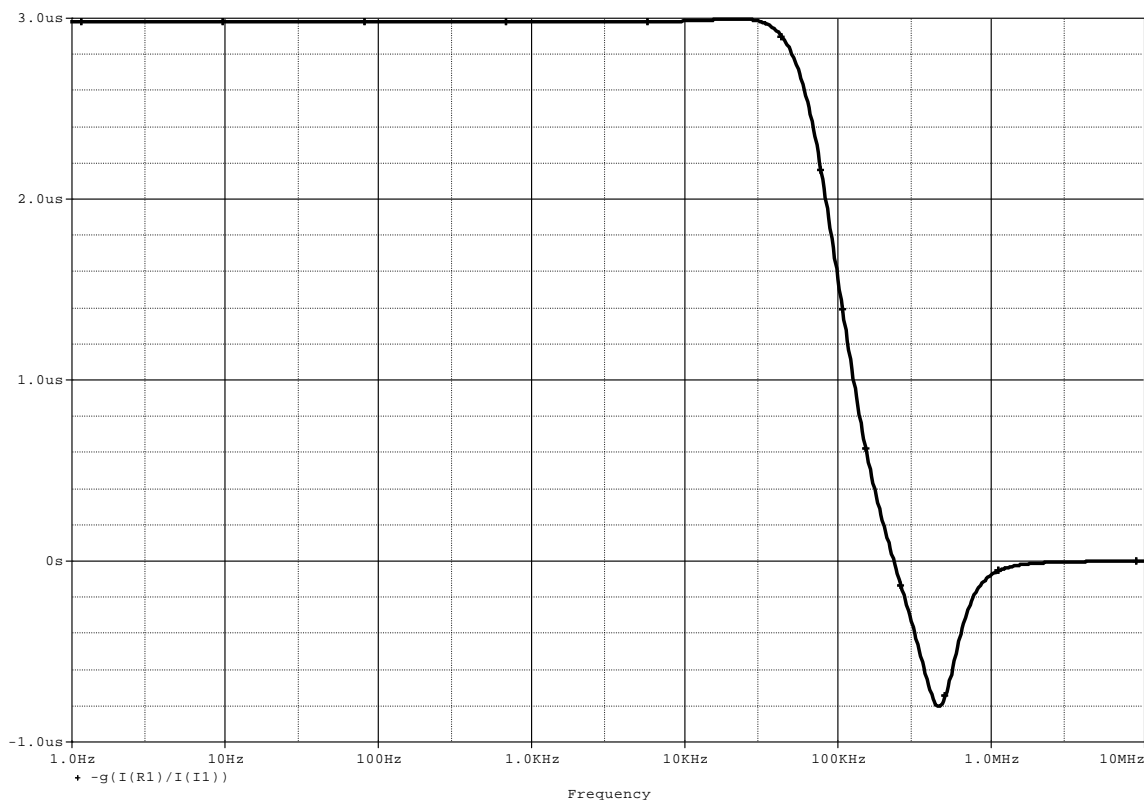
Obr. 77: Modulová charakteristika FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860

Modulová charakteristika dosahuje v propustném pásmu hodnoty $-5,5$ dB a je konstantní do kmitočtu 500 Hz.

Ze získaných průběhů je viditelná změna všech parametrů. Nejvíce se změny projeví v posunu skupinového zpoždění a ve velkém poklesu propustného pásma. Kmitočet klesl z hodnoty 10 kHz v ideálním případě na hodnotu 200 Hz s OPA860. Takto nepříznivě se projevuje vliv reálné součástky.

5.2.3 FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860

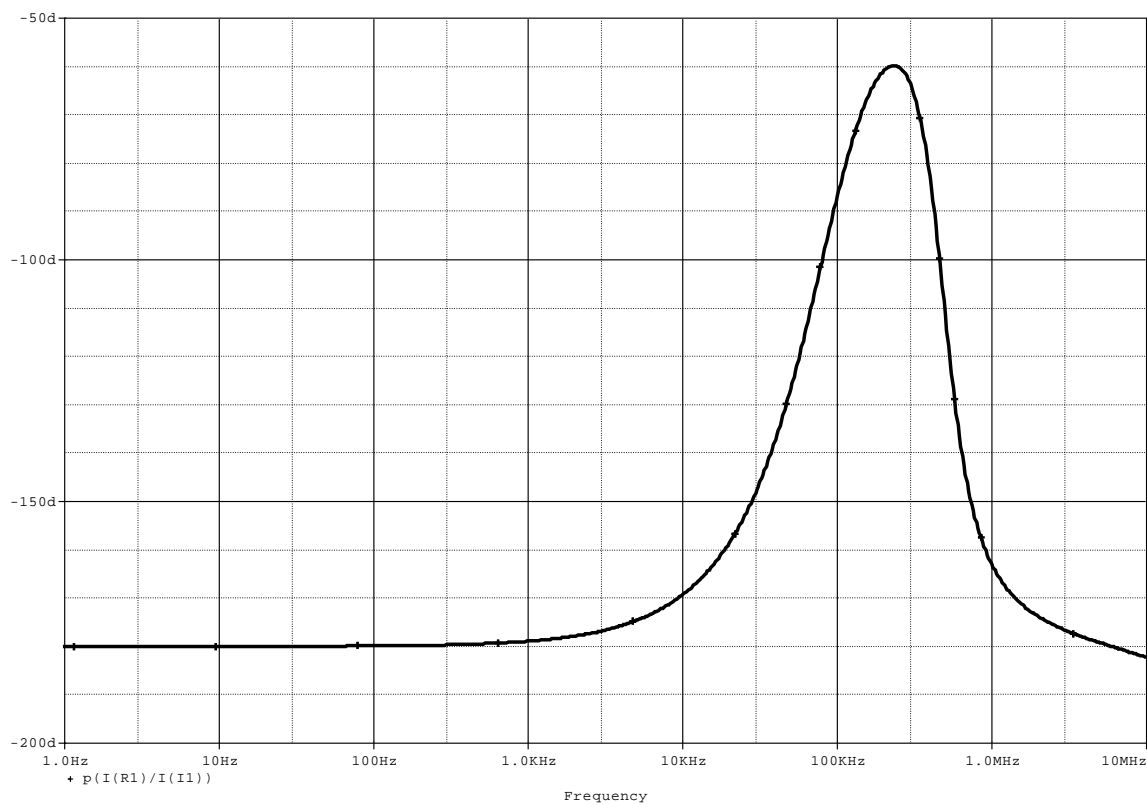
Postup při simulacích bude totožný s předchozím případem. Opět budou využívány hierarchické bloky, které budou obsahovat model reálného transkonduktoru OPA860. Schéma zapojení bude totožné jako v ideálním případě, jen s tím rozdílem, že zmizí 100 M Ω odpory, protože v těchto simulacích již nejsou potřeba. Toto schéma je zobrazeno na Obr. 29. Dosažený průběh skupinového zpoždění je na následujícím obrázku:



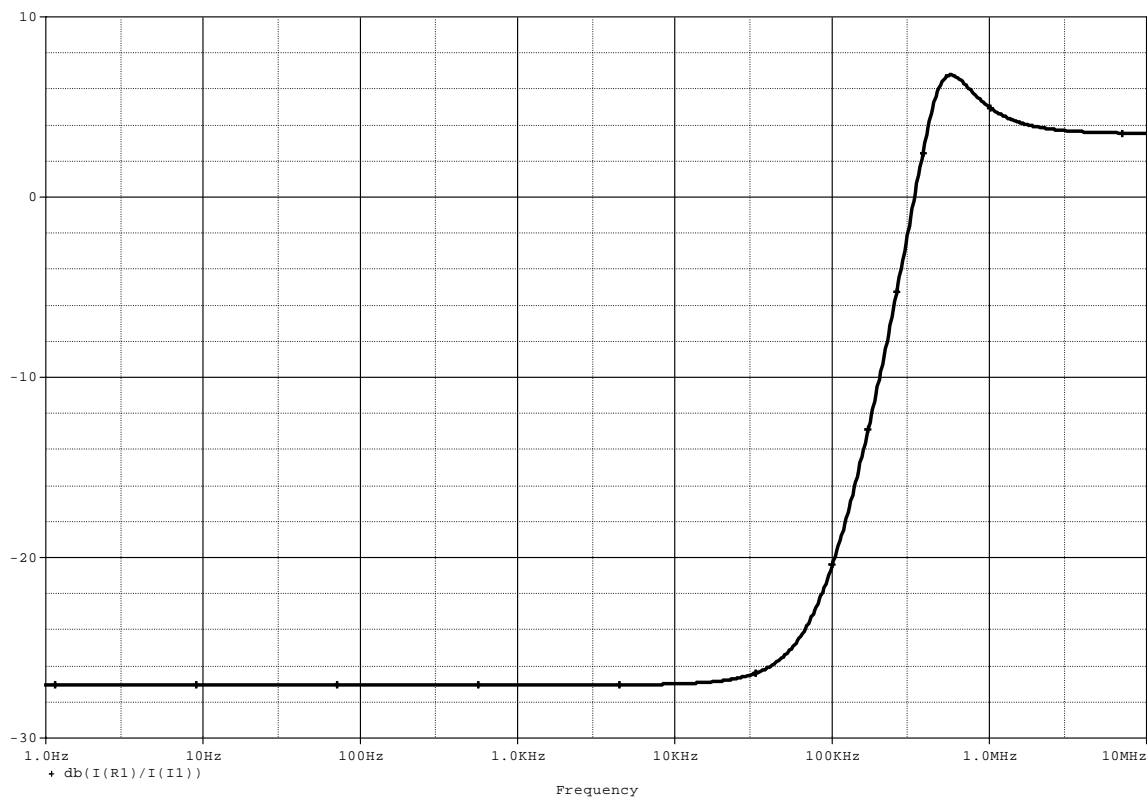
Obr. 78: Průběh skupinového zpoždění FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860

Dosažené skupinové zpoždění má hodnotu 3 μ s a je konstantní do hodnoty 30 kHz. Návrh byl proveden na zpoždění 200 ns a kmitočet 1 MHz. Hodnoty z návrhu byly v ideálním případě dosaženy, ale s reálnými prvky je možné vidět, že hodnoty získané simulacemi se velmi liší od navrhovaných. Velmi razantně došlo k nárůstu zpoždění a poklesu propustného pásma.

V případě fázové charakteristiky se projevuje také změna. Fázová charakteristika stoupá z hodnoty -180° do hodnoty -59° při $f=233$ kHz a následně opět klesá. V ideálním případě se jednalo o změnu z hodnoty 180° do hodnoty -180° při 100 MHz. Z průběhů těchto dvou veličin je jasně patrná změna celkových parametrů fázovacího článku.



Obr. 79: Fázová charakteristika FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860



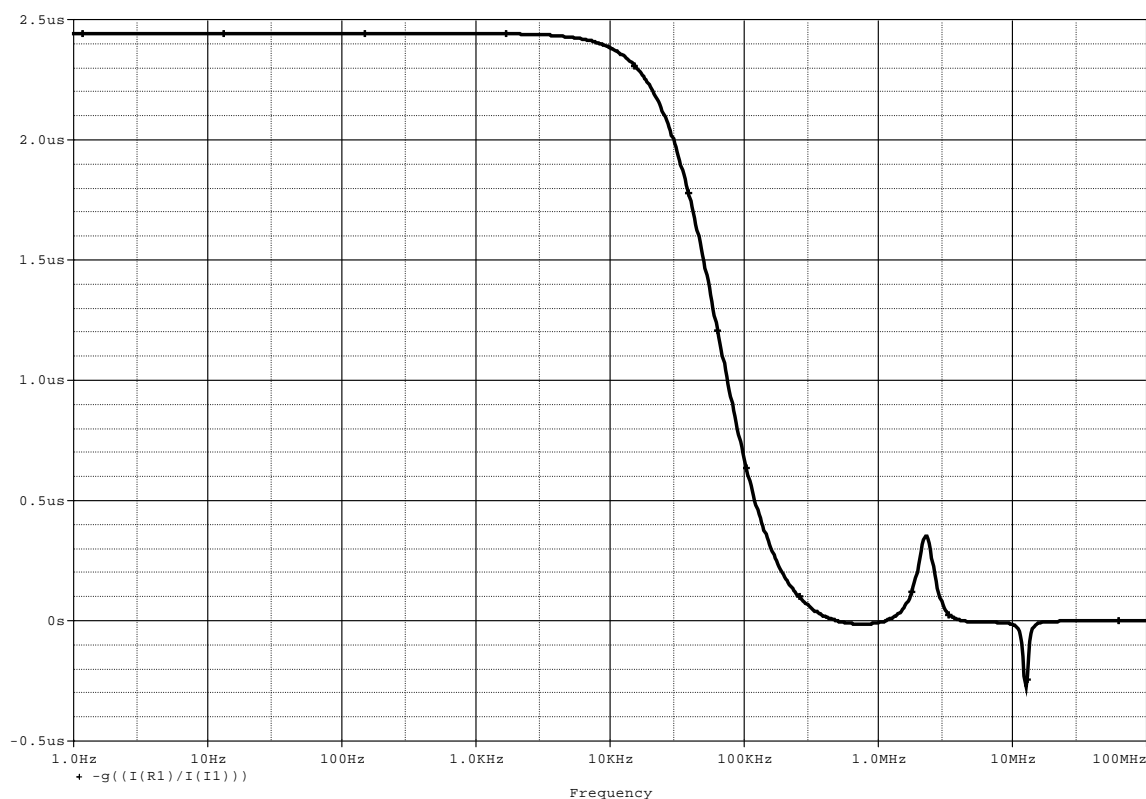
Obr. 80: Modulová charakteristika FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860

Modul tohoto obvodu má konstantní hodnotu – 27 dB a kmitočet 30 kHz.

Po použití OPA860 je vidět opět nežádoucí změna parametrů obvodu. OPA860 jako takový velmi ovlivňuje chování mnoha navržených obvodů v proudovém módu. Tak jak se jevil na teoretické úrovni s ideálními prvky proudový mód s transkonduktory jako vhodná struktura, teď po výsledcích simulací s reálnými prvky se už nejeví tak výhodně.

5.2.4 FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860

Opět bude využito zapojení z kapitoly 4.2.4 a hierarchické bloky s ideálními prvky budou nahrazeny hierarchickými bloky s OPA860. Návrh byl proveden na hodnoty skupinového zpoždění 100 ns a kmitočet 5 MHz. V simulacích s ideálními prvky bylo těchto hodnot dosaženo bez problémů.

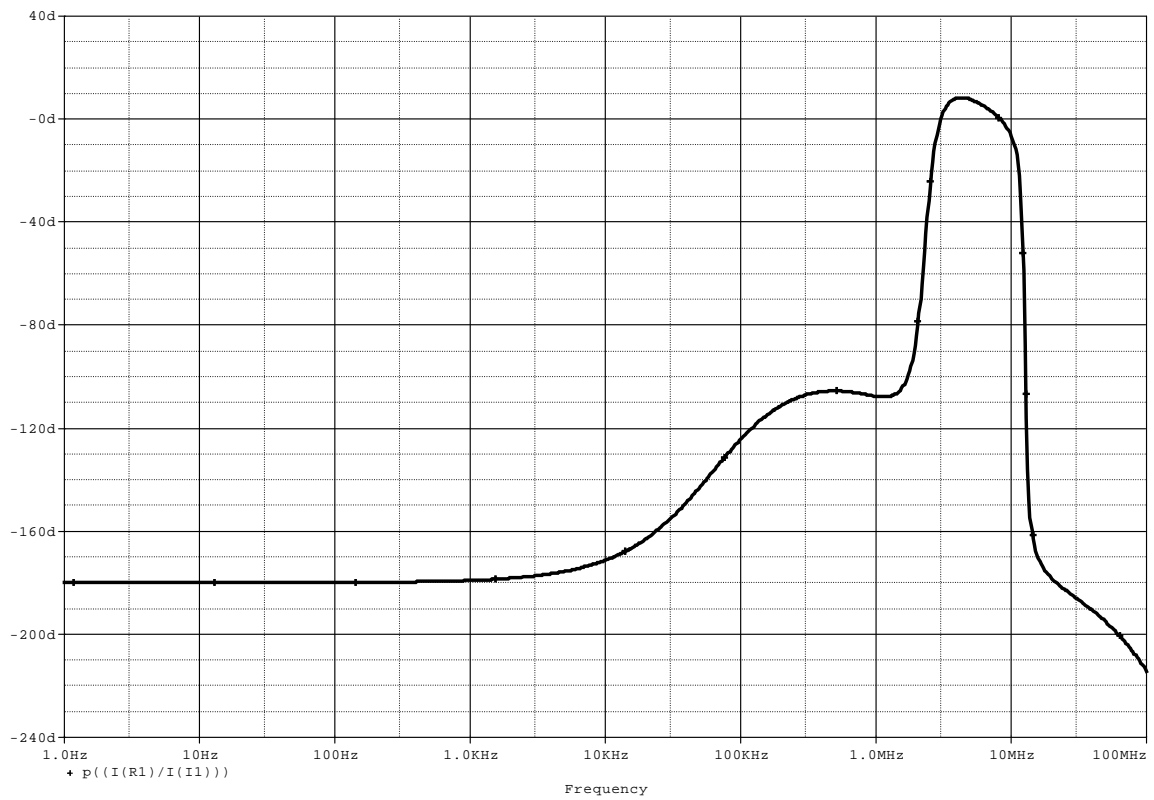


Obr. 81: Průběh skupinového zpoždění FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860

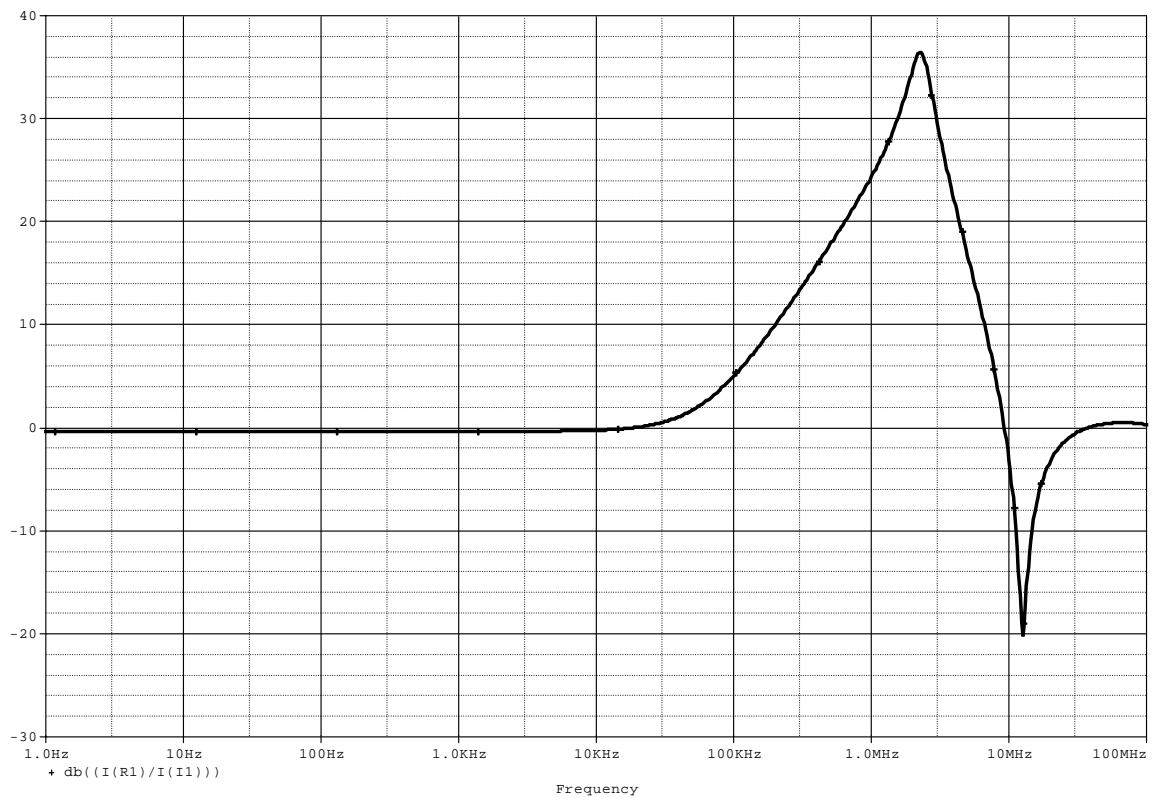
Na první pohled je patrná skutečnost, že došlo k velkému navýšení zpoždění a to z hodnoty 100 ns na hodnotu téměř $2,5 \mu\text{s}$ a též kmitočet poklesl na hodnotu 3 kHz. Opět se zde markantním způsobem projeví vlastnosti reálného obvodu nebo spíše modelu reálného OPA860.

Fázová charakteristika se mění lineárně z hodnoty -180° do -105° při 485 kHz, pak klesá a následně opět stoupá až na hodnotu 8° , které dosahuje kmitočtu 5 MHz. Po tomto maximu dochází opět k poklesu fázové charakteristiky. V ideálním případě dochází k poklesu z 0° do -540° .

Modul je konstantní o velikosti 0 dB až do hodnoty frekvence 70 kHz. Pak je patrný nárůst zisku až na hodnotu 36 dB při kmitočtu 2,3 MHz, který je následován prudkým poklesem na hodnotu -20 dB při kmitočtu 12,5 MHz a pak modul opět stoupá na hodnotu 0 dB. Tento průběh je zobrazen na Obr. 83.



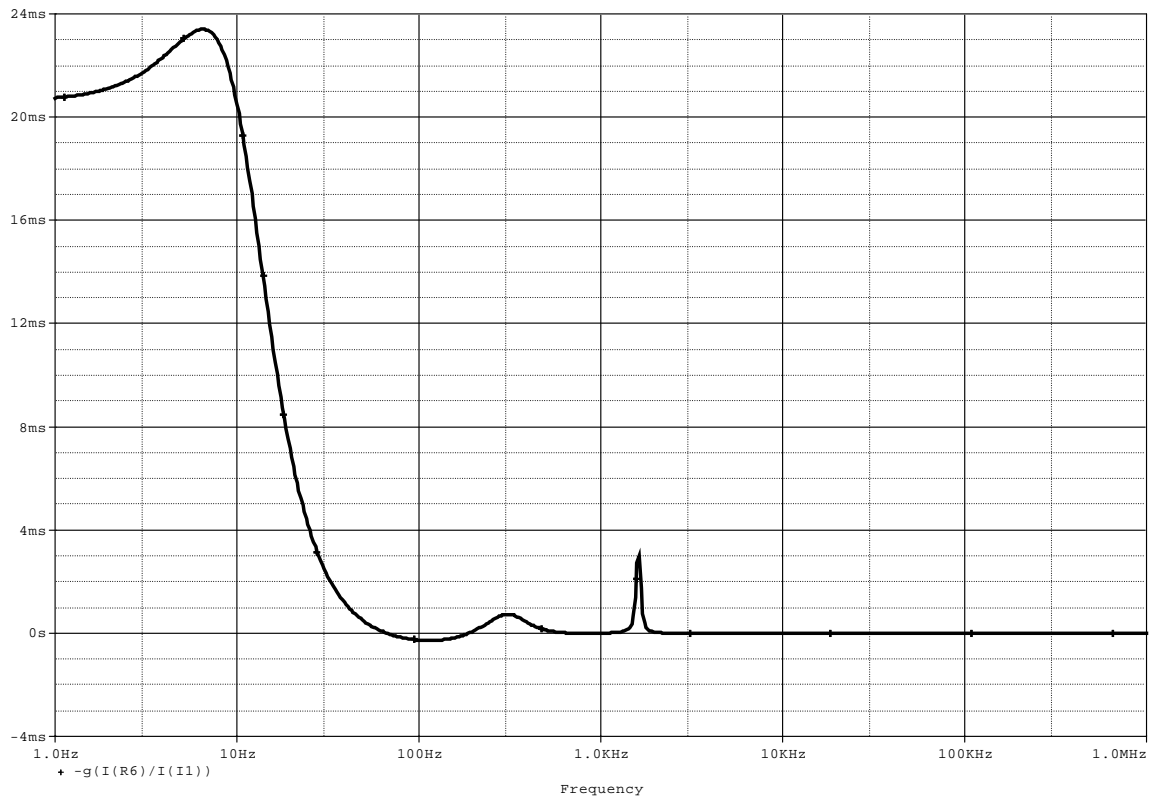
Obr. 82: Fázová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860



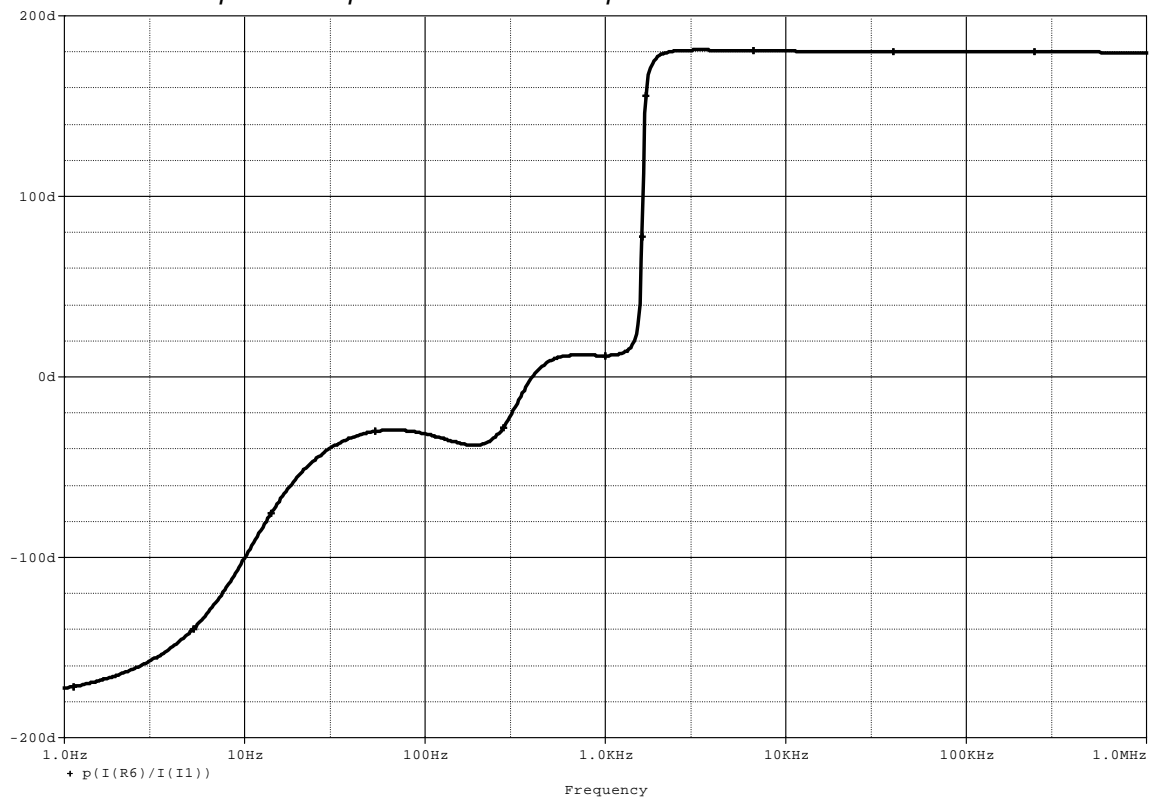
Obr. 83: Modulová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860

5.2.5 FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860

Postup před simulacemi bude opět totožný jako v předchozích případech. Schéma zapojení je na *Obr. 35*.



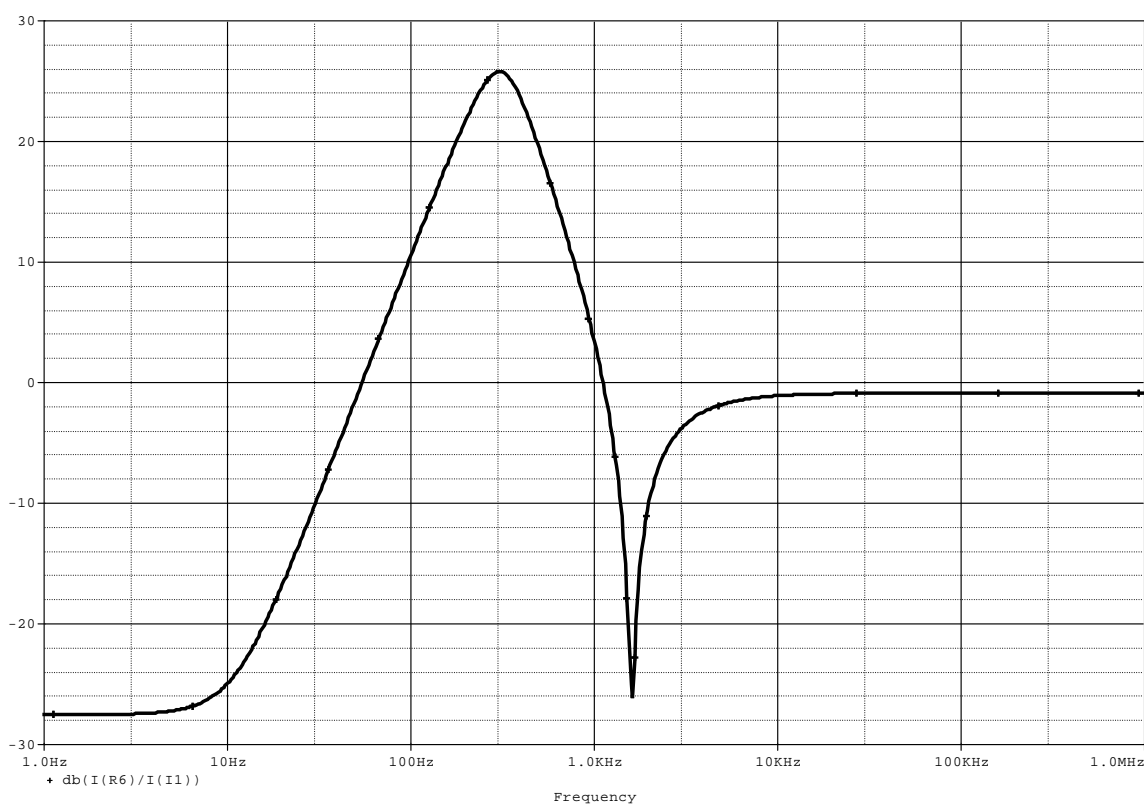
Obr. 84: Průběh skupinového zpoždění FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860



Obr. 85: Fázová charakteristika FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860

Z Obr. 84 je zřetelná změna skupinového zpoždění z hodnoty 21 ms na hodnotu 23,5 ms. Po této změně dochází k poklesu skupinového zpoždění až na hodnotu 0 s, které dosahuje při kmitočtu 100 Hz. V ideálním případě je konstantní skupinové zpoždění 1,3 ms a je stálé do hodnoty kmitočtu 500 Hz, tz. přesně dle návrhu. Pokud porovnáme dosažený průběh skupinového zpoždění s navrhovaným případně nasimulovaným průběhem, je patrná markantní změna chování obvodu.

Tato změna je vidět též na fázové charakteristice, která se mění z hodnoty -180° lineárně do hodnoty kmitočtu 17,5 Hz. Za tímto kmitočtem dochází ke snížení fáze, následnému nárůstu, potom opět k poklesu a tento pokles je následován strmým vzestupem, který končí na hodnotě 180° , kde se fázová charakteristika ustaluje a již má konstantní hodnotu. Ideálně nasimulovaná charakteristika má tvar zobrazený na Obr. 37. Je jasné, že průběhy se velmi liší. Mají též úplně jiný charakter.



Obr. 86: Modulová charakteristika FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860

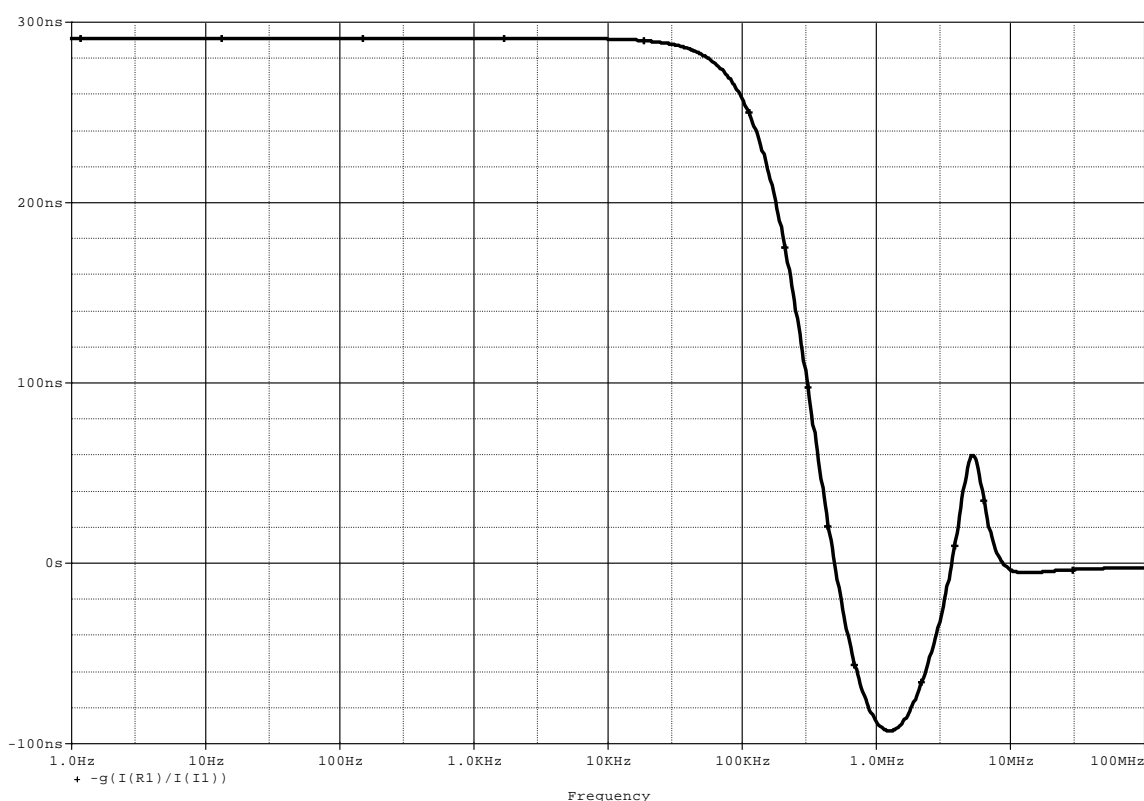
Modulová charakteristika dosahuje konstantního přenosu do kmitočtu 5 Hz a pak dochází k nárůstu, který je při 312 Hz vystředán poklesem trvajícím až do hodnoty kmitočtu 1,6 kHz a potom dále stoupá až na hodnotu -1 dB, kde už zůstává konstantní.

Z naměřených průběhů je opět vidět, jak se nepříznivě projeví vlastnosti reálných stavebních prvků. Dochází k úplné změně chování obvodu od původního návrhu, což je špatně a rozhodně bych na základě simulací nedoporučil konstrukci takto se chovajícího FO.

5.2.6 FO 3. řádu v proudovém módu – struktura IFLF s OPA860

Zapojení je zobrazeno v kapitole 4.2.6. Návrh byl prováděn na kmitočet 5 MHz a skupinové zpoždění 100 ns. Pokud jsem porovnal v ideálním případě dosažené výsledky v normálním a inverzním zapojení, zjistil jsem, že lepších hodnot dosahuje zapojení normální. Inverzní zapojení vykazovalo ke konci propustného pásma překmit, ale hodnota navrženého skupinového zpoždění svou velikostí odpovídala návrhu.

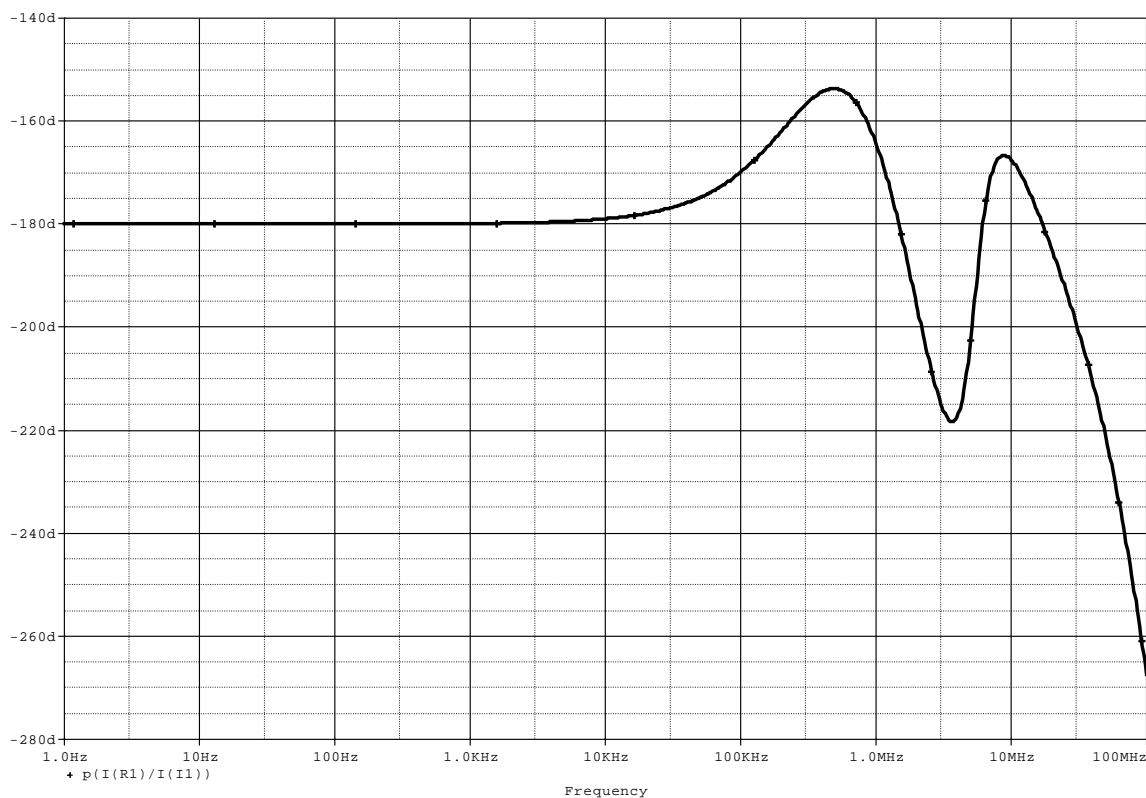
U reálného zapojení v módu **FLF** jsem zjistil, že dochází k posunu skupinového zpoždění na hodnotu téměř 2,5 μ s a kmitočet poklesl na hodnotu 3 kHz. Po následujících simulacích může být provedeno porovnání, jestli při použití reálných prvků bude mít lepší vlastnosti mód **FLF** a nebo **IFLF**.



Obr. 87: Průběh skupinového zpoždění FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF s OPA860

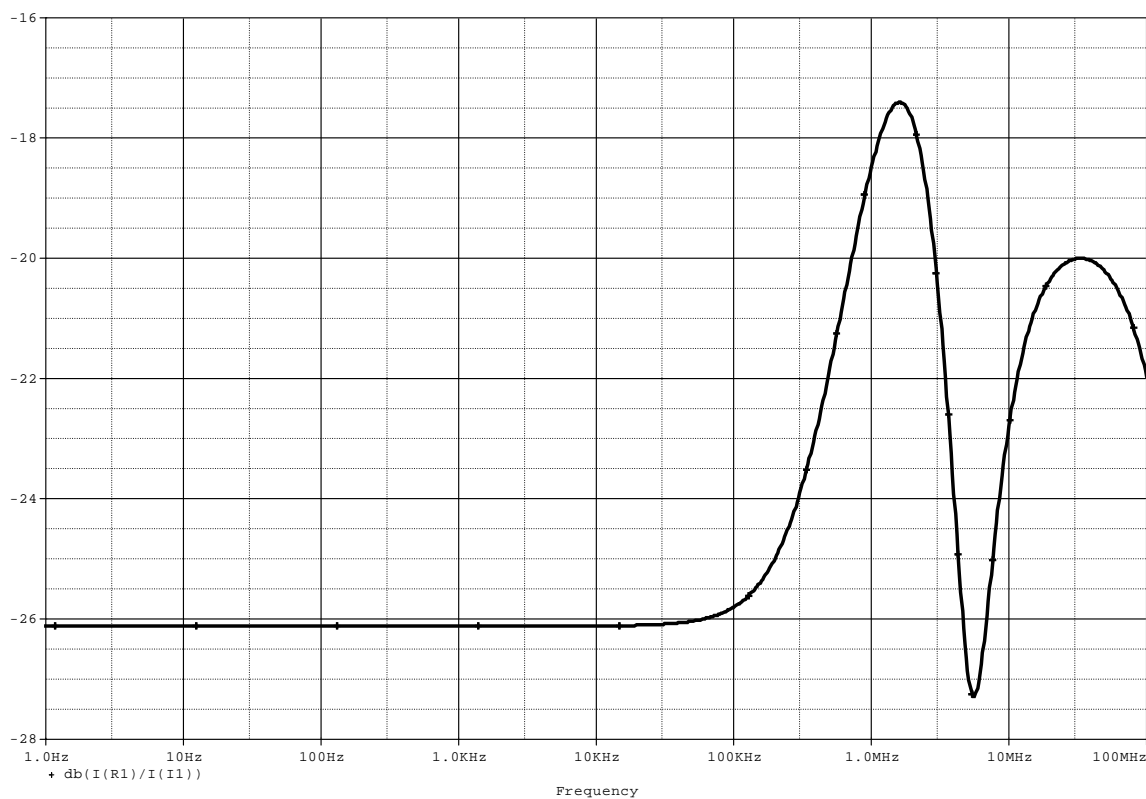
Porovnáním získaného průběhu s průběhem získaným v ideálním případě v inverzním módu je viditelná změna skupinového zpoždění z hodnoty 100 ns do hodnoty 291 ns a změna kmitočtu z hodnoty 2,29 MHz do hodnoty 23 kHz.

S reálným prvkem v módu **FLF** bylo dosaženo hodnot 2,5 μ s a frekvence 3 kHz. Při porovnání s inverzním režimem je dobře viditelná skutečnost, že s reálnými obvody vykazuje inverzní zapojení lepší vlastnosti, než zapojení **FLF**. V **IFLF** se navržený kmitočet podle návrh extrémně změnil, ale stále je desetinásobný než v případě **FLF**. Posun zpoždění na hodnotu 291 ns je také lepší hodnota. Z těchto důvodů bych pro případné vyrobení funkčního vzorku doporučoval toto zapojení.



Obr. 88: Fázová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860

Průběh fáze se lineárně mění do kmitočtu 6,5 kHz. S dalším navyšováním kmitočtu fáze narůstá, klesá, narůstá, aby nakonec opět klesala. Ideální průběh padá z hodnoty 180° do hodnoty – 270° při kmitočtu 1 GHz. Zde je vidět opět jasný rozpor, který je zapříčiněn chováním modelu reálného transkonduktoru OPA860.



Obr. 89: Modulová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF s OPA860

Modulová charakteristika nabývá konstantní hodnoty – 26 dB až do hodnoty kmitočtu 54 kHz. Z tohoto grafu je patrné, že přenos je držen konstantní déle než skupinové zpoždění, což je v pořádku.

Opět jsem se přesvědčil, že po simulacích s modely reálných součástek je dosahováno špatných hodnot. Nejvíce se na těchto průbězích projevuje vliv změny lineární fázové charakteristiky, která je značně zkreslena setrvačnostmi a nelinearitami transkonduktoru OPA860.

5.3 Fázovací obvody s proudovými konvejory (EL 2082)

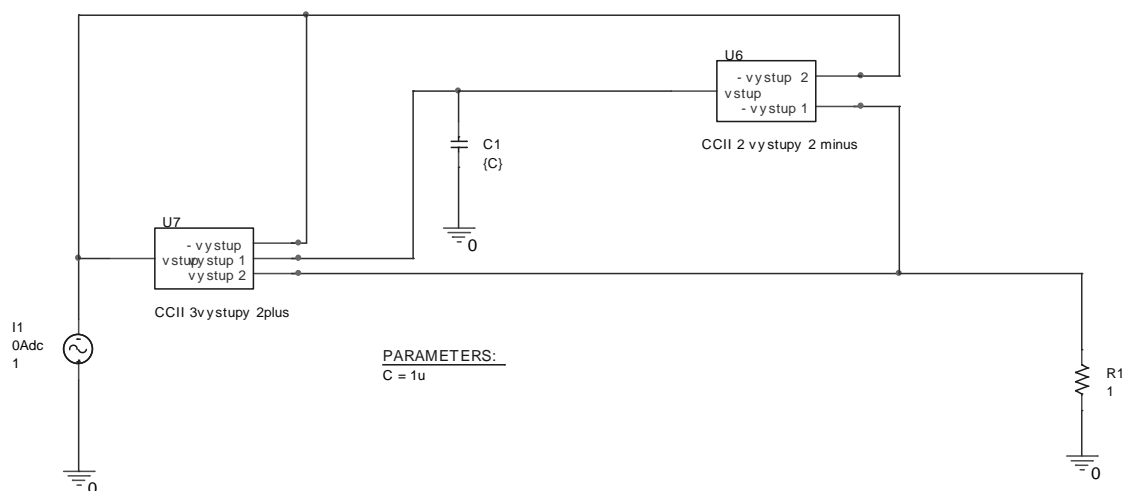
Pro mé simulace jsem využil jako konvektor analogovou násobičku od firmy Elantec, která vykazuje stejné vlastnosti jako konvektor. Jednalo se o typ EL 2082, jehož základní parametry jsou následující:

Napájecí napětí	$\pm 15V$
Vstupní proud	5 mA
Rozsah vstupních napětí	$\pm 15 V$
Vstupní impedance	95 Ω
Výstupní odpor	500 k Ω
Kmitočtový rozsah	150 MHz
Přenos	46 dB

Pro další informace a parametry je nutné nahlédnout do datasheetu [11], který je možný získat například na webu www.intersil.com/data/fn/fn7152.pdf.

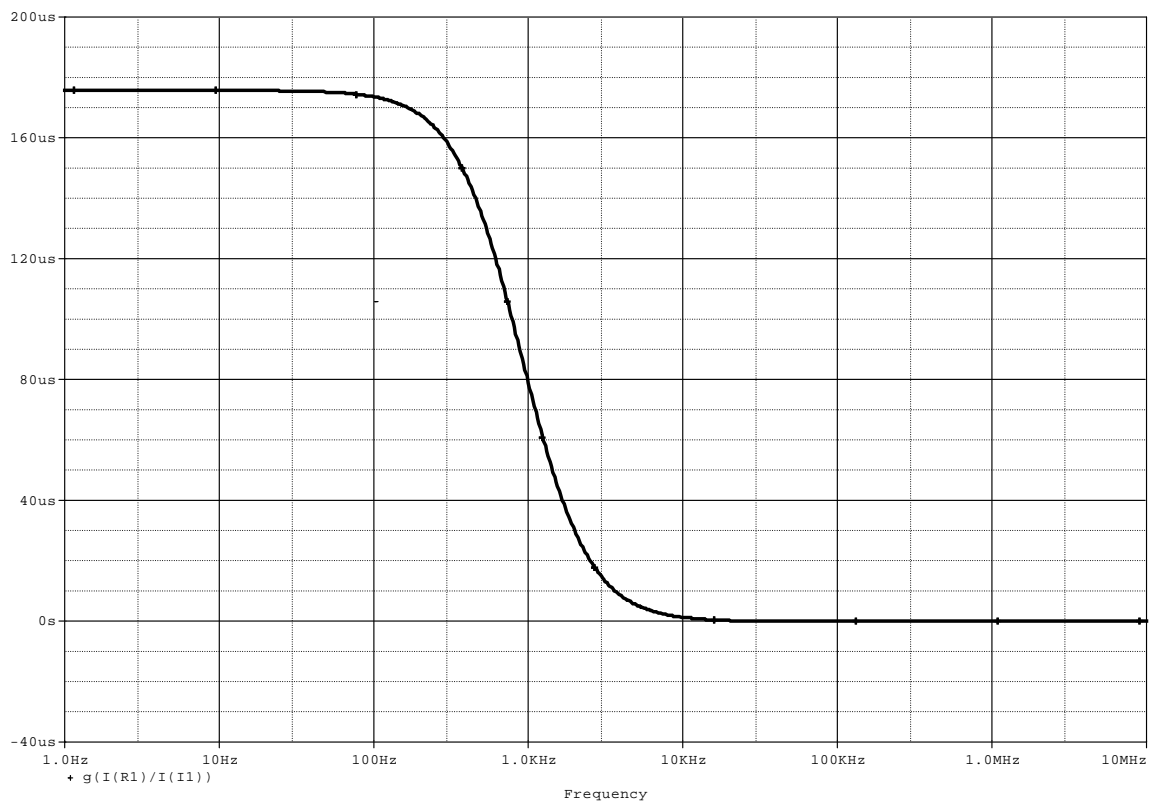
5.3.1 FO 1. řádu s konvejorem ve struktuře FLF – EL 2082

Přenos EL 2082 byl nastaven na 1 pomocí externího napětí. Toto nastavení je zobrazeno v datasheetu [11]. V tomto případě bude opět využíváno hierarchických bloků, které budou zapojeny s invertujícím a neinvertujícím přenosem. Výsledné zapojení s HB je zobrazeno na následujícím obrázku:

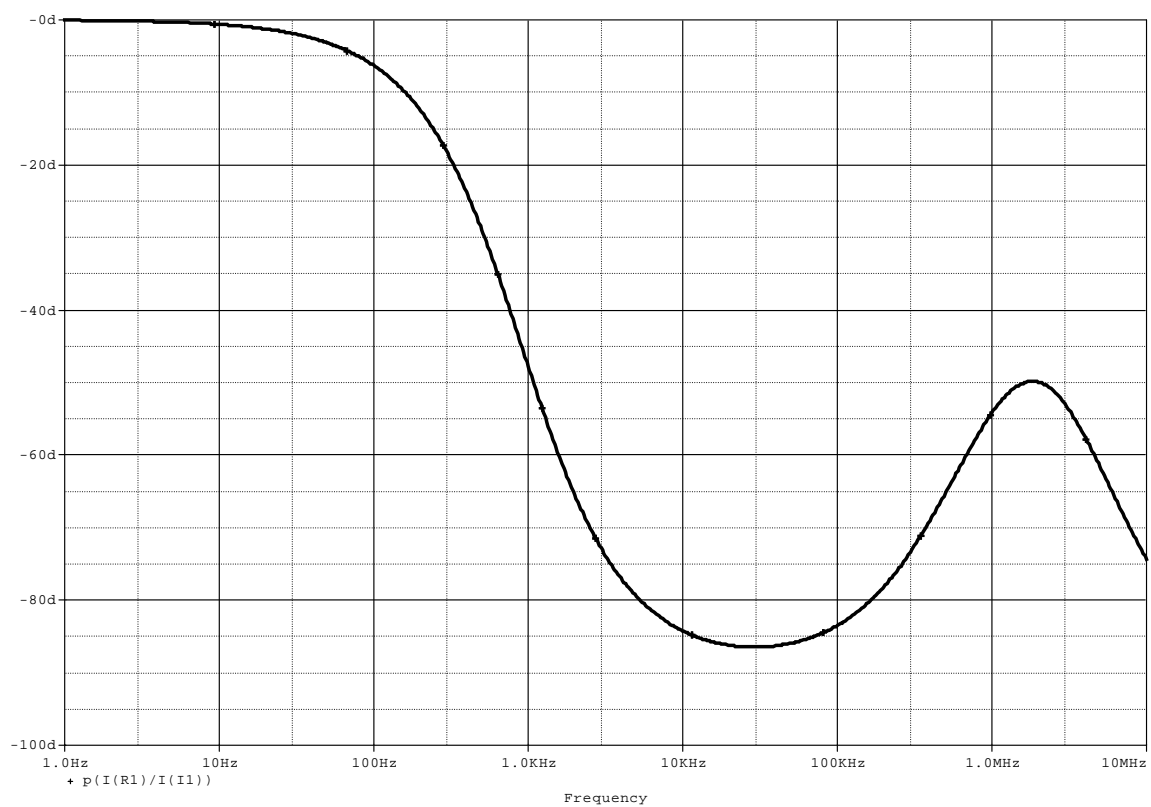


Obr. 90: Schéma zapojení FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082

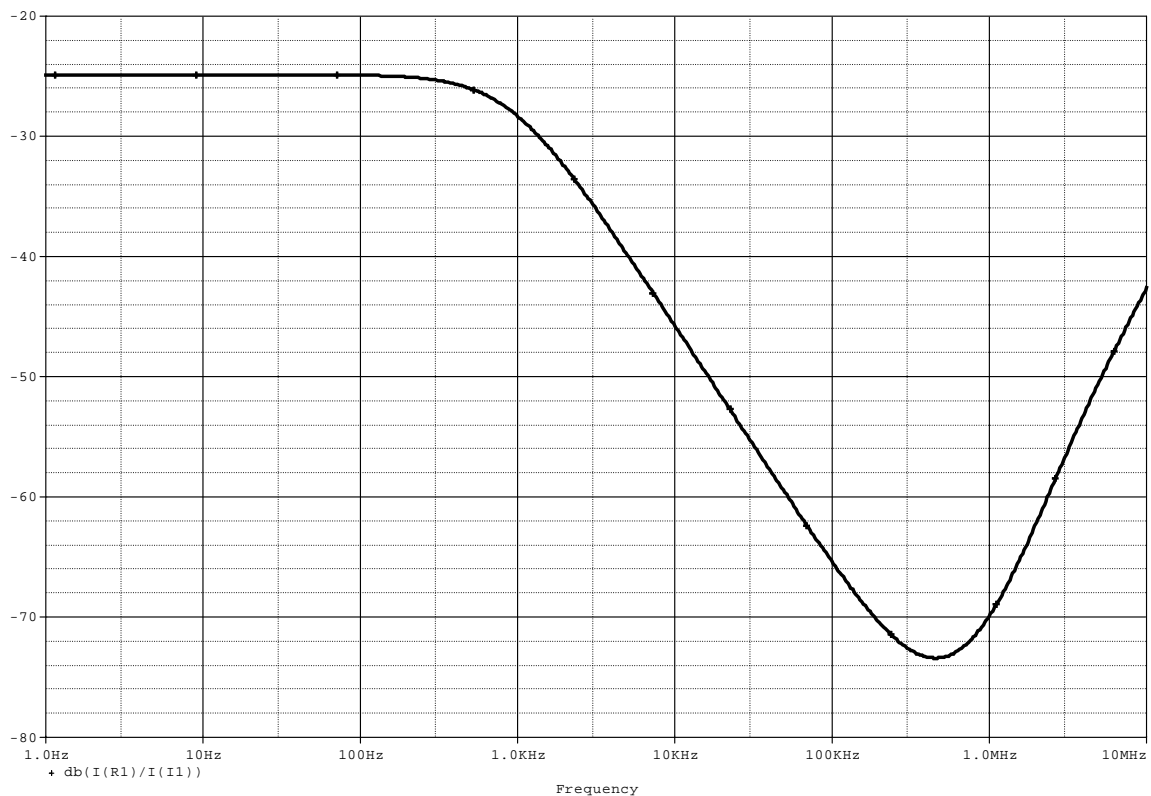
Dosažené průběhy jsou zobrazeny na Obr. 91, Obr. 92, Obr. 93.



Obr. 91: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082



Obr. 92: Fázová charakteristika FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082



Obr. 93: Modulová charakteristika FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082

Hodnota skupinového zpoždění dosahuje 175 μ s a jeho konstantní hodnota končí v kmitočtu 60 Hz. V ideálním případě se jednalo o hodnoty skupinového zpoždění 90 μ s a kmitočet 300 Hz. Na první pohled jsou viditelné znatelné rozdíly v dosažených průbězích. Zatímco τ je téměř dvojnásobné, kmitočet je pětkrát menší než v případě ideálního konvejeoru. Pokud porovnam dosažené výsledky s reálným transkonduktorem, může být výsledným tvrzením, že tento typ obvodu dosahuje lepších parametrů s OPA860, protože v tomto případě bylo dosaženo hodnot $\tau=38 \mu$ s a $f=200$ Hz.

Z pohledu fázové charakteristiky došlo ke změně fáze lineárně z 0° do -72° při kmitočtu 3 kHz, dále průběh vykazuje stoupající tendenci a v kmitočtu 1,8 MHz dosahuje hodnoty -50° , následně průběh opět klesá. Ideálně charakteristika klesá lineárně z hodnoty 0° do -180° , kterých dosahuje při kmitočtu 1 MHz. Opět zde dochází k velkým odchylkám, které jsou způsobeny modely reálných součástek.

V ideálním případě se dá modulová charakteristika považovat za konstantní, protože změna průběhu v řádu mdB je zanedbatelná. V reálném případě ovšem již změna není zanedbatelná a přenos se mění z hodnoty -25 dB do hodnoty -73 dB. Hodnota -25 dB je konstantní do kmitočtu 300 Hz. Opět je zde vidět, že modulová charakteristika je konstantní déle, než je konstantní skupinové zpoždění.

5.4 Křížový fázovací obvod

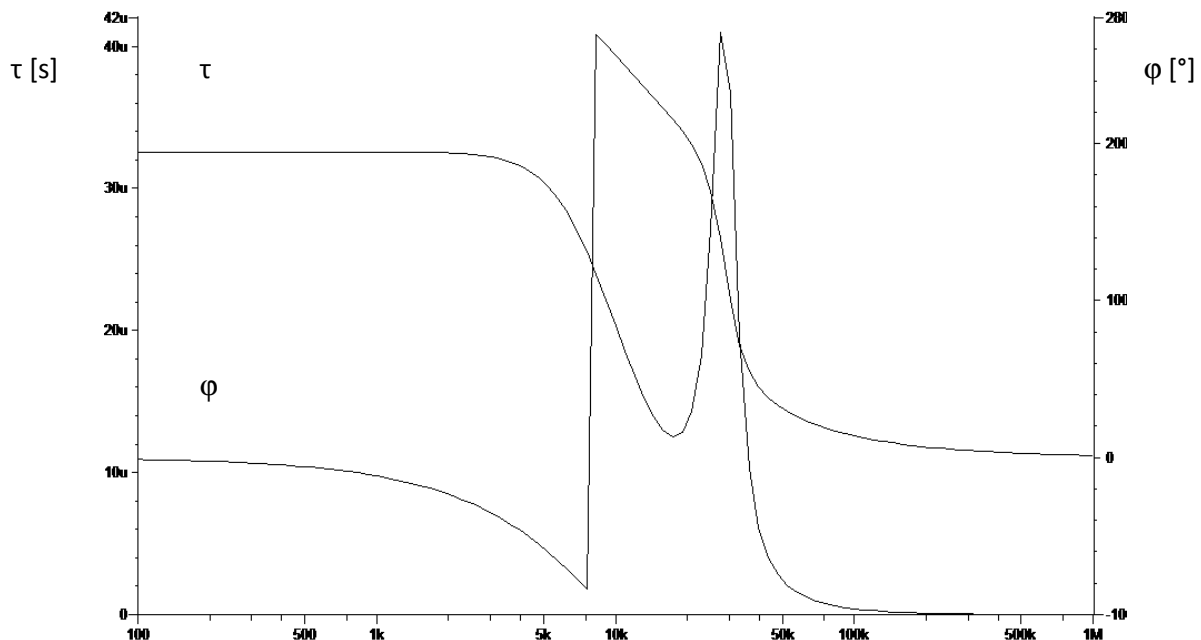
Z důvodu špatné funkčnosti křížového článku s využitím gyrátorů jsem se rozhodl, že ověřím jednotlivé transformace a díky tomu zjistím, kde dochází k chybě. Ověření správnosti jsem začal analyzovat pomocí programu snap, kam jsem si nakreslil jednotlivé transformace a zkoumal jsem co se děje s výstupním skupinovým zpožděním. Základní křížový článek v programu snap dosahuje totožných výsledků jako v simulátoru Pspice. Hodnota skupinového zpoždění je 32 μ s a kmitočet 15,82 kHz pro pokles o 3 dB.

1. transformace dosahuje stejného $\tau=32 \mu$ s, ale kmitočet už poklesl na hodnotu 8,8 kHz, což je téměř polovina.

2. transformace vykazuje skup. zpoždění 32 μ s a kmitočet stejný, jako v předchozím případě. Z těchto výsledků vidíme, že ke změně kmitočtu dochází již v první transformaci a využitím gyrátorů se nemění vlastnosti obvodu. Gyrátory tedy mohou být vhodně nahrazeny indukčností a je poté možné dosáhnout lepší integrace obvodů a zlepšení vlastností obvodu bez indukčností.

Obvody v programu snap bez problémů fungují a jsou stejně zapojeny jako obvody v simulátoru Pspice. V programu Pspice ovšem 2. transformace vykazuje špatné vlastnosti a je možno říci, že nefunguje dle představ. Proč dochází k takové změně chování obvodu, se mi nepodařilo zjistit.

Výsledné charakteristiky po 2. transformaci získané pomocí programu Snap jsou zobrazeny na následujících obrázcích.



Z dosažených výsledků vyplývá skutečnost, že transformace, která je uvedena v [4] funguje, ale s posunem pracovního pásma kmitočtů.

6. TOLERANČNÍ, CITLIVOSTNÍ ANALÝZA A VLIV PARAZITNÍCH JEVŮ

Jak již název kapitoly napovídá, budou zde provedeny toleranční, citlivostní analýzy a bude zkoumán vliv parazitních jevů na výsledné chování obvodů. Většina dosažených charakteristik s modely reálných součástek sice nevykazovaly parametry, které byly navrženy, přesto jsem se rozhodl provést citlivostní a toleranční analýzu u všech navržených obvodů a vlivy parazit zkoumat jen u vybraných zapojení.

6.1 FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741

6.1.1 Citlivostní analýza

Nejdříve byla provedena citlivostní analýza. U této analýzy bylo sledováno, jakým způsobem se změní skupinové zpoždění při změně hodnot jednotlivých součástek použitých v obvodu. Vždy docházelo ke změně hodnoty jedné součástky. Tímto způsobem byl prozkoumán vliv každé součástky. Změna skupinového zpoždění byla omezena na $\pm 10\%$.

V tomto zapojení byla dosahovaná hodnota skupinového zpoždění 2 ms, z čehož pro + 10 % je odpovídající hodnota $\tau = 2,2$ ms a - 10 % číslo 1,8 ms. Hodnoty součástek jsou zobrazeny v následující tabulce:

Tabulka 3: Citlivostní analýza FO 1. řádu VM s UA741

Součástka (viz. schéma)		R ₁ [Ω]	R ₂ [Ω]	R ₃ [Ω]	C [nF]
Hodnota součástky	- 10 %, 1,8 ms	1 265	890	790	890
	+ 10 %, 2,2 ms	845	1 090	1 180	1 090

6.1.2 Toleranční analýza Worst – Case

Jako toleranční analýza byla prováděna analýza Worst – Case. U této analýzy dochází k variaci všech součástek v rozsahu jejich tolerancí a je hledán případ, kdy je dosaženo nejhoršího možného výsledku se zadanými tolerancemi. Pro kondenzátory jsem zadával tolerance 5 % a pro rezistory 10 %. Zjistil jsem, že v nejhorším případě dochází k nárůstu skupinového zpoždění z hodnoty 2 ms na hodnotu 2,5 ms a kmitočet klesá z hodnoty 104 Hz na 82 Hz pro Worst – case.

Pro toto zapojení budou provedeny simulace s parazitními jevy, protože stejný obvod využívám s transkonduktorem a bude tedy dosažené výsledky možno porovnat a vyslovit závěry, který aktivní prvek v simulacích vykazuje lepší vlastnosti.

6.1.3 Parazitní kapacity

Při zkoumání vlivu parazitních kapacit jsem do každého uzlu obvodu postupně vložil kondenzátor o hodnotě 10 pF. Ten jsem připojil na zem a zkoumal jsem, jak se parazitní kapacita projeví na skupinovém zpoždění. V tomto zapojení jsem objevil, že parazitní kapacita se v žádném zkoumaném uzlu neprojevuje a toto zapojení tedy je imunní vůči parazitním kapacitám.

6.1.4 Vstupní a výstupní odpory

Při zkoumání vlivu vstupního a výstupního odporu byl rezistor připojen na vstup resp. výstup a byla variována jeho hodnota od 0 Ω do 100 Ω . Zjistil jsem, že výstupní odpor se neprojevuje vůbec a vstupní odpor se projevuje následovně. Při navyšování hodnoty odporu dochází k nárůstu skupinového zpoždění. Konkrétně jsem objevil, že každých 5 Ω navíc zvyšuje τ o 10 μ s.

6.2 FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741

6.2.1 Citlivostní analýza

Hodnota skupinového zpoždění v toleranci $\pm 10\%$ je 6,0 ms resp. 7,4 ms. Dosažené výsledky opět zobrazuje tabulka:

Tabulka 4: Citlivostní analýza FO 2. řádu VM s UA741

Součástka (viz. schéma)	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_3 [k Ω]	R_4 [Ω]	R_5 [Ω]	R_6 [Ω]	C_1 [nF]	C_2 [μ F]	
Hodnota součástky	- 10 %, 6,0 ms	31,6	40,2	43,4	460,0	270,0	-	92,0	-
	+ 10 %, 7,4 ms	15,6	81,6	53,4	560,0	225,0	-	112,0	1,7

6.2.2 Toleranční analýza Worst – Case

Při analýze W-C došlo k posunu τ z 6,7 ms na hodnotu 9,8 ms a kmitočet se posunul z 84 Hz na 61 Hz. Je patrná změna o 3,1 ms resp. o 23 Hz, což považuji za velkou změnu a dá se hovořit o náchylnosti tohoto zapojení na změnu hodnot daných součástek v rámci tolerančního pole.

6.3 FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860

6.3.1 Citlivostní analýza

Tabulka 5: Citlivostní analýza FO 1. řád VM s OPA860

Součástka (viz. schéma)	R_1 [Ω]	R_2 [Ω]	R_3 [Ω]	C [nF]	
Hodnota součástky	- 10 %, 1,8 ms	1 270	890	780	890
	+ 10 %, 2,2 ms	860	1 080	1 170	1 080

Při porovnání dosažených hodnot se zapojením s UA741 je jasné patrné, že dosahované hodnoty součástek jsou téměř totožné a proto bych z toho pohledu hodnotil aktivní prvky v mém případě jako rovnocenné.

6.3.2 Toleranční analýza Worst – Case

V nejhorším případě tolerancí součástek došlo k posunu τ z 2 ms do 2,1 ms a kmitočet se změnil ze 103 Hz do 98,1 Hz. Podle dosažených hodnot je vidět, že změna nepřesáhla ani 10 %. Proto považuji toto zapojení za odolné vůči změně součástek v rozsahu tolerancí.

Toto zapojení dosahuje lepších hodnot než totožné zapojení s UA741. Obvod s transkonduktorem má lepší vlastnosti a je méně náchylný na změnu součástek v případě analýzy W–C než zapojení s OZ.

6.3.3 Parazitní kapacity

Parazitní kapacity se při simulacích neprojeví jako rušivé.

6.3.4 Vstupní a výstupní odpory

Po připojení vstupního odporu a zvyšování jeho hodnoty, dochází též k navyšování skupinového zpoždění. Změna o 5 Ω má za následek navyšování zpoždění o 4,7 μ s. Tyto parametry jsou lepší než v případě UA741. Při zvyšování výstupního odporu o 5 Ω se mění i hodnota τ o 2 μ s. Výstupní odpor nemá vliv u obvodu s UA741, ale hodnota změny je zanedbatelná.

6.4 FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860

6.4.1 Citlivostní analýza

Tabulka 6: Citlivostní analýza 1. řád CM s OPA860

Součástka (viz. schéma)	C [nF]	
Hodnota součástky	- 10 %, 33,3 μ s	89
	+ 10 %, 40,7 μ s	107

6.4.2 Toleranční analýza Worst – Case

Při analýze W-C došlo k posunu kmitočtu z 1,7 kHz na 1,65 kHz a skupinové zpoždění se změnilo z 38 μ s na 39,5 μ s. Dosahovaná změna je menší než 10%, proto považují toto zapojení za odolné.

6.4.3 Parazitní kapacity

V tomto zapojení se parazitní kapacity neprojevují.

6.4.4 Vstupní a výstupní odpory

Výstupní odpor se neprojevívá a vstupní odpor se svým nárůstem snižuje hodnotu τ . Každých 5 Ω dochází ke snížení skupinového zpoždění o 55 ns.

6.5 FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860

6.5.1 Citlivostní analýza

Tabulka 7: Citlivostní analýza FO 2. řádu CM s OPA860

Součástka (viz. schéma)	C ₁ [nF]	C ₃ [nF]	
Hodnota součástky	- 10 %, 2,7 μ s	2	9,0
	+ 10 %, 3,3 μ s	4,8	11,5

Z dosažených výsledků je patrné, že změna hodnot součástek je natolik velká, že po použití reálných součástek o navržených hodnotách i v nejhorším případě tolerancí nedojde ke změně skupinového zpoždění o 10%.

6.5.2 Toleranční analýza Worst – Case

Při analýze W-C se τ změní z 3 μ s do 3,1 μ s a kmitočet ze 78,5 kHz do hodnoty 77,27 kHz. Opět je patrná změna menší než 10 %. Takže tento typ zapojení je málo ovlivnitelný nepřesnými součástkami.

6.6 FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860

6.6.1 Citlivostní analýza

Tabulka 8: Citlivostní analýza FO 3. řádu CM s OPA860

Součástka (viz. schéma)		C ₁ [nF]	C ₂ [nF]	C ₃ [nF]
Hodnota součástky	- 10 %, 2,16 μ s	–	–	4,5
	+ 10 %, 2,64 μ s	–	–	5,3

Tabulka 8 je vidět, že hodnoty kondenzátoru C₁ a C₂ se vůbec na chování obvodu neprojeví. C₃ se projeví, ale mimo toleranční pole.

6.6.2 Toleranční analýza Worst – Case

Worst – Case analýzou dochází ke změně skupinového zpoždění z 2,4 μ s na 2,6 μ s a kmitočet vykazuje změnu ze 42 kHz do 38 kHz.

6.6.3 Parazitní kapacity

Parazitní kapacity se neprojeví.

6.6.4 Vstupní a výstupní odpory

Vstupní ani výstupní odpory se na chování obvodu neprojeví.

6.7 FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860

6.7.1 Citlivostní analýza

Tabulka 9: Citlivostní analýza FO 4. řádu CM s OPA860

Součástka (viz. schéma)	C ₁ [nF]	C ₂ [nF]	C ₃ [μF]	C ₄ [nF]	
Hodnota součástky	- 10 %, 18 ms	–	–	17	53
	+ 10 %, 22 ms	–	–	33	70

Jak je patrné z tabulky, nedochází k ovlivňování výstupní charakteristiky kondenzátory C₁ a C₂. Kondenzátory C₃ a C₄ sice průběh ovlivňují, ale jejich hodnoty jsou mimo 5 % interval tolerance součástky.

6.7.2 Toleranční analýza Worst – Case

V nejhorším případě tolerancí součástek dochází k posunu skupinového zpoždění na hodnotu 22 ms a kmitočtu na 12,703 Hz. Normální hodnoty jsou 20 ms a 13 Hz. Je tedy vidět posun τ o 2 ms a kmitočtu o cca 300 Hz. Je tedy vidět posun zpoždění o 10 %.

6.8 FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF s OPA860

6.8.1 Citlivostní analýza

Tabulka 10: Citlivostní analýza FO 3. řádu CM ve struktuře IFLF

Součástka (viz. schéma)	C ₁ [nF]	C ₂ [nF]	C ₃ [μF]	
Hodnota součástky	- 10 %, 261 ns	6,0	4,5	–
	+ 10 %, 319 ns	4,0	–	–

Změna kondenzátorů C₃ a částečně C₂ se neprojeví na celkovém chování obvodu.

6.8.2 Toleranční analýza Worst – Case

Po analýze W-C došlo ke změně τ na 298 ns a kmitočet vzrostl na 174 kHz oproti původní hodnotě 171 kHz. Je možné pozorovat, že projevující změna nedosahuje ani 10 %. Proto považují toto zapojení za dobré a málo náchylné na změny součástek.

6.9 FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082

6.9.1 Citlivostní analýza

Tabulka 11: Citlivostní analýza FO 1. řádu CM s EL2082

Součástka (viz. schéma)		C [nF]
Hodnota součástky	- 10 %, 158 μ s	900
	+ 10 %, 194 μ s	1 100

Opět je vidět, že změna skupinového zpoždění o 10 % se neobjeví, protože tato změna nastává při větší než 5 % toleranci součástek.

6.9.2 Toleranční analýza Worst – Case

Při analýze W-C jsou dosaženy tyto hodnoty $\tau=167 \mu$ s a $f=610$ Hz. Tato změna je menší než 10%. Zapojení je odolné vůči změně hodnot součástek v rozsahu tolerancí.

7. NÁVRH DPS – FO 3. ŘÁDU CM IFLF

Po konzultaci s vedoucím práce bylo rozhodnuto, že bude pouze navržena deska plošného spoje tohoto fázovacího článku. Tento fázovací článek jsem vybral, protože nasimulovaný průběh se nejvíce blížil navrhované hodnotě skupinového zpoždění a vliv hodnot součástek v rámci tolerancí byl též malý. Pro návrh využiji program Eagle.

Před vlastním návrhem je nutné vyspecifikovat použitý materiál a udělat rozpočet. Všechny zde uvedené součástky jsou vybrány z katalogu GM Electronics. Pro nastavení transkonduktance je potřeba odporů, které dle datasheetu mají jinou hodnotu, než kterou jsem objevil při simulacích. Tento problém lze řešit třemi způsoby, buď věřit hodnotám dosažených v simulacích, nebo pro návrh použít trimrů, případně potenciometrů anebo před samotnou výrobou například na nepájivém poli zjistit skutečnou hodnotu odporu k nastavení transkonduktance g a podle toho potom nakoupit konkrétní typy rezistorů. V tomto bodě budou vyspecifikovány odpory 50Ω a k tomu 2 potenciometry, pomocí kterých bude zjištěna skutečná hodnota nastavovacího odporu. Cenový rozdíl v odporech je minimální, a proto nedojde k velké změně celkové ceny při použití jiných rezistorů. V případě zjištění jiné hodnoty rezistoru, která odpovídá transkonduktanci 100 mS , bude tento odpor pouze nahrazen rezistorem o zjištěné hodnotě, který bude mít stejné pouzdro. Tímto způsobem nebude návrh DPS závislý na hodnotě nastavovacího odporu, ale pouze na použitém pouzdru tohoto rezistoru. Hodnota potenciometru bude mít maximální hodnotu $1 \text{ k}\Omega$. Dále budou ještě použity blokovací kondenzátory, pomocí kterých bude blokováno napájecí napětí, aby nedocházelo ke vzniku oscilací v integrovaném obvodu. Bude se jednat o elektrolytický ($2,2 \mu\text{F}$) a klasický kondenzátor ($0,1 \mu\text{F}$). Ještě zde přibude cuprexitová deska na vytvoření vlastní DPS. OPA860 bude koupen přímo od výrobce za cenu $3,3 \text{ USD}$, což při kurzu $19,8 \text{ Kč}$ za dolar je $65,30 \text{ Kč}$.

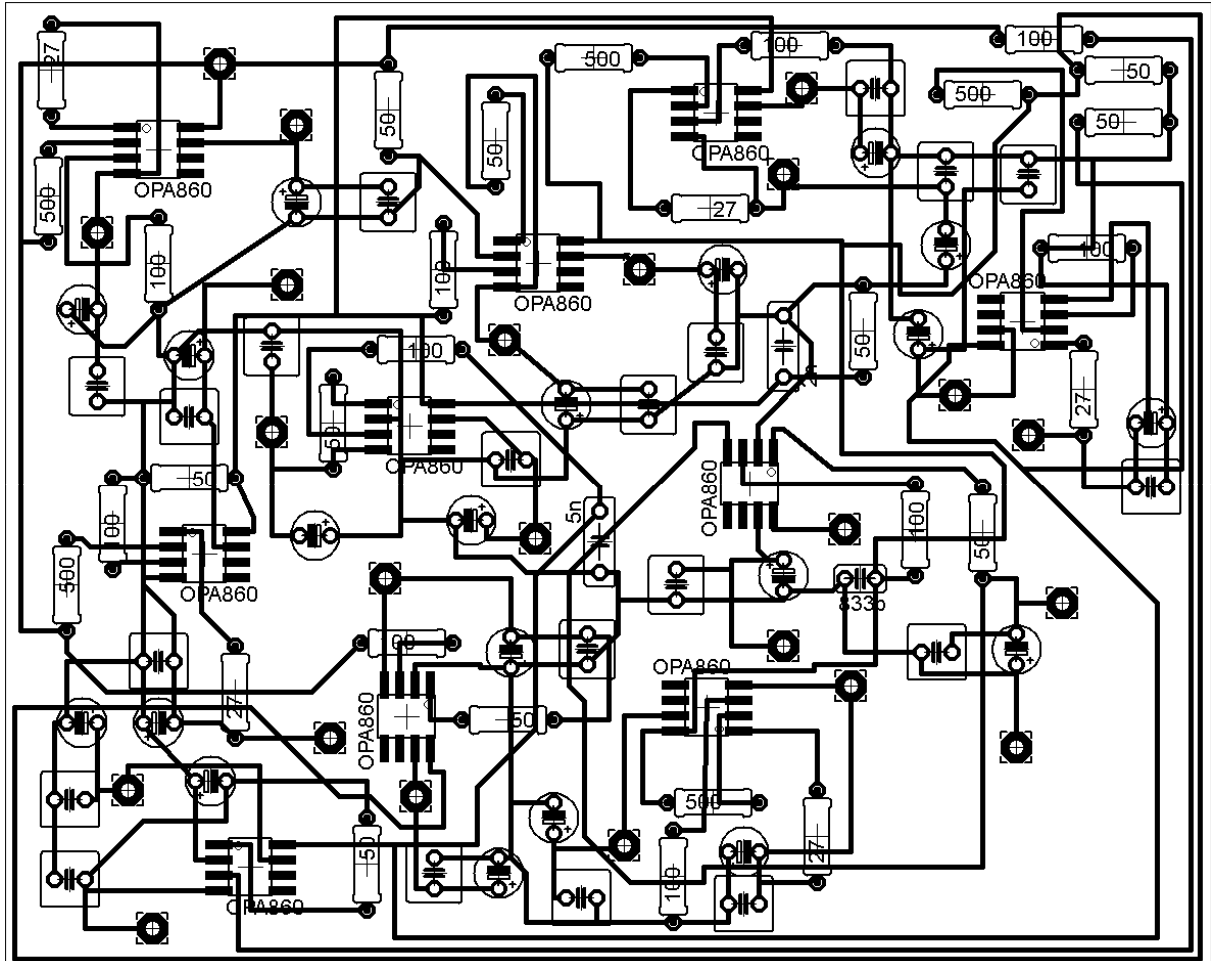
Pro konstrukci budou potřeba následující položky:

Tabulka 12: Výkaz materiálu FO 3. řádu CM IFLF

Materiál	Typ (GME)	cena [Kč]/ks	počet [ks]	suma [Kč]
Rezistor 50Ω	MPR 51R	7	10	70,0
Potenciometr $1 \text{ k}\Omega$	PC1221NK001	10	2	20,0
Rezistor 500Ω	MPR 510R	5,5	4	22,0
Rezistor 100Ω	MPR 100R	5,5	10	55,0
Kondenzátor 5 nF	CK 4N7 X7R	2,3	1	2,3
Kondenzátor 2 nF	CK 2N2/100V	1,5	1	1,5
Kondenzátor 833 pF	CK 820p/100V2	1,5	1	1,5
Kondenzátor $0,1 \mu\text{F}$	CK 100N/63V TR	2	20	40,0
El. kondenzátor $2,2 \mu\text{F}$	E2M2/100V	1	20	20,0
Cuprex. Deska (100x160)	CU-TA001	72	1	72,0
Transkonduktor OPA860	OPA860 (TI)	65,3	10	653,0
			Celkem	957,3

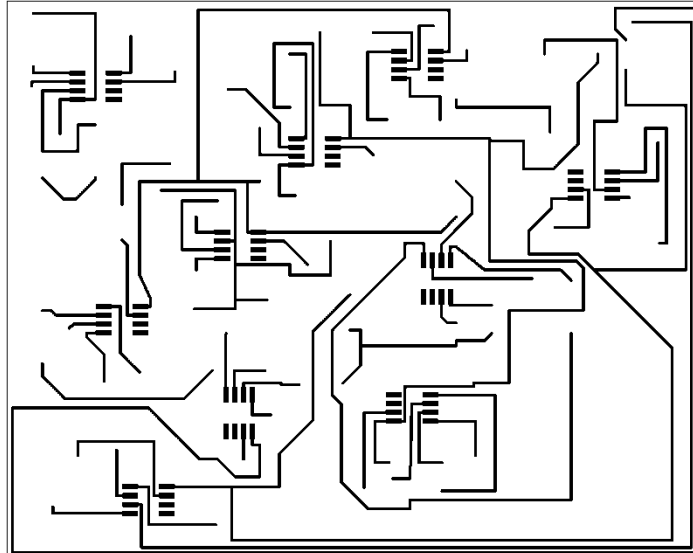
Pro návrh byl využíván software Eagle 5.5.0 ve freeware verzi. Tato verze je omezena velikostí desky 100×80 a návrhem pouze na 2 vrstvy, horní a spodní. S těmito omezeními bude tedy pracováno. Při kreslení obvodového schéma byly hned vybírány součástky, jejichž pouzdra odpovídala

vyspecifikovanému materiálu. Po nakreslení schéma jsem přistoupil k vlastnímu návrhu desky plošných spojů. Integrované obvody (OPA860) jsem umístil na horní vrstvu a zbytek součástek na vrstvu spodní. Na spodní vrstvě jsem nechal též rozlít měď a to pro zemní svorku. Dosažená deska je zobrazena na následujícím obrázku:

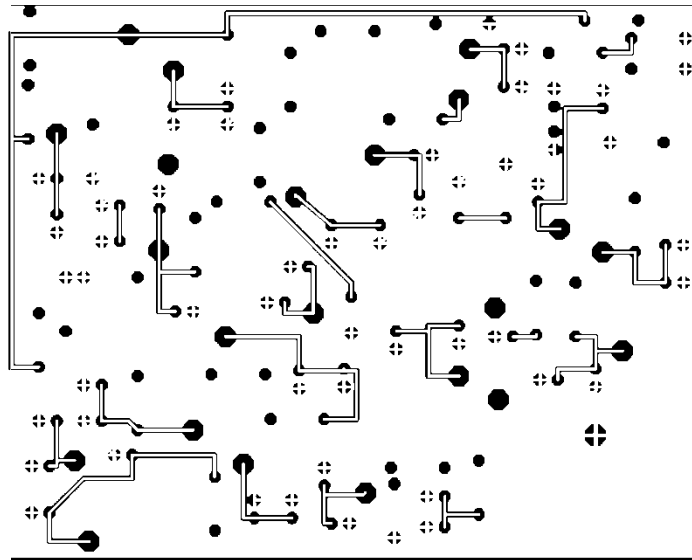


Obr. 95: Schéma DPS – obě vrstvy

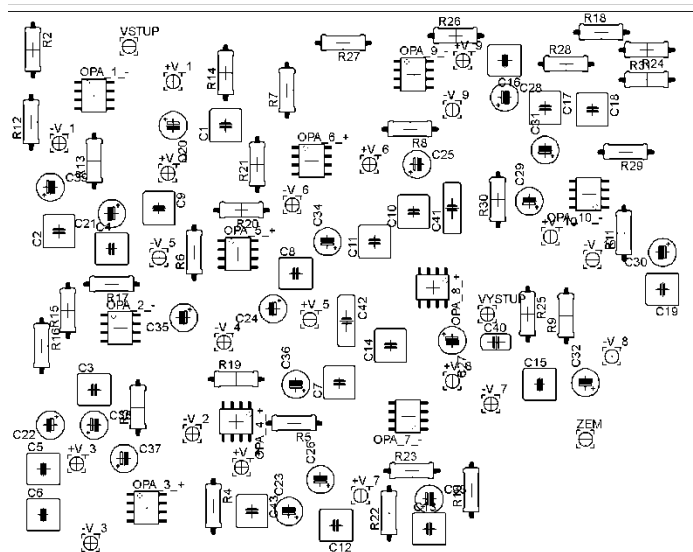
Z Obr. 95 je patrná složitost navrhnuté desky. Pro větší minimalizaci by bylo výhodnější použít vícevrstvou desku. Na dalších obrázcích je zobrazena horní vrstva, spodní vrstva s rozlitou mědí a na posledním obrázku jsou uvedeny jen součástky. Pro konstrukci tohoto obvodu bych však doporučil rozhodně výrobu SMT, protože by bylo dosaženo větší miniaturizace, lepší ceny, možnosti automatizovaného osazování při výrobě a též zlepšení parametrů jednotlivých součástek. Vzhledem k tomu, že u SMD součástek jsou kratší přívody, dochází k menšímu ovlivňování parazitami.



Obr. 96: Horní vrstva bez součástek



Obr. 97: Spodní vrstva s rozlitou mědí



Obr. 98: Rozmístění součástek

8. ZÁVĚR

V této diplomové práci byly rozebrány základní vlastnosti a principy fázovacích obvodů. Byly uvedeny základní typy soustav, které vytváří FO. Jedna z kapitol se věnovala vybraným aktivním funkčním blokům, pomocí kterých mohou být vytvářeny FO. Jednalo se zejména o operační zesilovač, proudový konvektor a transkonduktor.

S těmito aktivními jsem navrhl několik fázovacích obvodů s různou strukturou a s různým pracovním módem, tj. proudový a napěťový mód. Mezi navržené obvody patří FO 1. řádu v napěťovém módu s operačním zesilovačem a toto zapojení bylo z důvodu porovnání dosažených vlastností navrženo i s transkonduktorem. Dále se jednalo o FO 2. řádu v napěťovém módu, ve kterém byl jako aktivní prvek použit operační zesilovač. Další navržené obvody pracovaly v proudovém módu a jednalo se o FO 1. až 4. řádu s transkonduktory, dále FO 3. řádu ve struktuře IFLF s transkonduktory a FO 1. řádu v proudovém módu s proudovým konvektorem. Jako poslední fázovací obvod byl navržen pasivní křížový fázovací článek 2. řádu v napěťovém módu. Při návrhu tohoto obvodu byly provedeny 2 transformace. První transformací bylo získáno zapojení, kde nejsou obsaženy cívky, ale pouze kondenzátory a odpory. V rámci druhé transformace byla část obvodu nahrazena zapojením s gyrátorem, který byl vytvořen pomocí čtyř transkonduktorů. Těmito dvěma transformacemi jsem dosáhl změny pasivního FO na fázovací obvod aktivní.

Navržené struktury byly analyzovány v obvodovém simulátoru Orcad PSpice za použití ideálních prvků. To znamená, že v těchto zapojeních měly aktivní prvky proměnný pouze hlavní parametr a to byl jejich zisk, případně transkonduktance. Veškeré reálné parazitní vlivy byly tímto odstraněny. V těchto simulacích jsem vytvářel hierarchické bloky a knihovny do programu PSpice, pomocí kterých byly vytvářeny aktivní prvky s více výstupy. Byly sledovány 3 hlavní parametry, modulová a fázová charakteristika, které byly doplněny ještě průběhem charakteristiky skupinového zpoždění. Po těchto simulacích následovaly experimenty, kde byly ideální prvky nahrazeny pomocí reálných a komerčně dostupných aktivních prvků. Opět byly vytvářeny hierarchické bloky a knihovny, které byly využívány v simulacích. Po těchto experimentech jsem provedl citlivostní a toleranční analýzu a byl též zkoumán vliv parazitních jevů. U citlivostní analýzy jsem neuvažoval závislost na kmitočtu, ale pouze citlivost v absolutních číslech. Při frekvenční závislosti by bylo dosaženo komplexních hodnot a simulace by byly náročnější. V rámci toleranční analýzy jsem používal pouze funkci Worst - Case v simulátoru PSpice a stejné hodnoty tolerancí pro stejný typ součástky (C-5 %, R-10 %). K pokročilejším analýzám jsem neměl dostatek prostoru. U parazitních jevů se jednalo zejména o vliv parazitních kapacit a vliv vstupního a výstupního odporu na sledované průběhy.

FO 1. řádu v napěťovém módu s ideálním OZ dosahoval parametrů, které odpovídaly návrhu. Jako reálný OZ byl použit UA741. Tento méně kvalitní operační zesilovač byl využit, protože FO je navržen na tak nízký kmitočet, že tento obvod je dostačující. Z výsledků simulací s reálným OZ je patrné stejné skupinové zpoždění a též propustné pásmo obou fázovacích článků. U fázové charakteristiky se už projevují nelinearity reálného obvodu a charakteristika je oproti ideálnímu případu zkreslena.

V případě použití ideálního transkonduktoru v tomto zapojení bylo dosaženo výsledků, které byly totožné s návrhem. Jako reálný transkonduktor byl využit obvod OPA860 od firmy Texas Instrument. Simulace s OPA860 ukázaly, že při použití modelu reálného transkonduktoru dochází k zanedbatelným změnám ve sledovaných charakteristikách, a proto je možno tento obvod doporučit. U všech těchto čtyř zapojení jsou patrné téměř totožné hodnoty mnou sledovaných

veličin. Je tedy vidět, že je možno použít jak OZ, tak OTA. Pro vyšší kmitočty by bylo výhodnější použít aktivní prvek od TI. Z pohledu citlivostní analýzy jsou dosahované hodnoty opět téměř totožné, jak u zapojení s UA741, tak s OPA860. V případě toleranční analýzy Worst – case dosahuje lepších parametrů obvod s transkonduktorem a stejně je tomu u vlivu parazitních vlastností.

Při simulacích FO 2. řádu s OZ bylo zjištěno, že navržená struktura s použitím UA741 bez problémů funguje a modulová charakteristika dosahuje dokonce lepšího průběhu než u tohoto obvodu s bezeztrátovým operačním zesilovačem.

Po simulacích s ideálním transkonduktorem v proudovém módu se jevila tato struktura jako velmi vhodná pro konstrukci fázovacích článků, protože veškeré navržené obvody dosahovaly přesných hodnot dle návrhu. Po výměně ideálních transkonduktorů za modely reálných transkonduktorů OPA860 jsem zjistil, že při těchto simulacích dochází ke zhoršení navrhovaných parametrů jednotlivých obvodů. Nejvíce se projevoval pokles propustného pásma, ve kterém bylo skupinové zpoždění konstantní. Skupinové zpoždění též nabývalo velmi rozdílných hodnot oproti ideálním případům. Tyto změny bych připisoval nelinearitám, které se projevují uvnitř reálných OPA860.

Simulace FO 1. řádu v proudovém módu s ideálním transkonduktorem přesně odpovídala navrženým hodnotám. Modulová charakteristika byla vykreslována se zvlněním. Tento problém se objevoval téměř u všech zapojení v proudovém módu a na vině je pravděpodobně způsob výpočtu, jakým program Pspice počítá hodnoty pro vykreslení průběhů. S obvodem OPA860 bylo dosaženo zcela odlišných výsledků. Skupinové zpoždění dosahovalo hodnoty několikanásobně větší než v případě ideálu a hraniční kmitočet poklesl téměř na padesátinu hodnoty s ideálním OTA. Charakter fáze se také velmi změnil k horšímu. Při využití reálného prvku došlo ke zlepšení pouze u modulové charakteristiky, u které zmizelo zvlnění. Všechny tyto změny bych opět přisuzoval nelinearitám v OPA860.

Při použití proudového konvejeoru v tomto zapojení jsem v ideálním případě zjistil, že sledované parametry se oproti návrhu změnily, a to dost výrazně. Opět se velmi zvýšila hodnota skupinového zpoždění a výrazně poklesl kmitočet propustného pásma oproti návrhu. Jako reálný konvejeor byla využita analogová násobička EL 2082 od fy Elantec. Skupinové zpoždění narostlo ještě více než v zapojení s ideálním konvejeorem a kmitočet také dosahoval menších hodnot než v ideálním případě. Průběh fázové charakteristiky změnil tvar a nedosahuje ani hodnoty -180° , jak tomu bylo v ideálním případě. Z dosažených výsledků je opět viditelná velká změna všech zkoumaných parametrů. Pokud bude srovnáváno zapojení s OPA860 a s EL2082, je možné konstatovat, že i když se oproti návrhu změnila hodnoty parametrů, tak lepších výsledků dosahuje transkonduktor. Při zkoumání vlivu parazit, toleranční a citlivostní analýze byl výsledek porovnání totožný, tzn. OPA860 dosahuje lepších hodnot. Stejně experimenty byly prováděny na ostatních zapojeních s různými výsledky. Charakteristickým znakem pro všechna zapojení byla, jak jsem již uvedl, velká změna hlavně skupinového zpoždění a hraničního kmitočtu. Při toleranční a citlivostní analýze a při zkoumání vlivu parazit bylo dosahováno různých výsledků.

Co se týče pasivního křížového fázovacího obvodu, bylo zjištěno, že při první transformaci dochází ke změně navrženého kmitočtu. Při druhé transformaci, kdy je část zapojení nahrazena pomocí obvodu s gyrátory, již nedochází k žádným změnám parametrů obvodu, takže nahrazení cívek pomocí gyrátorů se jeví jako spolehlivé a výhodné řešení.

Na závěr celé práce byl ještě proveden návrh desky plošného spoje pro fázovací obvod 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF. Tento obvod byl vybrán z důvodu nejlepších

dosahovaných parametrů a též z důvodu dobrých vlastností při toleranční a citlivostní analýze. Byla provedena specifikace materiálů a též rozpočet na stavbu této DPS.

Závěrem bych shrnul podstatné úkony, které byly provedeny, aby bylo možno vytvořit tuto diplomovou práci. Na začátku byl proveden návrh fázovacích obvodů, které byly odsimulovány za pomoci ideálních aktivních prvků. Tyto prvky byly v dalším bodě nahrazeny modely komerčně dostupných aktivních prvků a opět byly provedeny experimenty. Při porovnání těchto experimentů je možné konstatovat, že v napěťovém módu simulace s reálnými obvody odpovídají návrhům. V proudovém módu je ovšem znatelný rozdíl v návrzích a v dosahovaných hodnotách s komerčními prvky. Zpočátku se jevil proudový mód jako vhodný, ale po simulacích s OPA860 a EL2082 je toto tvrzení na teoretické úrovni vyvráceno.

V této oblasti mohou být ještě provedeny podrobnější či pokročilejší citlivostní a toleranční analýzy, kterými by bylo zmapováno detailnější chování zkoumaných obvodů. Dále by bylo možné provést sérii praktických měření, na jejichž základě by byly dosažené výsledky simulací potvrzeny nebo vyvráceny.

SEZNAM LITERATURY

- [1] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.
- [2] DOSTÁL, T. *Teorie obvodů*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006.
- [3] DOSTÁL, T. *All-pass filters in current mode*. Radioengineering, 2005, vol. 14, no. 3, p. 48-53.
- [4] DAVÍDEK, V., LAIPERT, M., VLČEK, M. *Analogové a číslicové filtry*, ČVUT v Praze, 2000.
- [5] KOLKA, Z. *Počítačové řešení elektronických obvodů*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007.
- [6] DOSTÁL, T. *Různé úrovně modelování aktivních prvků a funkčních bloků pro simulaci analogových obvodů*, ELEKTROREVUE, 2001.
- [7] BELZA, J. *Operační zesilovače pro obyčejné smrtelníky*, BEN v Praze, 2004.
- [8] Carter, B. *Using Texas instruments Spice Models in PSpice*, Application report, Dallas, Texas, 2003.
- [9] Texas instrument. *OPA860*, datasheet, Dallas, Texas, 2008.
- [10] Philips Semiconductors, *uA741*, product specification, 1994.
- [11] Intersil, *EL2082*, datasheet, Milpitas, California, 1996.

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Schéma nejjednoduššího fázovacího článku	7
Obr. 2: Graf signálových toků pro strukturu FLF	8
Obr. 3: Graf signálových toků pro strukturu IFLF	9
Obr. 4: Blokové schéma struktury FLF n – tého řádu v proudovém módu	9
Obr. 5: Schematická značka OZ (OA – DISO)	11
Obr. 6: Modulová charakteristika OZ	12
Obr. 7: Schematická značka konvejeoru	13
Obr. 8: Integrátor s konvejorem: a) proudový, b) napěťový	14
Obr. 9: Schématická značka transkonduktoru a transkonduktoru s více výstupy	14
Obr. 10: Proudový integrátor s transkonduktorem.....	15
Obr. 11: FO 4 – tého řádu.....	15
Obr. 12: Schéma zapojení fázovacího článku 1. řádu v napěťovém módu	16
Obr. 13: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v napěťovém módu	17
Obr. 14: Fázová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu.....	17
Obr. 15: Modulová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu	18
Obr. 16: Schéma zapojení FO 2. řádu v napěťovém módu	19
Obr. 17: Průběh skupinového zpoždění FO 2. řádu v napěťovém módu	19
Obr. 18: Průběh fázové charakteristiky FO 2. řádu v napěťovém módu.....	20
Obr. 19: Průběh modulové charakteristiky FO 2. řádu v napěťovém módu	20
Obr. 20: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v napěťovém módu s OTA zesilovačem	21
Obr. 21: Průběh fázové charakteristiky FO 1. řádu v napěťovém módu s OTA zesilovačem	22
Obr. 22: Průběh modulové charakteristiky FO 1. řádu v napěťovém módu s OTA zesilovačem	22
Obr. 23: Schéma zapojení FO 1. řádu v proudovém módu s proudovým integrátorem.....	23
Obr. 24: Schéma OTA s 3 výstupy, z toho 2 neinvertující.....	24
Obr. 25: Hierarchický blok OTA s 3 výstupy, z toho 2 neinvertující	24
Obr. 26: Schéma zapojení FO 1. řádu v proudovém módu s hierarchickými bloky (HB)	25
Obr. 27: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v proudovém módu s HB.....	25
Obr. 28: Průběh fázové charakteristiky FO 1. řádu v proudovém módu	26
Obr. 29: Schéma FO 2. řádu v proudovém módu.....	27
Obr. 30: Průběh skupinového zpoždění FO 2. řádu v proudovém módu.....	28
Obr. 31: Fázová charakteristika FO 2. řádu v proudovém módu	28
Obr. 32: Schéma zapojení FO 3. řádu v proudovém módu	29
Obr. 33: Průběh skupinového zpoždění FO 3. řádu v proudovém módu.....	30
Obr. 34: Fázová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu	30
Obr. 35: Schéma zapojení FO 4. řádu v proudovém módu	32
Obr. 36: Průběh skupinového zpoždění FO 4. řádu v proudovém módu.....	32
Obr. 37: Fázová charakteristika FO 4. řádu v proudovém módu	33
Obr. 38: Schéma zapojení FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF	34
Obr. 39: Průběh skupinového zpoždění FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF.....	34
Obr. 40: Fázová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF.....	35
Obr. 41: Modulová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF	35

Obr. 42: Schéma rezistivního modelu konvejeoru CC-5102 v programu PSpice.....	36
Obr. 43: Schéma frekvenčního modelu konvejeoru CC-5102 v programu PSpice	36
Obr. 44: Schéma zapojení FO 1. řádu s rezistivním modelem konvejeoru	37
Obr. 45: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu s rezistivním modelem konvejeoru	38
Obr. 46: Fázová charakteristika FO 1. řádu s rezistivním modelem konvejeoru.....	38
Obr. 47: Modulová charakteristika FO 1. řádu s rezistivním modelem konvejeoru	39
Obr. 48: Schéma zapojení pasivního křížového filtru.....	41
Obr. 49: Průběh skupinového zpoždění pasivního křížového FO pro kmitočet 1 Hz	42
Obr. 50: Fázová charakteristika pasivního křížového FO pro kmitočet 1 Hz.....	42
Obr. 51: Modulová charakteristika pasivního křížového FO pro kmitočet 1 Hz.....	43
Obr. 52: Průběh skupinového zpoždění pasivního křížového FO pro kmitočet 10 kHz	44
Obr. 53: Fázová charakteristika pasivního křížového FO pro kmitočet 10 kHz.....	44
Obr. 54: Modulová charakteristika pasivního křížového FO pro kmitočet 10 kHz.....	45
Obr. 55: Schéma zapojení Prescottova syntetického induktoru	46
Obr. 56: Schéma induktoru	46
Obr. 57: Způsob transformace křížového článku	47
Obr. 58: Využití gyrátoru	47
Obr. 59: Modelování gyrátoru pomocí řízených zdrojů	48
Obr. 60: Výsledné schéma křížového FO s gyrátorem	48
Obr. 61: Průběh skupinového zpoždění křížového FO s gyrátorem.....	49
Obr. 62: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741.....	50
Obr. 63: Fázová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741	51
Obr. 64: Modulová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu s UA741	52
Obr. 65: Průběh skupinového zpoždění FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741.....	53
Obr. 66: Fázová charakteristika FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741	53
Obr. 67: Modulová charakteristika FO 2. řádu v napěťovém módu s UA741	54
Obr. 68: Schéma zapojení OPA860 jako diferenčního zesilovače	55
Obr. 69: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860.....	56
Obr. 70: Fázová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860	57
Obr. 71: Modulová charakteristika FO 1. řádu v napěťovém módu s OPA860.....	57
Obr. 72: Schéma zapojení OPA860 pro vytvoření kladného přenosu.....	58
Obr. 73: Schéma zapojení OPA860 pro vytvoření invertujícího přenosu.....	58
Obr. 74: Hierarchický blok transkonduktoru s dvěma neinvertujícími přenosy a jedním invertujícím	59
Obr. 75: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860	60
Obr. 76: Fázová charakteristika FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860.....	61
Obr. 77: Modulová charakteristika FO 1. řádu v proudovém módu s OPA860.....	61
Obr. 78: Průběh skupinového zpoždění FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860	62
Obr. 79: Fázová charakteristika FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860	63
Obr. 80: Modulová charakteristika FO 2. řádu v proudovém módu s OPA860.....	63
Obr. 81: Průběh skupinového zpoždění FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860	64
Obr. 82: Fázová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860.....	65
Obr. 83: Modulová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860.....	65
Obr. 84: Průběh skupinového zpoždění FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860	66
Obr. 85: Fázová charakteristika FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860.....	66
Obr. 86: Modulová charakteristika FO 4. řádu v proudovém módu s OPA860.....	67

Obr. 87: Průběh skupinového zpoždění FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF s OPA860 .	68
Obr. 88: Fázová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu s OPA860	69
Obr. 89: Modulová charakteristika FO 3. řádu v proudovém módu ve struktuře IFLF s OPA860.....	69
Obr. 90: Schéma zapojení FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082	70
Obr. 91: Průběh skupinového zpoždění FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082.....	71
Obr. 92: Fázová charakteristika FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082	71
Obr. 93: Modulová charakteristika FO 1. řádu v proudovém módu s EL 2082	72
Obr. 94: Průběh fáze a skupinového zpoždění u křížového článku s gyrátory.....	73
Obr. 95: Schéma DPS – obě vrstvy	82
Obr. 96: Horní vrstva bez součástek.....	83
Obr. 97: Spodní vrstva s rozlitou mědí	83
Obr. 98: Rozmístění součástek	83

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Normované parametry i-tého podobvodu ve VPD n-tého řádu.....	10
Tabulka 2: Typy konvektorů	13
Tabulka 3: Citlivostní analýza FO 1. řádu VM s UA741.....	74
Tabulka 4: Citlivostní analýza FO 2. řádu VM s UA741.....	75
Tabulka 5: Citlivostní analýza FO 1. řád VM s OPA860.....	76
Tabulka 6: Citlivostní analýza 1. řád CM s OPA860	77
Tabulka 7: Citlivostní analýza FO 2. řádu CM s OPA860.....	77
Tabulka 8: Citlivostní analýza FO 3. řádu CM s OPA860.....	78
Tabulka 9: Citlivostní analýza FO 4. řádu CM s OPA860.....	79
Tabulka 10: Citlivostní analýza FO 3. řádu CM ve struktuře IFLF	79
Tabulka 11: Citlivostní analýza FO 1. řádu CM s EL2082	80
Tabulka 12: Výkaz materiálu FO 3. řádu CM IFLF	81

SEZNAM ROVNIC

(1. 1) Obecný proudový přenos fázovacích obvodů.....	7
(1. 2) Přenos nejjednoduššího fázovacího článku	8
(1. 3) Přenos fázovacích článků n – tého řádu (obecně)	9
(1. 4) Proudový přenos n – tého řádu fázovacího obvodu	9
(1. 5) Výpočet fáze FO n – tého řádu.....	9
(1. 6) Výpočet skupinového zpoždění FO n – tého řádu	10
(1. 7) Výpočet počátečního skupinového zpoždění.....	10
(1. 8) Definiční vztahy konvejeoru.....	13
(1. 9) Admitanční matice konvejeoru.....	13
(1. 10) Přenos proudového integrátoru s konvejeorem.....	14
(1. 11) Výstupní napětí napěťového integrátoru s konvejeorem.....	14
(1. 12) Výpočet transkonduktance transadmitančního zesilovače	14
(1. 13) Proudový přenos proudového integrátoru s transkonduktorem	15
(1. 14) Výpočet frekvence pro dolní propust	16
(1. 15) Výpočet odporu R_2 pro FO 2. řádu v napěťovém módu.....	18
(1. 16) Výpočet odporu R_{1a} pro FO 2. řádu v napěťovém módu	18
(1. 17) Výpočet odporu R_{1b} pro FO 2. řádu v napěťovém módu	19
(1. 18) Přenos FO 1. řádu v proudovém módu	23
(1. 19) Výpočet kondenzátoru C_1 pro FO 1. řádu v proudovém módu.....	23
(1. 20) Přenos FO 2. řádu v proudovém módu	26
(1. 21) Výpočet kondenzátoru C_1 pro FO 2. řádu v proudovém módu.....	27
(1. 22) Výpočet kondenzátoru C_3 pro FO 2. řádu v proudovém módu.....	27
(1. 23) Přenos FO 3. řádu v proudovém módu	29
(1. 24) Výpočet kondenzátoru C_1 pro FO 3. řádu v proudovém módu.....	29
(1. 25) Výpočet kondenzátoru C_2 pro FO 3. řádu v proudovém módu.....	29
(1. 26) Výpočet kondenzátoru C_3 pro FO 3. řádu v proudovém módu.....	29
(1. 27) Přenos FO 4. řádu v proudovém módu	31
(1. 28) Výpočet kondenzátoru C_1 pro FO 4. řádu v proudovém módu.....	31
(1. 29) Výpočet kondenzátoru C_2 pro FO 4. řádu v proudovém módu.....	31
(1. 30) Výpočet kondenzátoru C_3 pro FO 4. řádu v proudovém módu.....	31
(1. 31) Výpočet kondenzátoru C_4 pro FO 4. řádu v proudovém módu.....	31
(1. 32) Výpočet normovaných parametrů.....	41
(1. 33) Návrhové vztahy pro pasivní křížový FO dle [1]	41
(1. 34) Návrhové vztahy pro pasivní křížový FO dle [4]	43
(1. 35) Návrhové vztahy pro Prescottův syntetický induktor.....	45
(1. 36) Návrhové vztahy pro induktor	46

SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

<i>CM</i>	Current mode, proudový mód
<i>VM</i>	Voltage mode, napěťový mód
<i>FO</i>	Fázovací článek
<i>OZ</i>	Operační zesilovač
<i>OTA</i>	Transkonduktor
<i>g, g_τ, g_m</i>	Transkonduktance
<i>VCCS</i>	Zdroj proudu řízený napětím
<i>G</i>	VCCS v Orcad Pspice
<i>f</i>	Frekvence
<i>τ</i>	Skupinové zpoždění
<i>φ</i>	Fáze
<i>R_x</i>	Odpor=rezistor
<i>C_x</i>	Kondenzátor
<i>L_x</i>	Cívka
<i>Q_x</i>	Činitel jakosti
<i>ω</i>	Úhlový kmitočet
<i>U_x</i>	Napětí
<i>I_x</i>	Proud
<i>K</i>	Přenos
<i>s</i>	Laplaceův operátor
<i>a_x, b_x</i>	Koeficient obvodu
<i>+in, -in</i>	Vstupní svorky
<i>+out, -out</i>	Výstupní svorky
<i>W-C</i>	Simulace Worst – Case
<i>DPS</i>	Deska plošných spojů