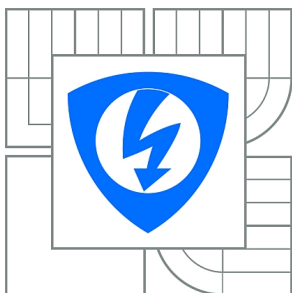


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

APLIKACE MODERNÍCH FUNKČNÍCH BLOKŮ V HARMONICKÝCH OSCILÁTORECH

APPLICATION OF MODERN ACTIVE BLOCKS IN HARMONIC OSCILLATORS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

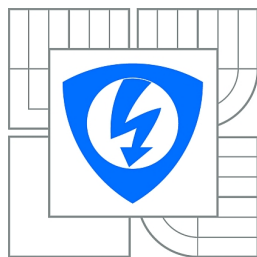
Bc. FRANTIŠEK VOTÝPKA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JOSEF SLEZÁK

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. František Votýpka

ID: 47108

Ročník: 2

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Aplikace moderních funkčních bloků v harmonických oscilátorech

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Studiem doporučené literatury a dalších informačních zdrojů se seznámte s možnostmi použití moderních aktivních bloků (transkonduktorů, tří a vícebranových proudových konvektorů, transimpedančních zesilovačů, gyrátorů, CDTA,...) v obvodech harmonických oscilátorů. Navrhněte několik obvodů v libovolném módu (převzaté či vlastní koncepce) s možností elektronického přeladování a jejich činnost ověřte simulacemi v pásmu jednotek MHz. Proveďte citlivostní a toleranční analýzu, případně optimalizaci. Prozkoumejte rozsah přeladění, stabilitu výstupní úrovně, zkreslení, atd. Podle uvedených kritérií vyberte nejvhodnější obvod.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače v elektrotechnice, Praha: BEN - technická literatura, 1997.

[2] ŠOTNER, R. Studium ARC oscilátorů s elektronickým laděním. Elektrevue. 2008, č. 2008/44, s. 1-11

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 21.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Josef Slezák

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. František Votýpka
Bytem: Hviezdoslavova 143, Jičín, 506 01
Narozen/a (datum a místo): 16. září 1982 v Jilemnici

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Aplikace moderních funkčních bloků v harmonických oscilátorech

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Josef Slezák

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 21. května 2010

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Tato práce pojednává o nově navržených aktivních funkčních blocích používaných v elektronice, které mají lepší vlastnosti než klasické operační zesilovače. Tyto nové bloky se vyznačují zvláště tím, že pracují v proudovém módu a tak mohou být použity na vyšších kmitočtech. Pomocí těchto bloků lze navrhovat např. elektronicky přeladitelné filtry typu dolní propust, horní propust, pásmovou propust, apod. Mimoto jimi lze pohodlně realizovat oscilátory, které lze rovněž elektronicky přeladovat. V této práci je uvedeno několik těchto bloků, jejich základní vlastnosti a princip. Dále jsou navrženy tři oscilátory s proudovými konvejory druhé generace. Je provedena simulace, citlivostní a toleranční analýza a stabilizace amplitudy. Vše použitím programu OrCAD PSpice. Oscilátory jsou elektronicky přeladitelné v pásmu kmitočtů jednotek MHz.

KLÍČOVÁ SLOVA

OZ, CCII, OTA, CFA, gyrátor, CDTA, CDBA, simulace v programu OrCAD PSpice, citlivostní a toleranční analýza, stabilizace amplitudy, elektronicky přeladitelné harmonické oscilátory.

ABSTRACT

This work deals with using modern active functional blocks in electronic circuits. These blocks have better features than classical operational amplifiers and are characterized especially by working in current mode. Therefore these blocks can be used in higher frequencies. Using those blocks it is possible to design e.g. electronically variable-frequency filters of types low-pass filter, high-pass filter, band-pass filter, etc. Then it is also possible to easily realize electronically variable-frequency oscillators. This work is focused on some of these blocks, their basic characteristics and principles. Also three oscillators with current conveyors of second generation are designed. Its made simulation, sensitivity and tolerance analysis and magnitude stabilization. Everything is performed in OrCAD PSpice program. These made oscillators are electronic tunable in the band frequency ones of MHz.

KEYWORDS

OA, CCII, OTA, CFA, gyrator, CDTA, CDBA, simulation in OrCAD PSpice program, sensitivity and tolerance analysis, magnitude stabilization, electronic tunable harmonic oscillators.

VOTÝPKA, F. *Aplikace moderních funkčních bloků v harmonických oscilátorech.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 73 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: ing. Josef Slezák.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Aplikace moderních funkčních bloků v harmonických oscilátorech 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

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce ing. Josefu Slezákovi a dále také ing. Romanu Šotnerovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	x
Seznam tabulek	xiii
Úvod	14
1 Základní moderní funkční bloky	15
1.1 Převodníky napětí a proudu	15
1.1.1 <i>Transimpedanční zesilovač TIOA (CFA)</i>	16
1.1.2 <i>Transadmitanční zesilovač TAOA (OTA)</i>	17
1.2 Proudové konvejory	19
1.2.1 <i>Proudový konvektor druhé generace CCII</i>	20
1.3 Imitanční konvertor a invertor	23
1.3.1 <i>Gyrátor</i>	24
1.4 CDTA.....	27
1.5 CDBA	28
2 Základní podmínky při návrhu filtrů a oscilátorů	30
2.1 Zpětná vazba v obvodu	30
2.2 Podmínka pro funkci obvodu jako oscilátoru	31
3 Funkční bloky v oscilátorech	32
3.1 CCI a CCII	32
3.2 TAOA (OTA)	32
3.3 TIOA (CFA)	33
3.4 CDTA.....	33
3.5 CDBA	33
4 Obecný návrh oscilátoru s CCII	34
5 Oscilátor A – konkrétní návrh, simulace, analýza	36
5.1 Konkrétní návrh	36
5.2 Simulace v PSpice	39
5.2.1 <i>Simulace s ideálními modely konvektorů</i>	39

5.2.2	<i>Simulace s rezistivními modely konvektorů</i>	41
5.2.3	<i>Simulace s makromodely konvektorů</i>	42
5.3	Analýza v PSpice	44
5.3.1	<i>Citlivostní analýza</i>	45
5.3.2	<i>Toleranční analýza</i>	47
6	Oscilátor B – konkrétní návrh, simulace, analýza	49
6.1	Konkrétní návrh	49
6.2	Simulace v PSpice	50
6.2.1	<i>Simulace s ideálními modely konvektorů</i>	50
6.2.2	<i>Simulace s rezistivními modely konvektorů</i>	51
6.2.3	<i>Simulace s makromodely konvektorů</i>	52
6.3	Analýza v PSpice	53
6.3.1	<i>Citlivostní analýza</i>	53
6.3.2	<i>Toleranční analýza</i>	55
7	Oscilátor C – konkrétní návrh, simulace, analýza	56
7.1	Konkrétní návrh	56
7.2	Simulace v PSpice	57
7.2.1	<i>Simulace s ideálními modely konvektorů</i>	57
7.2.2	<i>Simulace s rezistivními modely konvektorů</i>	57
7.2.3	<i>Simulace s makromodely konvektorů</i>	59
7.3	Analýza v PSpice	60
7.3.1	<i>Citlivostní analýza</i>	60
7.3.2	<i>Toleranční analýza</i>	61
8	Oscilátor B – stabilizace amplitudy	63
9	Shrnutí výsledků analýz a simulací	65
	Závěr	67
	Literatura	69
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	71

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Základní dvojbranový transimpedanční zesilovač (převzato z [4]).	16
Obr. 1.2:	Schematická značka komerčního CFA (převzato z [4]).	16
Obr. 1.3:	Model komerčního CFA (převzato z [4]).	17
Obr. 1.4:	Transadmitanční zesilovač; a) základní dvojbranový typ, b) vícebranový typ (převzato z [4]).	18
Obr. 1.5:	Model komerčního OTA (převzato z [4]).	18
Obr. 1.6:	V současnosti vyráběné přeladitelné transkonduktory (převzato z [4]).	19
Obr. 1.7:	Náhradní schéma OTA (převzato z [1]).	19
Obr. 1.8:	Tříbranový konvektor CCII+ a jemu přidružený blok ICCII- (převzato z [2]).	21
Obr. 1.9:	Proudový konvektor; a) tříbranový, b) pětibranový (převzato z [4]).	21
Obr. 1.10:	Vícefunkční filtr 2. řádu s DVCC v: a) napěťovém a b) proudovém módu (převzato z [2]).	22
Obr. 1.11:	Náhradní schéma proudového konvektoru (převzato z [1]).	22
Obr. 1.12:	Značka obvodu AD844 z programu Pspice.	23
Obr. 1.13:	Funkční bloky: Impedanční a) konvertor a b) invertor (převzato z [4]).	24
Obr. 1.14:	Gyrátor; a) schématická značka, b) simulace indukčnosti (převzato z [4]).	25
Obr. 1.15:	Realizace gyrátoru a) s OTA, b) zákaznický obvod (převzato z [4]).	25
Obr. 1.16:	Realizace gyrátoru jako Riordanův gyrátor s OZ (převzato z [4]).	26
Obr. 1.17:	Simulace rezonančního obvodu LC gyrátory; a) Plovoucí rezonanční obvod, b) Náhrada dvěma zemněnými gyrátory (převzato z [4]).	26
Obr. 1.18:	Simulace seskupení cívek (a) dvěma zemněnými gyrátory (b), (převzato z [4]).	26
Obr. 1.19:	Dvě možnosti náhradního schématu ideálního gyrátoru (převzato z [6]).	27
Obr. 1.20:	Prvek CDTA; a) model CDTA, b) schématická značka CDTA+- (převzato z [15]).	27
Obr. 1.21:	CDTA v zapojení a) diferenčního proudového zesilovače, b) TCOA, c) TCOA s konečným proudovým zesílením (převzato z [15]).	28
Obr. 1.22:	Obvodová značka prvku CDBA s maticí, která jej definuje (převzato z [16]).	29
Obr. 1.23:	Implementace CDBA pomocí OZ s proudovou vazbou (převzato z [16]).	29
Obr. 2.1:	Formální model systému se zpětnou vazbou (převzato z [1]).	30
Obr. 3.1:	Sinusový oscilátor s CCI+ a CCII- (převzato z [19]).	32

Obr. 3.2:	Kvadrurní oscilátor se čtyřmi TAOA. (převzato z [20]).	32
Obr. 3.3:	SRCO oscilátor se dvěma TIOA (převzato z [21]).	33
Obr. 3.4:	Kvadrurní oscilátor v proud. módu s dvěma CDTA (převzato z [22]).	33
Obr. 3.5:	Sinusový kvadrurní oscilátor s dvěma CDBA (převzato z [23]).	33
Obr. 5.1:	Autonomní obvod s obecnými konvejory.	36
Obr. 5.2:	Zjednodušený autonomní obvod s obecnými konvejory.	37
Obr. 5.3:	Zjednodušený autonomní obvod ve vhodnější podobě a) s obecnými konvejory, b) s konkrétními konvejory.	37
Obr. 5.4:	Schéma navrženého oscilátoru A (převzato z [27]).	38
Obr. 5.5:	Schéma zapojení oscilátoru A v PSpice – úroveň 1.	40
Obr. 5.6:	Výstupní oscilace oscilátoru A úrovně 1 pro 3 hodnoty GAIN.	40
Obr. 5.7:	Schéma zapojení oscilátoru A v PSpice – úroveň 2.	41
Obr. 5.8:	Výstupní oscilace oscilátoru A úrovně 2 pro 3 hodnoty B.	42
Obr. 5.9:	Schéma zapojení oscilátoru A v PSpice – úroveň 3.	43
Obr. 5.10:	a) Výstupní oscilace oscilátoru A úrovně 3 pro 3 hodnoty UG; b) zvětšená oblast zkreslené amplitudy.	44
Obr. 5.11:	Výsledek citlivostní analýzy pro oscilátor A třetí úrovně.	46
Obr. 5.12:	Výsledek toleranční analýzy pro oscilátor A třetí úrovně.	48
Obr. 6.1:	Schéma navrženého oscilátoru B (převzato z [29]).	49
Obr. 6.2:	Schéma zapojení oscilátoru B v PSpice – úroveň 1.	50
Obr. 6.3:	Výstupní oscilace oscilátoru B úrovně 1 pro 3 hodnoty GAIN.	50
Obr. 6.4:	Schéma zapojení oscilátoru B v PSpice – úroveň 2.	51
Obr. 6.5:	Výstupní oscilace oscilátoru B úrovně 2 pro 3 hodnoty B.	52
Obr. 6.6:	Schéma zapojení oscilátoru B v PSpice – úroveň 3.	52
Obr. 6.7:	Výstupní oscilace oscilátoru B úrovně 3 pro 3 hodnoty UG.	53
Obr. 6.8:	Výsledek citlivostní analýzy pro oscilátor B třetí úrovně.	53
Obr. 6.9:	Výsledek toleranční analýzy pro oscilátor B třetí úrovně.	55
Obr. 7.1:	Schéma navrženého oscilátoru C (převzato z [29]).	56
Obr. 7.2:	Schéma zapojení oscilátoru C v PSpice – úroveň 1.	57
Obr. 7.3:	Výstupní oscilace oscilátoru C úrovně 1 pro 3 hodnoty GAIN.	57
Obr. 7.4:	Schéma zapojení oscilátoru C v PSpice – úroveň 2.	58
Obr. 7.5:	Výstupní oscilace oscilátoru C úrovně 2 pro 3 hodnoty B.	58
Obr. 7.6:	Schéma zapojení oscilátoru C v PSpice – úroveň 3.	59
Obr. 7.7:	Výstupní oscilace oscilátoru C úrovně 3 pro 3 hodnoty UG.	59

Obr. 7.8:	Výsledek citlivostní analýzy pro oscilátor C třetí úrovně.....	60
Obr. 7.9:	Výsledek toleranční analýzy pro oscilátor C třetí úrovně.....	62
Obr. 8.1:	Schéma zapojení oscilátoru B v PSpice třetí úrovně se stabilizačním podobvodem.....	63
Obr. 8.2:	Stabilizace amplitudy výstupních kmitů pro oscilátor B třetí úrovně.....	64

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1:	Proudové konvejory realizované pomocí GCC (převzato z [24]).	20
Tab. 9.1:	Výsledky simulací.	65
Tab. 9.2:	Výsledky citlivostních analýz.	66
Tab. 9.3:	Výsledky tolerančních analýz.	66

ÚVOD

Cílem této práce bude podat čtenáři základní přehled o základních moderních funkčních blocích, které se v dnešní době využívají nejen v kmitočtových filtrech, ale lze pomocí nich pohodlně realizovat i harmonické oscilátory. Kmitočtové filtry i oscilátory lze realizovat samozřejmě i pomocí operačních zesilovačů (OZ). Nevýhodou OZ je ovšem ale to, že pracují jen do omezeného nízkého kmitočtu (jednotky MHz). Na vyšších kmitočtech však mohou pracovat moderní funkční bloky, o kterých tato práce pojednává. Těmito bloky jsou např. gyrátor, proudový konvektor, transimpedanční a transadmitanční zesilovač, prvek CDTA, CDBA a další.

Následující text je rozdělen do několika hlavních kapitol:

První kapitola je zaměřena na konkrétní funkční bloky (zmněné v prvním odstavci tohoto úvodu), jejich princip činnosti, základní vlastnosti, možné aplikace v elektronických obvodech a případně komerčně dostupné modifikace některých z nich.

Druhá kapitola zmiňuje obecné základní podmínky, které je třeba dodržovat při návrhu filtrů či oscilátorů, a které jsou základním požadavkem pro splnění požadované funkce navrhovaného obvodu.

Ve třetí kapitole je ukázáno několik zapojení s různými funkčními bloky přímo ve funkci oscilátorů. Jde pouze o několik ukázek z nepřeberného množství různých modifikací.

Čtvrtá kapitola se zabývá obecným postupem při návrhu oscilátoru s vybraným funkčním blokem, jímž je proudový konvektor druhé generace CCII.

Kapitoly 5, 6, 7 a 8 jsou věnovány vlastním konkrétním návrhům oscilátorů, jejich simulaci, elektronickému přeladění v pásmu několika MHz, citlivostní a toleranční analýze, případně stabilizaci amplitudy. To vše v programu OrCAD PSpice (dále jen PSpice). Zmíněné simulace budou vždy provedeny trojí: pro ideální modely konvektorů (označme jako úroveň 1), pro rezistivní modely konvektorů (úroveň 2) a pro makromodely konvektorů (úroveň 3). Vysvětlení těchto pojmů bude blíže vysvětleno v kap. 5.2, kde začíná simulace prvního z oscilátorů.

Kapitola 9 shrnuje výsledky všech analýz a simulací.

1 ZÁKLADNÍ MODERNÍ FUNKČNÍ BLOKY

Při zpracování signálů v elektronických obvodech se užívá různých signálových odezvy. Podle toho, které odezvy se využívá, se hovoří o určitých pracovních módech, které jsou popsány v následujících několika odstavcích (viz [2]).

V klasických obvodech, je standardně využíváno napěťové odezvy, kdy obvod pracuje v napěťovém módu (VM – Voltage Mode). Místo napěťové odezvy lze také uvažovat odezvy proudů - proudový mód (CM – Current Mode).

Obvody pracující v proudovém módu nalézají stále širší uplatnění a to hlavně v aktivních filtrech pro oblast vyšších kmitočtů (řádově desítky MHz), realizovaných pak monolitickou integrovanou technologií. Klasické filtry RC se standardní strukturou OZ se zde použít nedají, jelikož to nedovolí vlastnosti dostupného reálného OZ a silně se zde projevují parazitní kapacity zpětnovazební struktury. Další předností obvodů CM je větší dynamika a možnost činnosti při velmi malých DC napájecích napětích ($\pm 2,5V$).

Hlavní charakteristikou těchto obvodů CM je nižší odporová úroveň všech uzlů v obvodě. To zajistí menší vliv parazitních kapacit, třebaže stejných hodnot (menší jsou zde odpovídající časové konstanty). V obvodech CM pak také můžeme použít i jiný vhodnější (proudový) aktivní prvek nebo funkční blok, s vyšším tranzitním kmitočtem (tranzitní kmitočet f_T je kmitočet, při kterém klesne zesílení OZ na 0 dB ($h_{21e} = 1$), tj. na kterém přestává OZ zesilovat [3]). (Parametr h_{21} je přenos A , jehož decibelovou míru lze psát jako $K = 20 \log A$.) Moderní technologie přinesly celou řadu takovýchto stavebních bloků, převážně již v integrované monolitické formě nebo jako zákaznické hybridní obvody. Vhodným typem se ukázaly proudové konvejory, transimpedanční a transadmitanční zesilovače, proudové sledovače aj.

Nová zapojení v CM lze získat: 1) intuicí, zkusmo, 2) úpravou a modifikací již známých obvodů, 3) experimenty na počítači s využitím kontrolní symbolické analýzy nebo 4) známá zapojení z VM převést do CM transformací (pro přímý a jednoznačný přechod mezi obvody VM a CM lze s výhodou použít přidruženou transformaci, podrobněji v [2]).

Pracuje-li v CM jen část obvodu, nejčastěji aktivní funkční blok (např. konvektor), ale celkově obvod zpracovává signál napěťový (v další části obvodu jsou uzlové impedance velmi vysoké úrovně), hovoříme pak o smíšeném módu (V/CM – Voltage/Current Mode). Obdobně může existovat v obvodě i duální smíšený mód (C/VM – Current/Voltage Mode).

1.1 Převodníky napětí a proudu

Převodník lze také nazývat konvertor. Podle toho, jaká elektrická veličina je konvertována, se převodníky napětí (U) a proudu (I) dělí na transrezistory (převodníky $I \rightarrow U$) a transkonduktory (převodníky $U \rightarrow I$). Transrezistor lze také nazývat transrezistivní nebo transimpedanční zesilovač. Transkonduktor lze nazývat obdobně transkonduktivní nebo transadmitanční zesilovač.

Podle [4] se v praxi stručný název transrezistor oproti názvu transkonduktor (pod zkratkou OTA – Operational Transconductance Amplifier) příliš neujal, a tak pro zavedení jednotnosti názvosloví zde bude pro tyto dva bloky užíváno názvů transimpedanční a transadmitanční zesilovač. Pro jednoduchost již nadále pro tyto dva bloky budou užívány zkratky (viz dále kap. 1.1.1 a kap. 1.1.2).

Přestože jde o operační zesilovače, nepoužívá se pro ně klasické trojúhelníkovité schematické značky (viz např. [1]). Každý z obou bloků má své vlastní specifické grafické označení (viz dále kap. 1.1.1 a kap. 1.1.2).

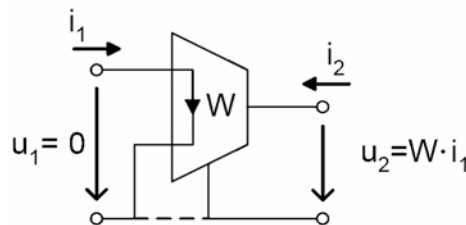
1.1.1 Transimpedanční zesilovač TIOA (CFA)

Transimpedanční zesilovač (TIOA - Transimpedance Operational Amplifier) je v podstatě zdroj napětí řízený proudem (CCVS - Current-Controlled Voltage Source, zdroj napětí řízený proudem) s přenosovou impedancí Z_T (resp. transrezistancí R_T), obecně někdy označovanou W .

Základní dvojbranový TIOA (typu SISO – single input, single output / nesymetrický vstup i výstup) na Obr. 1.1 je jako ideální popsán následujícími parametry [4]

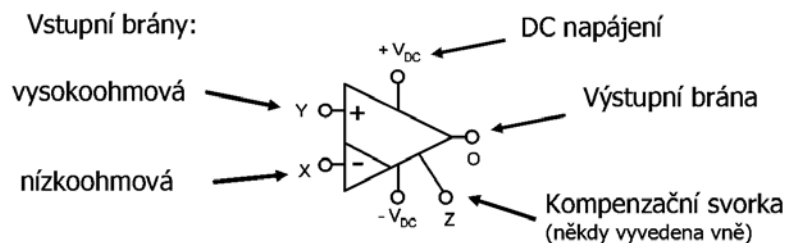
$$U_2 = W \cdot I_1, \quad Z_{\text{inp}} = 0, \quad Z_{\text{out}} = 0. \quad (1)$$

U reálného TIOA nejsou bránové impedance nulové a přenosová impedance W není konstanta, ale je kmitočtově závislá $W = W(f)$.



Obr. 1.1: Základní dvojbranový transimpedanční zesilovač (převzato z [4]).

V současnosti je TIOA komerčně nabízen jako OZ s proudovou zpětnou vazbou (CFA - Current Feedback Amplifier), viz Obr. 1.2.

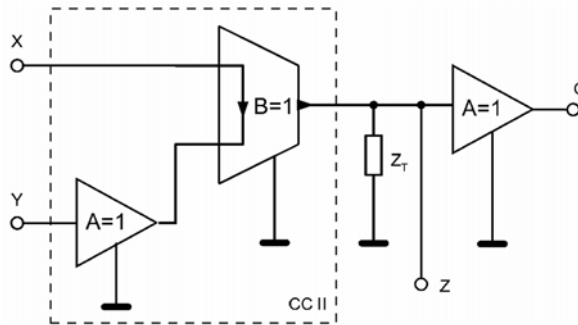


Obr. 1.2: Schematická značka komerčního CFA (převzato z [4]).

Tento funkční blok má dvě odlišné vstupní svorky - neinvertující vysokoohmovou svorku Y a invertující nízkoohmovou (proudovou) svorku X . Na svorku X se přivádí

proudová zpětná vazba, proto jde o svorku proudovou. Některé CFA mají, oproti jiným, přístupnou kompenzační svorku Z , kterou můžeme ve filtrech vhodně pracovně využít.

Vstupní část (X, Y, Z) představuje tříbranový proudový konvektor (typu CCII), na který navazuje napěťový sledovač (Z, O). Model takového CFA je na Obr. 1.3.



Obr. 1.3: Model komerčního CFA (převzato z [4]).

CFA svými vlastnostmi předčily klasické napěťové OZ. Předně je to podstatně vyšší tranzitní kmitočet f_T (kolem 100 MHz) a větší hodnota přenosového parametru R_T (až $10^9 \Omega$). Šířka pásma se při změně zesílení A skoro nemění oproti OZ s napěťovou zpětnou vazbou (VFA – Voltage Feedback Amplifier), u něhož se ze zesílením mění. Dále pak větší rychlost přeběhu, větší linearita pracovní charakteristiky a tím i dynamika, menší ztráty a malé ss. (nesymetrické) napájecí napětí (DC). Zásadní rozdíl je proudová ZV, chybový signál je proud. To vyžaduje specifický přístup k návrhu. CFA je nedokompenzovaný a stabilní jen v neinvertujících sítích s $K > 2$ až 10, v invertujících sítích se nepoužívá. Nedá se u něj použít plná záporná ZV. Příkladem komerčně dostupného TIOA je AD 846, s následujícími parametry:

$$f_T = 80 \text{ MHz}, Z_T = 2 \cdot 10^8 \Omega, R_x = 50 \Omega, R_y = 4 \text{ M}\Omega, R_{\text{out}} = 5 \Omega.$$

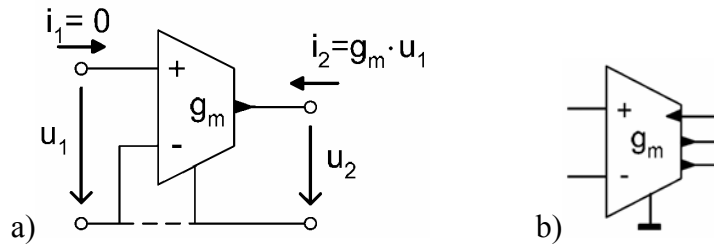
Transimpedanční zesilovač TIOA (Transimpedance Operational Amplifier) se v praxi svými vlastnostmi blíží ideálnímu OZ, který patří k základním obvodovým prvkům. Tento prvek je vyráběn ve formě integrovaného obvodu (dále jen IO). Integrované operační zesilovače běžně dostupné na trhu mívají napěťové zesílení řádově ve statisících až milionech. Přes to, že jejich zesílení není nekonečně veliké, v mnoha aplikacích se dá za takové pokládat (viz [5]). Lze jím realizovat celou řadu funkčních bloků (některé viz např. [6]) a filtrů v proudovém módu pro vyšší kmitočtová pásma [6].

1.1.2 Transadmitanční zesilovač TAOA (OTA)

Transadmitanční zesilovač (TAOA – Transadmittance Operational Amplifier) je zdroj proudu řízený napětím (VCCS – Voltage-Controlled Current Source). Základní dvojbranový TAOA (také typu SISO obdobně jako TIOA) na Obr. 1.4 je jako ideální popsán následujícími parametry [4]

$$I_2 = g_m \cdot U_1, \quad Z_{\text{inp}} = \infty, \quad Z_{\text{out}} = \infty. \quad (2)$$

Vícebranový TAOA je na Obr. 1.4b.



Obr. 1.4: Transadmitanční zesilovač; a) základní dvojbranový typ, b) vícebranový typ (převzato z [4]).

U reálného TAOA nejsou bránové impedance nekonečné a přenosová vodivost g_m není konstanta, ale je kmitočtově závislá $g_m = g_m(f)$ (obdobně jako W u TIOA) a nejčastěji vyjádřená aproximujícím vztahem (s jedním dominantním pólem) [4]

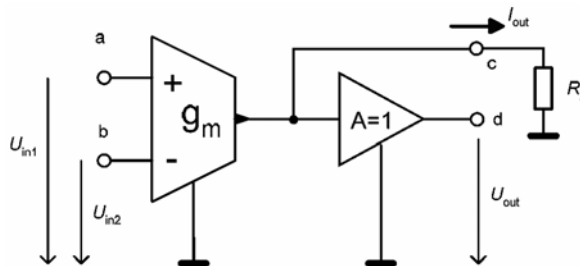
$$g_m(\omega) = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{j\omega}{a}} \quad (3)$$

kde g_m je přenosová vodivost, ω je úhlový kmitočet, a a dominantní pól.

Komerčně dostupné TAOA (Obr. 1.5) jsou obvykle s diferenčním vstupem (typu DISO – differential input, single output / symetrický vstup, nesymetrický výstup), kde platí [4]

$$I_{out} = g_m \cdot (U_a - U_b), \quad (4)$$

kde I_{out} je výstupní proud, g_m přenosová vodivost, U_a a U_b jsou napětí na vstupních branách.

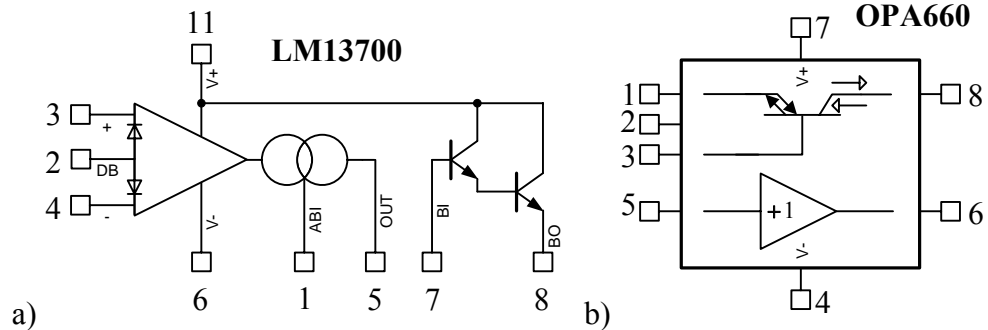


Obr. 1.5: Model komerčního OTA (převzato z [4]).

V integrované podobě bývají doplněny sledovačem napětí (Obr. 1.5). Většinou mají také možnost měnit v určitém širokém rozsahu hodnotu g_m pomocným řídicím DC proudem I_{QADJ} (Obr. 1.6). Tato možnost pak dovoluje elektronicky nastavovat parametry nebo přeladovat navrhované filtry. Příklady v současnosti vyráběných TAOA jsou na Obr. 1.6.

TAOA vnáší „programovatelnost“ do většiny konvenčních aplikací. Lze s nimi

konstruovat násobiče, napětím řízené zesilovače, filtry a oscilátory. Díky své jednoduchosti pracují běžně do 2 MHz (bez zpětné vazby), rychlost přeběhu je typicky $S = 50 \text{ V}/\mu\text{s}$.



Obr. 1.6: V současnosti vyráběné přeladitelné transkonduktory (převzato z [4]).

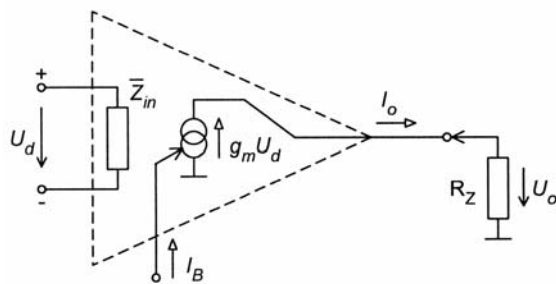
Proudový výstup zjednodušuje impedanční přizpůsobení (např. kabelů), protože zátěž TAOA je současně i výstupní impedancí. Funkční model TAOA je na Obr. 1.7. Pro ideální TAOA platí [1]

$$Z_{in} \rightarrow \infty, \quad I_0 = 0 \text{ při } U_i = 0. \quad (5)$$

Vlastnosti jsou definovány pouze transadmitancí $g_m(I_B)$. Je-li připojena zátěž, platí [1]

$$U_0 = R_Z \cdot I_0 = R_Z \cdot g_m \cdot U_d, \quad (6)$$

kde U_0 je napětí na zatěžovacím rezistoru R_Z , I_0 je proud procházející tímto rezistorem, U_d je vstupní rozdílové napětí a g_m přenosová vodivost.



Obr. 1.7: Náhradní schéma OTA (převzato z [1]).

1.2 Proudové konvejory

Proudové konvejory (CC - Current Conveyor) patří mezi velmi výhodné moderní funkční mnohobrany použitelné právě pro proudový mód (CM). Mají různě definovány vztahy mezi branovými veličinami (proudy a jinak, a nezávisle, definovány vztahy mezi branovými napětími [8]). Konveiováním rozumíme sledování napětí a proudu,

popřípadě sledování s inverzí (otočení fáze, změna znaménka). Používají se na vyšších kmitočtech, v tzv. proudovém módu (proto název proudové konvejeory). Konvejeování proudů je základní vlastnost všech CC [4], [6].

Proudové konvejeory lze rozdělit do několika variant (generací). První varianta nese označení CCI a CCI-, druhá CCII+ (pozitivní konvejeor) a CCII- (neinvertující) a konečně třetí je označována jako CCIII, CCIII- a ICCIII. Nejpoužívanější se však stala varianta druhá, tedy CCII+ a CCII-, které je věnována následující kap. 1.2.1.

1.2.1 Proudový konvejeor druhé generace CCII

CCII je základním klasicky nejpoužívanějším tříbranovým konvejeorem (Obr. 1.9a). U tohoto typu se jeden nezávislý proud I_x konvejeuje na bránu Z ($I_x \rightarrow I_z$) ve fázi (typ CCII+) nebo s otočením fáze (typ CCII-). Napětí se konvejeuje jen mezi bránami Y a X ($U_y \rightarrow U_x$). U_z se na jiné brány netransformuje. U některých CC (CCI) se také konvejeuje $I_x \rightarrow I_y$.

Jak je uvedeno v úvodu, i konvejeory jsou známy svojí vzájemnou přidružeností [9]. Tak například jednoduchý konvejeor CCII+, při transformaci určitého obvodu z VM do CM, nahradíme inverzním typem CCII- (ICCII-), při čemž zaměníme brány z a y, tak jak je uvedené na Obr. 1.8.

Obecný konvejeor CCII je popsán obecnou maticovou rovnicí

$$\begin{bmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ \gamma & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Po maticovém roznásobení dostaneme obecné rovnice

$$U_x = \alpha \cdot U_y, \quad I_y = \beta \cdot I_x, \quad I_z = \gamma \cdot I_x. \quad (8)$$

Pokud se za obecné parametry α , β , γ dosadí pro CCII+ a CCII- konkrétní hodnoty z Tab. 1.1, lze pak obecné rovnice (8) přepsat do konkrétních tvarů (9) a (10).

Tab. 1.1: Proudové konvejeory realizované pomocí GCC (převzato z [24]).

	typ konvejeoru	parametry				typ konvejeoru	parametry		
		α	β	γ			α	β	γ
neinvertující	CCI+	1	1	1	invertující	ICCI+	-1	1	1
	CCI-	1	1	-1		ICCI-	-1	1	-1
	CCII+	1	0	1		ICCII+	-1	0	1
	CCII-	1	0	-1		ICCII-	-1	0	-1
	CCIII+	1	-1	1		ICCCIII+	-1	-1	1
	CCIII-	1	-1	-1		ICCCIII-	-1	-1	-1

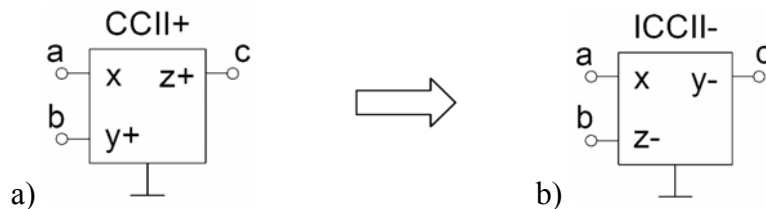
Konvektor CCII+ (Obr. 1.8a) je pak tedy popsán následujícími definičními vztahy mezi branovými veličinami [6]

$$U_x = U_y, \quad I_y = 0, \quad I_z = I_x, \quad (9)$$

a konvektor CCII- (Obr. 1.8b) je pak při stejné orientaci šipek proudů I_x a I_z (podle principiálního schématu v [1]) popsán obdobně vztahy [1]

$$U_x = U_y, \quad I_y = 0, \quad I_z = -I_x. \quad (10)$$

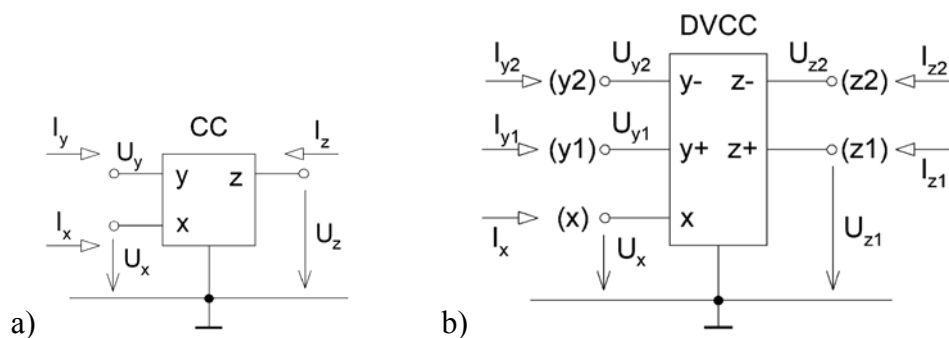
kde U_x a U_y jsou vstupní napětí na svorkách a a b , I_x a I_y jsou vstupní proudy na a a b a I_z je proud na výstupní svorce c .



Obr. 1.8: Tříbranový konvektor CCII+ a jemu přidružený blok ICCII- (převzato z [2]).

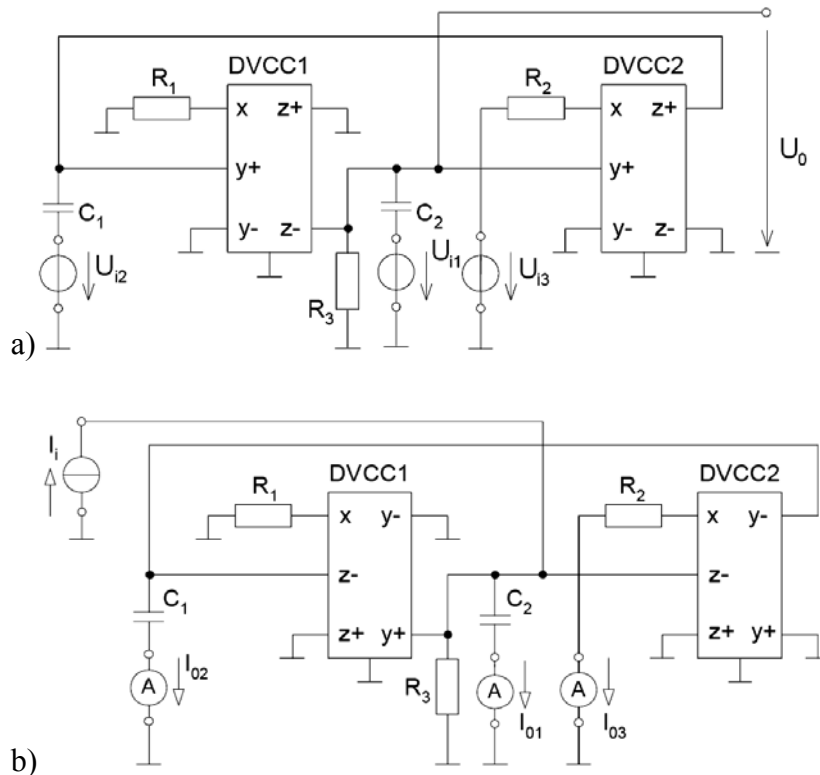
Za připomenutí stojí již známé skutečnosti: Reálné CC mají lepší kmitočtové vlastnosti než běžné OZ a jsou tak schopné pracovat ve vyšších kmitočtových pásmech (to je nám již známo). A protože pracují v proudovém módu, lze je s výhodou použít při návrhu ARC filtrů, [10].

V poslední době se objevily nové typy vícebranových CC, které dovolují širší využití a netradiční aplikace. Mezi nejvhodnější patří pětibranový CC s diferenčním napěťovým vstupem a vyváženým proudovým výstupem (DVCC) na Obr. 1.9b. [4], [6].



Obr. 1.9: Proudový konvektor; a) tříbranový, b) pětibranový (převzato z [4]).

Na Obr. 1.10 jsou zapojení se dvěma DVCC označované jako bikvad, který dovoluje realizovat filtr DP (dolní propust), PP (pásmová propust), HP (horní propust), tedy univerzální vícefunkční filtr 2. řádu, u kterého je možno navíc nezávisle nastavit činitel jakosti obvodu Q a mezní kmitočet f_0 . Na Obr. 1.10a je tento filtr ve VM a na Obr. 1.10b je přidruženou transformací převeden do CM.



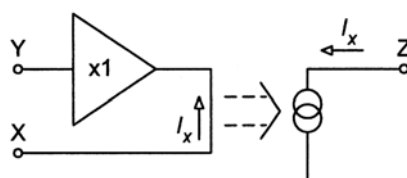
Obr. 1.10: Vícefunkční filtr 2. řádu s DVCC v: a) napěťovém a b) proudovém módu (převzato z [2]).

Realizace CCII je možná např. technologií CMOS. Principiální schéma takové realizace lze nalézt v [1]. Vstup Y (+) je neinvertující vysokoimpedanční (vstupní impedance je ideálně nekonečně velká). Vstup X (-) je ve skutečnosti výstupem neinvertujícím, který „patří“ ke vstupu Y, a nízkoimpedanční. Signálový přenos $P_{Y/X}$ je v ideálním případě roven jedné ($P_{Y/X} = 1$), což připomíná zesilovače s proudovou zpětnou vazbou. Svorka Z je proudovým výstupem obvodu.

Budeme-li považovat proudový konvektor za ideální, lze pro něj psát následující:

- vstupní impedance vstupu Y - Z_y - je nekonečně velká
- výstupní impedance vstupu X - Z_x - je nulová
- výstupní impedance vývodu Z - Z_z - je nekonečně velká

$$U_x = U_y \quad , \quad I_y = I_z \quad (11)$$



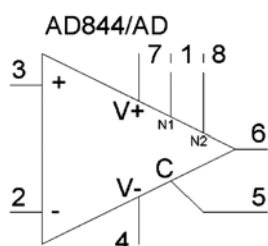
Obr. 1.11: Náhradní schéma proudového konvektoru (převzato z [1]).

Možné signálové schéma je na Obr. 1.11.

Pokud jsou ideální podmínky splněny, neexistuje prakticky zpětná vazba. To vede

k velmi dobré stabilitě obvodu při řízení reaktivních zátěží. Proudový výstup však vyžaduje poněkud jiný přístup k návrhu obvodů, které mohou pracovat v rozsahu 0 Hz až několik set MHz (oproti OZ, které, jak již víme, pracují řádově do jednotek MHz).

Ze všech typů proudových konvektorů se komerčně vyrábí pouze proudový konvektor CCII a to ještě jako dílčí samostatná součást složitějších IO (např. AD844, OPA660 (diamantový tranzistor)). Ukázka obvodu AD844 z programu PSpice je na Obr. 1.12. Jednotlivé typy proudových konvektorů lze sice nalézt jako součást složitějších IO, ale jako samostatné součástky pro malý zájem uživatelů nevyrábějí [11].



Obr. 1.12: Značka obvodu AD844 z programu Pspice.

1.3 Imitanční konvertor a invertor

Imitance je společným názvem pro impedanci a admitanci. Podle toho, co je konvertováno či invertováno (vysvětlení viz následující odstavec), lze pak blíže hovořit o impedančním / admitančním konvertoru / invertoru. V následujícím textu bude blíže přiblížena pouze transformace impedance (u admitance je problém analogický).

Oba tyto funkční bloky (konvertor a invertor) jsou lineárními dvojbrany transformující zatěžovací impedanci Z_z na vstupní Z_{inp} . V základní verzi jsou bránové veličiny vázány konstantami a a b tak, jak je definováno na Obr. 1.13 (ty zůstanou zachovány i po připojení libovolných vnějších obvodů. Tím je konstantní i činitel konverze (resp. inverze) k ([4], [6]).

Vstupní impedance u konvertoru (Obr. 1.13a) je přímo úměrná hodnotě Z_z . O tom vypovídá vztah [4]

$$Z_{inp} = k \cdot Z_z = \frac{a}{b} \cdot Z_z. \quad (12)$$

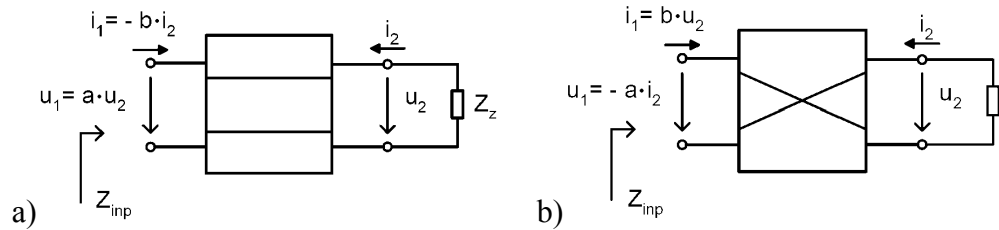
Vstupní impedance u invertoru (Obr. 1.13b) je nepřímo úměrná hodnotě Z_z (mění se její charakter) a je tedy úměrná inverzní hodnotě Z_z . To vyjadřuje vztah [4]

$$Z_{inp} = k \cdot \frac{1}{Z_z} = \frac{a}{b} \cdot \frac{1}{Z_z}. \quad (13)$$

Dle znaménka činitele k rozlišujeme tyto bloky na pozitivní ($k > 0$) a negativní ($k < 0$).

Je-li konstantní činitel k nahrazen (kmitočtově závislou) funkcí $K(s)$, hovoříme o

zobecněném imitančním konvertoru IC (resp. invertoru II). V některé literatuře se tyto bloky nazývají mutátory. Někdy i s dalším upřesněním typu, např. mutátor $R \rightarrow L$ (měnící R na L). Tento název však nevystihuje, jak se daný blok chová zatížíme-li jej jinak ([4], [6]). Zvláštním případem imitačního invertoru je tzv. gyrátor. Tomuto bloku je věnována samostatná kap. 1.3.1.



Obr. 1.13: Funkční bloky: Impedanční a) konvertor a b) invertor (převzato z [4]).

1.3.1 Gyrátor

Gyrátor je pozitivní imitanční invertor (může tedy invertovat jak impedanci, tak admitanci) a má svoji specifickou značku (Obr. 1.14a). Při kapacitní zátěži má jeho vstupní impedance indukční charakter. To je ukázáno v rovnici [6]

$$Z_{\text{inp}} \Big|_{Z_z = \frac{1}{sC}} = k \cdot sC = sL_{\text{ekv}}, \quad (14)$$

kde Z_{inp} je vstupní impedance při impedanci kapacitní zátěže $Z_z = 1/sC$ e impedance, $s = j\omega$ (ω je úhlový kmitočet), C je kapacita zátěže, k je konstanta inverze a L_{ekv} je simulovaná vstupní indukčnost.

Gyrátor tedy využíváme k náhradě klasických cívek (simulace cívky – syntetický induktor). Simulace induktoru na vstupu kapacitorem na zátěži je definováno gyračními parametry (odpory r nebo duálně vodivostmi g) následovně [4], [6]

$$U_2 = r_1 \cdot I_1, \quad U_1 = -r_2 \cdot I_2, \quad (15)$$

$$U_2 = \frac{1}{g_1} \cdot I_1, \quad U_1 = -\frac{1}{g_2} \cdot I_2, \quad (16)$$

kde U_1 a U_2 jsou vstupní a výstupní napětí, I_1 a I_2 vstupní a výstupní proudy a r_1, r_2 (g_1, g_2) jsou gyrační odpory (vodivosti). Vztahy (15) a (16) se nazývají impedanční (admitanční) rovnice gyrátoru a platí pro ideální gyrátor ([6]).

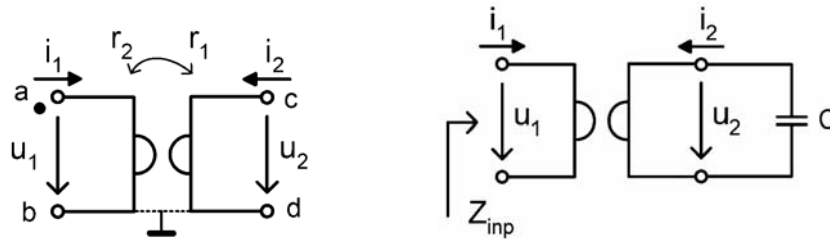
Většinou bývá gyrátor symetrický, kdy $r_1 = r_2 = r$ ($g_1 = g_2 = g$). Příklad simulace indukčnosti gyrátorem je na Obr. 1.14b, kde gyrátor je zatížen na výstupní bráně (c, d) kapacitorem C . Vstupní impedance na vstupní bráně (a, b) je pak dána vztahem [4]

$$Z_{\text{inp}} = pr_1 r_2 C_z = pL_{\text{ek}}, \quad (17)$$

kde Z_{inp} je vstupní impedance, $p = j\omega$ (ω je úhlový kmitočet), r jsou gyrační odpory a C_z a L_{ek} jsou zatěžovací kapacita výstupu a jí odpovídající simulační indukčnost na vstupu.

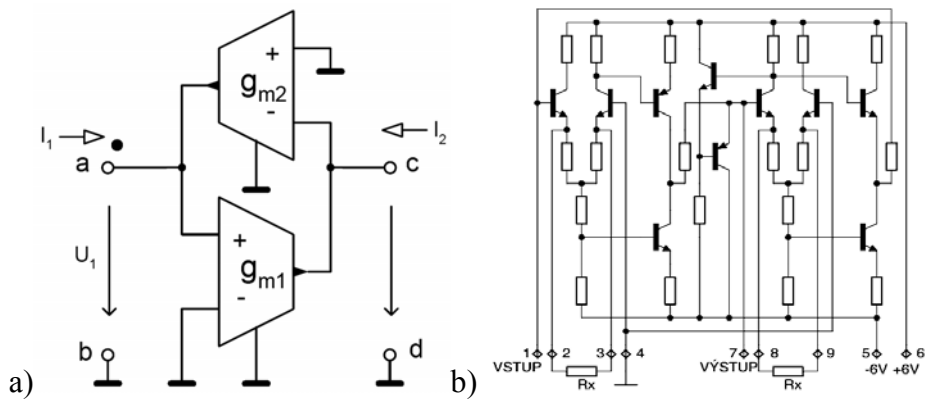
Ze vztahu (17) vyplývá, že vstupní impedance má ryze induktivní charakter a simulovaná indukčnost je určena velikostí kapacity a gyračních odporů (vodivostí).

V praxi se lépe realizuje zemněný gyrátor (na Obr. 1.14a naznačeno čárkovaně), protože plovoucí je příliš nákladný. Příklad gyrátoru jako zákaznického IO (pod označením SN 15010) je na Obr. 1.15b.



Obr. 1.14: Gyrátor; a) schématická značka, b) simulace indukčnosti (převzato z [4]).

Jednoduchá realizace gyrátoru, která se dá provést pomocí dvou antiparalelně zapojených TAOA, je na Obr. 1.15a. Pozor však na opačnou orientaci vstupních bran. To proto, aby byl gyrátor pozitivní. Tento obvod se dá použít i jako vhodný model ideálního gyrátoru např. v simulátoru PSpice.



Obr. 1.15: Realizace gyrátoru a) s OTA, b) zákaznický obvod (převzato z [4]).

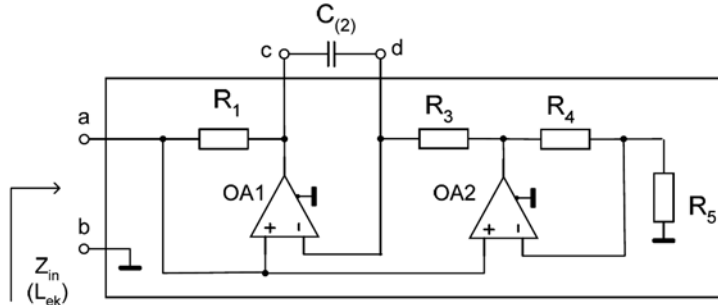
Velmi používaná je také realizace zemněného gyrátoru se dvěma OZ nazývaná Riordanovo zapojení. Je na Obr. 1.16. Vztah pro jeho vstupní impedanci na bráně (a, b) je dán vztahem [4]

$$Z_{\text{inp}} = pL_{\text{ek}} = p \frac{R_1 R_3 R_5}{R_4} C, \quad (18)$$

kde Z_{inp} je tedy vstupní impedance, $p = j\omega$ (ω je úhlový kmitočet), C a L_{ek} jsou zatěžovací kapacita výstupu a jí odpovídající simulační indukčnost na vstupu. R_1, R_3, R_4, R_5 jsou rezistory vnitřní struktury gyrátoru.

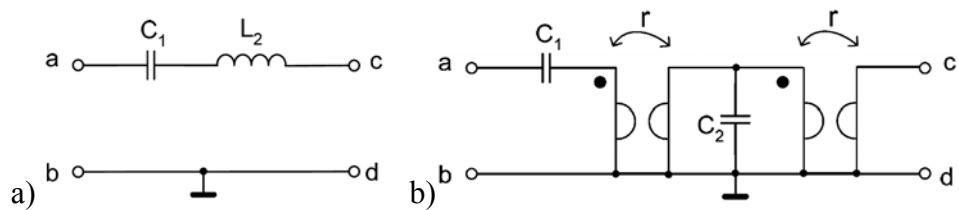
U reálného gyrátoru nejsou gyrační parametry konstanty, ale kmitočtově závislé.

Model na Obr. 1.15a doplníme ještě na obou branách rezistory, simulujícími ztráty. Použijeme-li tento model zjistíme, že u reálného gyrátoru je na vstupu vedle požadované indukčnosti L_{ek} i parazitní kmitočtově závislá vodivost $G_p(\omega)$, představující ztráty.



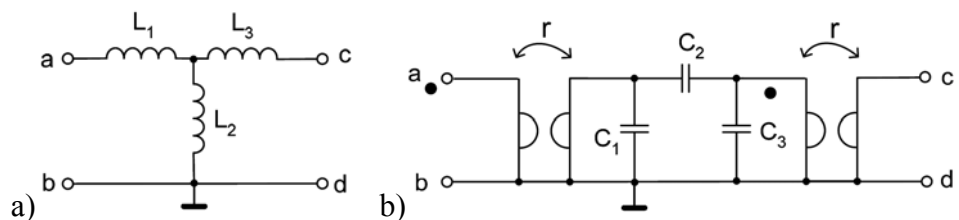
Obr. 1.16: Realizace gyrátoru jako Riordanův gyrátor s OZ (převzato z [4]).

K náhradě (simulaci) plovoucí cívky je vhodnější využít dvou zemněných gyrátorů, než jednoho nezemněného. Dvěma takovými zemněnými gyrátory lze vhodně simulovat plovoucí sériový rezonanční obvod C_1L_2 z Obr. 1.17a nebo i seskupení cívek z Obr. 1.18a. Simulace těchto dvou zapojení je pak na Obr. 1.17b a Obr. 1.18b. Všimněme si, že se zde mění topologie zapojení odpovídajících L a C . Obdobně získáme Π -článek induktorů nebo jen Γ -článek (půl článek) dvou induktorů. Poznamenejme, že zde velmi záleží na orientaci bran gyrátorů (znázorněnou tečkami), záměnou orientace obvod pracuje tak, jak požadujeme.



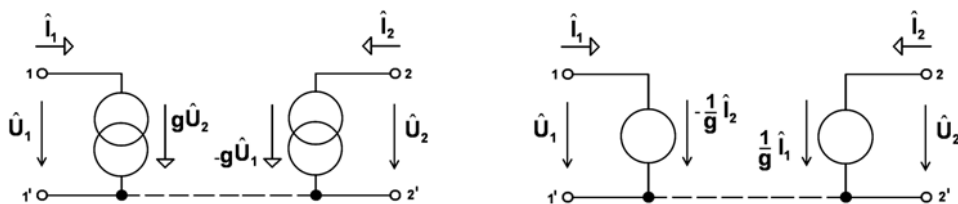
Obr. 1.17: Simulace rezonančního obvodu LC gyrátory; a) Plovoucí rezonanční obvod, b) Náhrada dvěma zemněnými gyrátory (převzato z [4]).

V současné době je gyrátor vyráběn jako integrovaný analogový funkční blok a využíván např. při návrhu určitého typu aktivních filtrů RC, harmonických oscilátorů, apod. Získání filtrů bez cívek spočívá v jejich náhradě cívek právě těmito syntetickými induktory.



Obr. 1.18: Simulace seskupení cívek (a) dvěma zemněnými gyrátory (b), (převzato z [4]).

Na Obr. 1.19 je ukázka dvou náhradních schémat ideálního gyrátoru na základě impedančních (admitančních) rovnic (15), (16).

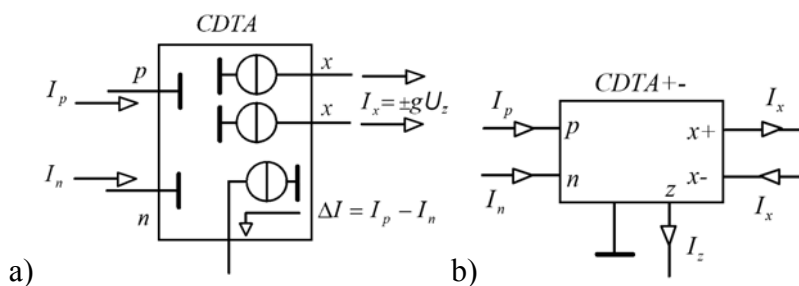


Obr. 1.19: Dvě možnosti náhradního schématu ideálního gyrátoru (převzato z [6]).

1.4 CDTA

Aktivní prvek CDTA (Current-Differencing Transadmittance Amplifier) je nově navržený funkční blok s dvojicí proudových vstupů a dvěma druhy proudových výstupů. Prvek vznikl syntézou prvků DCS (Current-Differencing Source) a TAOA s cílem usnadnění realizací analogových funkčních bloků pracujících v proud. módu [15].

Jeho funkční model je na Obr. 1.20a. Prvek má diferenční nízkoimpedanční proudové vstupy p a n . Rozdíl proudů vytéká ze svorky z do vnější zátěže. Napětí na svorce z je přes transadmitanci g_m konvertováno v proud, který je vyveden v páru na svorky x . Tato poslední část prvku je klasický TAOA. Velikost transadmitance je možné řídit elektronicky z pomocné svorky, která již na Obr. 1.20a není uvedena.



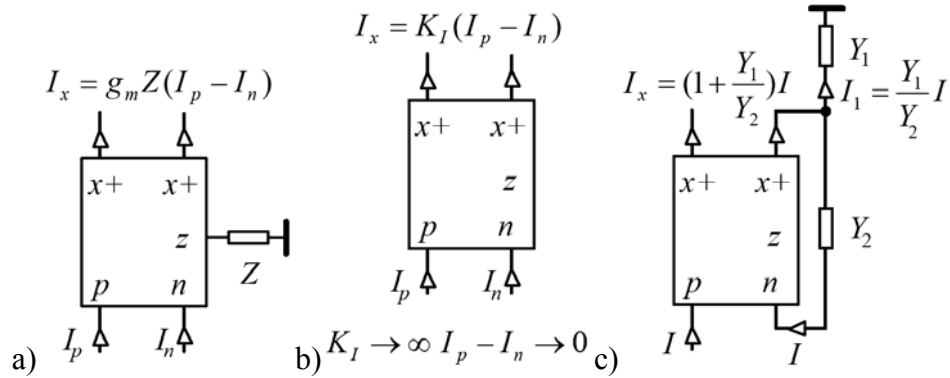
Obr. 1.20: Prvek CDTA; a) model CDTA, b) schématická značka CDTA+- (převzato z [15]).

Dvojice výstupních proudů ze svorek x , naznačená na Obr. 1.20a, může mít trojí kombinaci směrů: buď mohou oba vytékat ven, nebo jeden ven a druhý dovnitř, nebo oba dovnitř. Pak hovoříme o prvcích CDTA++, CDTA+- a CDTA--. Orientaci proudů je vhodné vyznačit ve schématu znaménky u označení svorek x (viz Obr. 1.20b). Pokud není orientace vyznačena, předpokládají se implicitně proudy vytékající ven z obvodu.

Chápeme-li prvek CDTA jako obvod se vstupy p a n a výstupy x , přičemž svorka z je jen pomocná, určená ke konverzi proudu na napětí, pak jde o součástku, vhodnou k zpracování signálů v proudovém módu.

Některá základní zapojení prvku CDTA jsou na Obr. 1.21. Připojíme-li na svorku z uzemněný kapacitor, případně paralelní kombinaci prvků C a R , získáme ideální, resp. ztrátový proudový integrátor, invertující i neinvertující, s možností sumace vstupních

proudů přímo na nízkoohmových svorkách p a n . Sčítání proudových signálů se dosáhne jednoduše pospojováním příslušných vodičů, kterými tečou proudy. Případné dělení proudů je proveditelné pomocí impedančních děličů proudu. Uvedeným způsobem je možné simulovat například činnost řady známých zapojení bikvadratických filtrů v napěťovém módu [12]. Prvky CDTA lze rovněž využít k simulaci příčkových filtrů, ke konstrukci imitačních invertorů apod. [13].



Obr. 1.21: CDTA v zapojení a) diferenčního proudového zesilovače, b) TCOA, c) TCOA s konečným proudovým zesílením (převzato z [15]).

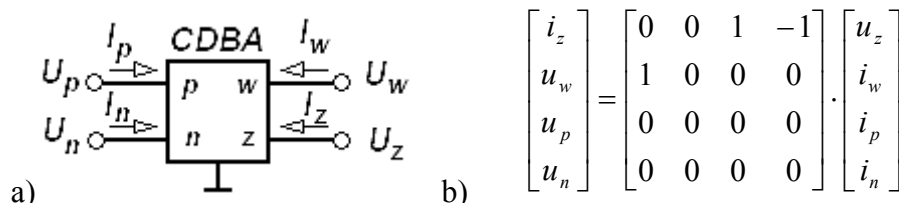
Na Obr. 1.21a je základní zapojení prvku CDTA jako zdroje proudu řízeného diferenčním proudem $I_p - I_n$. Proudový přenos K_I je dán součinem transadmittance g_m a vnější impedance Z , takže může být touto impedancí kmitočtově „tvarován“. Odpojením této impedance získáme ideální aktivní prvek, tzv. „pravý proudový operační zesilovač“ označovaný v literatuře jako TCOA (True Current Operational Amplifier) [14]. Jde o duální obvod k ideálnímu napěťovému operačnímu zesilovači: proudový zisk je nekonečný, vlivem vnější záporné zpětné vazby je diferenční vstupní proud udržován na nule (Obr. 1.21b). Zapojení na Obr. 1.21c ukazuje, jak nastavit konkrétní zesílení proudu v obvodu s TCOA pomocí proudového děliče. Zatímco u zapojení na Obr. 1.21a lze zisk řídit transadmittancí prvku CDTA, v zapojení na Obr. 1.21c je zisk na této transadmittanci nezávislý.

Navrhovaný obvodový prvek CDTA a bloky z něj odvozené (viz [15]) umožňují elegantní realizaci obvodů, pracujících v proudovém módu. Počítačové simulace naznačují možnosti realizace aktivních filtrů v kmitočtovém pásmu desítek až stovek MHz.

1.5 CDBA

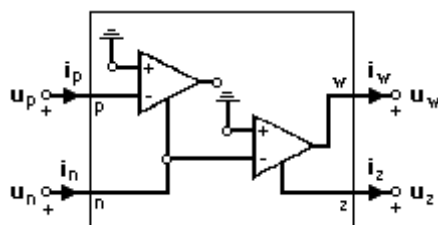
Jak je již známo, proudové konvejory jsou poměrně dobře známým aktivním obvodovým blokem, který může pracovat v napěťovém, proudovém či smíšeném režimu. Používá se v moderních aplikacích pro konstrukce velmi rychlých širokopásmových zesilovačů, univerzálních filtračních mnohobranů či transformačních prvků (gyrátory apod.). Nově publikovaným aktivním blokem, který je schopen pracovat ve výše zmíněných režimech je CDBA (Current Differential Buffered Amplifier). Vlastnosti a definice tohoto prvku po bližším prozkoumání vykazují reciprocitu k vlastnostem jednoho z typů proudového konveju.

Byl publikován v roce 1999 jako nový obvodový aktivní blok pro smíšený režim [17]. Jedná se o čtyřbran jehož obvodová značka a matice definující vztahy mezi jednotlivými branami (Obr. 1.22). Vstupy n a p můžeme prohlásit za vstupy s nízkou impedancí (proudové), svorka z je vstupně-výstupní a svorka w je výstupní.



Obr. 1.22: Obvodová značka prvku CDBA s maticí, která jej definuje (převzato z [16]).

Na Obr. 1.23 je jeden z několika způsobů implementace CDBA - pomocí OZ s proudovou vazbou. Jinou možnou implementací (např. na tranzistorové úrovni v CMOS technologii nebo implementací ze dvou obvodů AD844) lze nalézt v [16].



Obr. 1.23: Implementace CDBA pomocí OZ s proudovou vazbou (převzato z [16]).

Výhodou tohoto bloku je rozdílový proudový vstup. Svorkou z potom teče proud jehož hodnota je určena právě rozdílem proudů na svorkách p a n . Napětí, které v důsledku průtoku tohoto proudu vznikne na této svorce je poté přeneseno na výstup w .

Podrobíme-li vlastnosti CDBA bližšímu zkoumání narazíme na skutečnost, že existuje prvek jenž má duální vlastnosti, tedy duální ve smyslu napěťového a proudového zesilovače. Tímto prvkem je DVCC, resp. DCVC. CDBA tak lze prohlásit za typ napěťového konvejeoru, přestože název "napěťový" konvejeor může být na první pohled zavádějící. CDBA je charakterizován rovnicemi [16]

$$U_w = \pm U_z \quad , \quad U_p = U_n - 0 \quad , \quad I_z = I_p - I_n \quad (19)$$

2 ZÁKLADNÍ PODMÍNKY PŘI NÁVRHU FILTRŮ A OSCILÁTORŮ

Tato kapitola je věnována obecným podmínkám, které je nutno dodržet při návrhu elektronických obvodů (filtry, oscilátory). Volba těchto podmínek je důležitá pro splnění požadované funkce navrhovaného obvodu.

Klíčovými podmínkami jsou zpětná vazba (ZV), stabilita s korekcí, oscilační kmitočty. Podmínky vychází z obecné aplikace OZ v obvodech kmitočtových filtrů a oscilátorů.

Zde nejde o konkrétní ani cíleně důkladný rozbor dané problematiky, nýbrž jen o nastínění představy, co je nutné brát v úvahu a bez čeho se nelze při navrhování obvodu obejít.

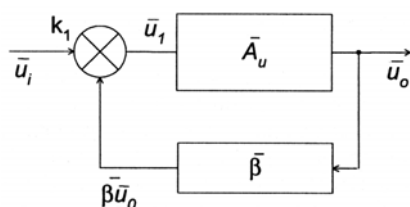
Problematika je opravdu dosti obecná, avšak jistě není na škodu se o ní zmínit.

2.1 Zpětná vazba v obvodu

Obecným problémem při návrhu obvodů je stabilita, která úzce souvisí se zpětnou vazbou. Ta zavádí část energie z výstupu zesilovače na jeho vstup a to se stejnou fází – kladná zpětná vazba – nebo s opačnou fází – záporná zpětná vazba. V praxi však není situace většinou tak jednoznačná. Díky existenci parazitních členů RC i neideálnosti vlastních OZ je fázový posuv ve smyčce zpětné vazby frekvenčně závislý a záporná zpětná vazba se může pro určité frekvence změnit ve vazbu kladnou – tak vznikají oscilace, které jsou většinou nežádoucí (není-li cílem sestavit oscilátor) a dochází tak k nestabilitě (viz [1]).

Stabilitu systémů se zpětnou vazbou zajišťujeme pomocí korekcí (kompenzací) – to je takovou úpravou frekvenčních vlastností zesilovače (i vazeb), aby nevznikaly nežádoucí kmitů (oscilace) v systému. Opačným požadavkem je zajištění kmitů na určité frekvenci, konstruujeme-li oscilátor. V tom případě záměrně zavádíme takovou frekvenčně závislou vazbu, aby na požadované frekvenci byla kladná (viz [1]).

Na Obr. 2.1 je znázorněn formální model zpětnovazebního systému. Jde o obecnou ukázkou zapojení zpětné vazby v obvodu.



Obr. 2.1: Formální model systému se zpětnou vazbou (převzato z [1]).

V zapojení se ZV platí [1]

$$\bar{u}_1 = k_1 \cdot \bar{u}_i + \bar{\beta} \cdot \bar{u}_0 \quad , \quad \bar{u}_0 = \bar{A}_u \cdot \bar{u}_1. \quad (20)$$

Na základě uvedených dvou vztahů lze snadno určit zisk struktury \bar{A}_z (se zpětnou vazbou) [1]

$$\bar{A}_z = \frac{\bar{u}_0}{\bar{u}_i} = \frac{k_1 \cdot \bar{A}_u}{1 - \bar{\beta} \cdot \bar{A}_u}, \quad (21)$$

kde $\bar{\beta}$ je činitel zpětné vazby, který udává míru přenosu z výstupu na vstup, k_1 je přenosová konstanta vstupního obvodu. Malá písmena s pruhy označují komplexory.

Aby byl systém stabilní, musí platit, že výraz (vratný rozdíl) [1]

$$1 - \bar{\beta} \cdot \bar{A}_u \neq 0, \quad (22)$$

z čehož plyne podmínka pro zisk zpětnovazební smyčky [1]

$$\bar{\beta} \cdot \bar{A}_u \neq 1. \quad (23)$$

Protože se obecně jedná o komplexní čísla, zobrazuje se závislost $\bar{\beta} \cdot \bar{A}_u$ v komplexní rovině a pro stabilitu struktury vyplývá ze vztahu (??) tzv. „Nyquistovo kritérium stability“, které lze nalézt v [1].

2.2 Podmínka pro funkci obvodu jako oscilátoru

Oscilátory jsou protipólem frekvenčně stabilních zesilovačů. Vyžadují se oscilace na některém kmitočtu ω_0 , a proto se zavádí definovaná kladná zpětná vazba na tomto kmitočtu. Obvod musí být uspořádán tak, aby oscilace měly konstantní amplitudu a minimální zkreslení. Selektivita obvodu může být zajištěna různými způsoby. Vždy však musí na kmitočtu ω_0 platit, že celkový fázový posuv je 0° (nebo 360°) - kladná vazba, při níž je zisk zpětnovazební smyčky větší než 1. Ve vztahu (21) to znamená, že výraz $1 - \bar{\beta} \cdot \bar{A}_u$ jde k nule a struktura má nekonečný zisk $\bar{A}_z = \infty$ (viz [1]).

Amplituda kmitů se u klasických oscilátorů stabilizuje vždy určitým způsobem (některé z nich jsou uvedeny v [1]). Podle amplitudy kmitů se řídí \bar{A}_u nebo $\bar{\beta}$ tak, aby právě při požadované amplitudě platilo $\bar{\beta} \cdot \bar{A}_u = 1$.

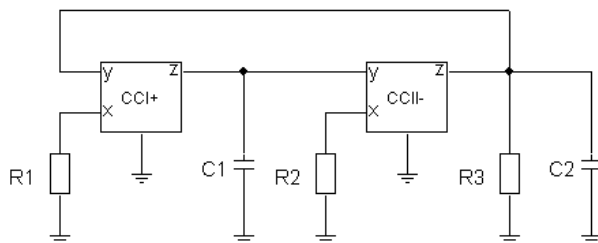
V podstatě každou pásmovou propust (PP) lze po drobných úpravách (zavedení kladné zpětné vazby) použít jako oscilátor. A naopak, každý oscilátor, snížíme-li stupeň kladné vazby pod kritickou hodnotu (nekmitá), se chová jako pásmová propust [1].

3 FUNKČNÍ BLOKY V OSCILÁTORECH

Tato kapitola slouží jako informativní přehled některých vybraných obvodů s dnes nejpoužívanějšími bloky ve funkci oscilátorů. Na následujících obrázcích je ukázáno několik takových obvodů s CCI, CCII, TAOA, TIOA, CDTA, CDBA.

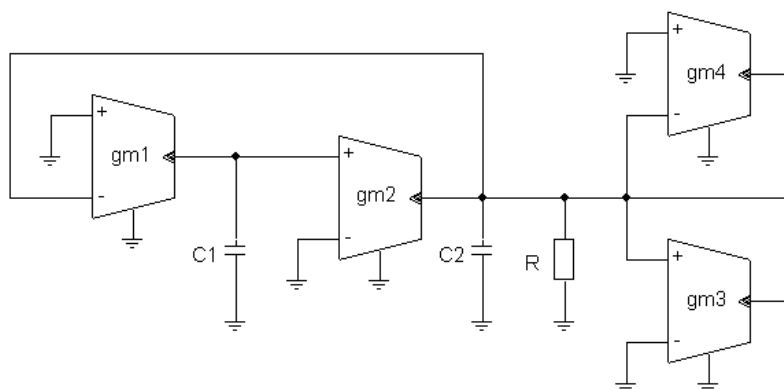
Při návrhu se pracuje nejprve se zobecněnými obvodovými prvky, ke kterým je připojena úplná síť admitancí. Pro zvolený počet admitancí se získají různá zapojení autonomních obvodů, které je pak možné použít jako výchozí pro návrh celé řady filtrů pracujících v napěťovém, proudovém nebo smíšeném módu [18]. Obvykle se při návrhu autonomního obvodu postupuje intuitivně. Dále je nutné vypočíst charakteristické rovnice autonomního obvodu a přenosové funkce obvodu. Nahrazením admitanční sítě vhodnými prvky RC se pak obvod může realizovat (podrobněji viz kap. 4).

3.1 CCI a CCII



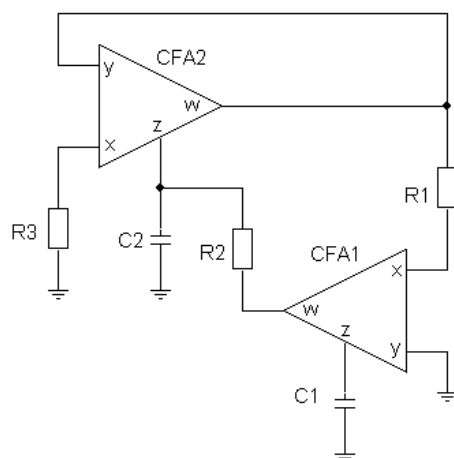
Obr. 3.1: Sinusový oscilátor s CCI+ a CCII- (převzato z [19]).

3.2 TAOA (OTA)



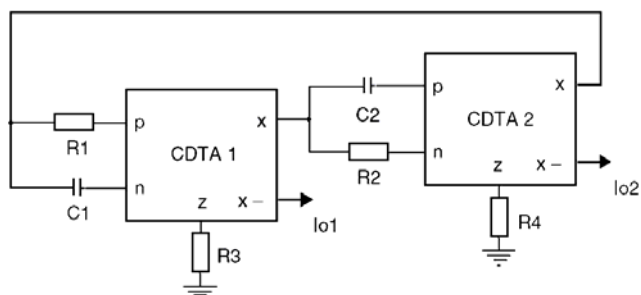
Obr. 3.2: Kvadraturní oscilátor se čtyřmi TAOA. (převzato z [20]).

3.3 TIOA (CFA)



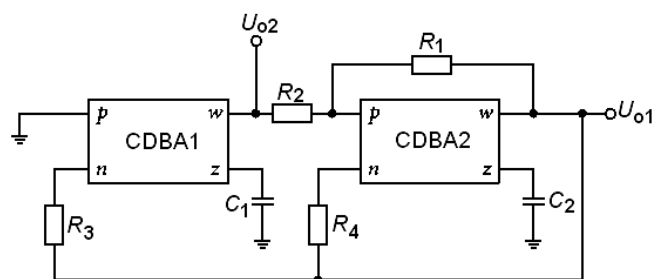
Obr. 3.3: SRCO oscilátor se dvěma TIOA (převzato z [21]).

3.4 CDTA



Obr. 3.4: Kvadrurní oscilátor v proud. módu s dvěma CDTA (převzato z [22]).

3.5 CDBA



Obr. 3.5: Sinusový kvadrurní oscilátor s dvěma CDBA (převzato z [23]).

4 OBECNÝ NÁVRH OSCILÁTORU S CCII

Jak je psáno v [25], s proudovými konvejory zapojených v tzv. multifunkčních obvodech se můžeme setkat v řadě publikací či článků. Většinou autoři těchto publikací vycházejí již z dříve navržených autonomních obvodů, ze kterých vhodnou volbou součástek získají multifunkční obvod. Návrhem autonomního obvodu, který lze považovat za základ multifunkčního obvodu a z něj vycházejících filtrů či oscilátorů, se však nezabývají. V této kapitole je ukázka návrhu takového autonomního obvodu a ukázka obecného návrhu oscilátoru vycházející z tohoto navrženého autonomního obvodu.

Následující text je věnován obecnému návrhu konkrétního obvodu ve funkci oscilátoru, jehož kmitočet bude možno elektronicky ladit v pásmu jednotek MHz.

K návrhu jsou použity dva proudové konvejory druhé generace, konkrétně proudový konvektor CCII+ a CCII-. Obvod plnící funkci oscilátoru je možné sestavit minimálně ze dvou proudových konvektorů. Samozřejmě, že by oba konvejory mohly být typu CCII+, ale protože je požadováno elektronického ladění kmitočtu, pak jeden z konvektorů musí být právě CCII-, protože jen tento umožňuje elektronické přeladování.

V současnosti jsou nejvíce komerčně dostupné elektronicky laditelné součástky: konvektor CCII+ jako integrovaný obvod AD844, konvektor CCII- jako integrovaný obvod EL2082. Mimo tyto dva, také TAOA (OTA) jako integrovaný obvod LM13700. Jen poslední dva zmíněné jsou elektronicky laditelné a jak bylo zmíněno v předchozím odstavci, v navrženém oscilátoru bude použito prvních dvou typů součástek.

Postup návrhu:

Při návrhu oscilátoru se vyjde z obvodu, který obsahuje pouze dvojpólové pasivní prvky a obecné tříbranové proudové konvejory. Při vlastním návrhu pak zvolíme buď nějaký známý obvod s konkrétním trojbranovým konvejorem anebo navrhneme nový vhodný obvod (prototyp), [24].

Obecný postup návrhu oscilátoru s proudovými konvejory druhé generace je naznačen v následujících několika krocích:

- 1) Volba počtu a typ aktivních součástek.
- 2) Návrh autonomního obvodu s obecnými admitancemi.
- 3) Vypuštění (případně zkratování) a ponechání některých obecných admitancí. Tím se získá zjednodušený obvod.
- 4) Výpočet obecné charakteristické rovnice získaného obvodu. Charakteristická rovnice, jíž je determinant admitanční matice obvodu $\det(Y)$, se dá snadno získat pomocí programu Snap.
- 5) Podle použitých typů aktivních prvků se obecné parametry v obecné charakteristické rovnici nahradí konkrétními hodnotami, které charakterizují konkrétní aktivní prvek (viz 3. a 4. řádek v Tab. 1.1). Tak se charakteristická rovnice podstatně zjednoduší.

- 6) Nahrazení obecných admitancí konkrétními pasivními prvky R , L , C (rezistory, cívky, kondenzátory). Dostaneme konkrétní charakteristickou rovnici, která se upraví na kvadratickou tak, aby se mocnina parametru p snižovala směrem zleva doprava. Parametr p u kondenzátoru představuje úhlový kmitočet $j\omega$. Zajištěním podmínky oscilace, tzn., že člen s první mocninou parametru p (jde-li o obvod 2. řádu jedná se o prostřední člen charakteristické rovnice) musí být roven nule.

Pozn.: Cívkám se snažíme vyhnout z několika důvodů – jsou drahé, oproti R a C mají velké rozměry, které jsou nežádoucí při minimalizaci a nelinearita cívek může způsobovat problémy, [26].

- 7) Volba oscilačního kmitočtu a výpočet hodnot součástek R a C podle vztahu

$$\omega = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R \cdot C}, \quad (24)$$

kde ω je úhlový kmitočet $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$.

Zde si zvolíme hodnotu kondenzátoru nebo rezistoru a zbylou hodnotu dopočteme.

Vztah (24) je pouze obecný a lze jej použít, uvažují-li se hodnoty všech součástek stejné. Pokud se stejné neuvažují, pak lze z charakteristické rovnice pro příslušný obvod odvodit konkrétní vztah a tento pak pro výpočet použít.

- 8) Simulace v některém simulačním programu, např. PSpice apod.
9) Ověření funkce oscilátoru v praktickém zapojení s konkrétními integrovanými obvody. Tento krok však již nebude předmětem této práce.

Pozn.: Další kapitoly již obsahují konkrétní návrhy, simulace a analýzy tří vybraných oscilátorů (přestože je zde hovořeno o „návrhu oscilátorů“, všechna zapojení zde uvedená jsou převzata z jiných literatur).

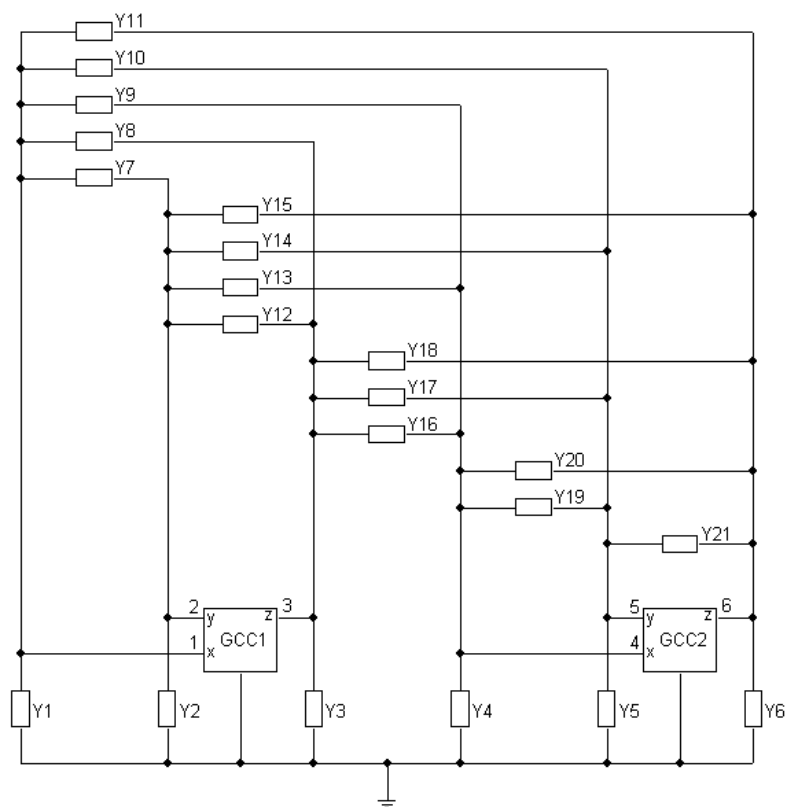
5 OSCILÁTOR A – KONKRÉTNÍ NÁVRH, SIMULACE, ANALÝZA

5.1 Konkrétní návrh

Vyjde se z postupu uvedeného v kap. 40.

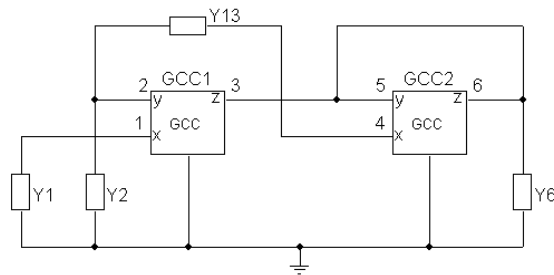
Krok 1: První krok již je splněn - jsou zvolené aktivní prvky, kterými jsou dva proudové konvejory druhé generace CCII+ a CCII-. V autonomním obvodu se použije obecný typ proudového konveju označovaný GCC, proto se místo CCII- uvažuje GCC1 a místo CCII+ se uvažuje GCC2.

Krok 2: Druhým krokem je návrh autonomního obvodu s obecnými admitancemi. Pravidlo pro vytvoření autonomního obvodu je následující. Každý vstup a výstup každého aktivního prvku je uzemněn přes svou admitanci a každý vstup a výstup každého aktivního prvku je přes jinou svoji admitanci propojen se všemi ostatními vstupy a výstupy každého aktivního prvku. Tím vznikne autonomní obvod, uvedený na Obr. 5.1. Autonomní obvod je takový obvod, který není buzen ani zdrojem napětí ani zdrojem proudu, [24].



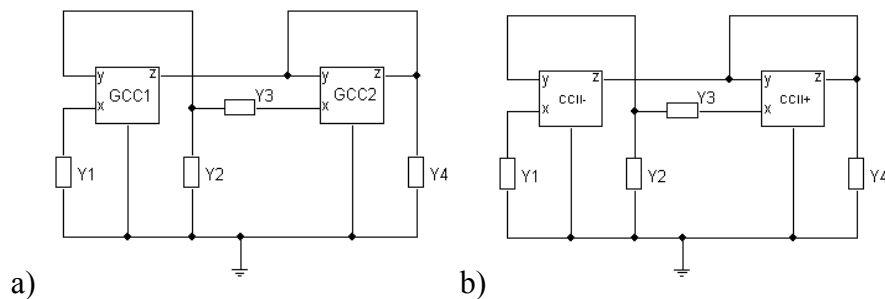
Obr. 5.1: Autonomní obvod s obecnými konvejory.

Krok 3: Ponecháním admitancí Y_1, Y_2, Y_6, Y_{13} a zkratováním admitancí Y_{17}, Y_{21} dostaneme zapojení na Obr. 5.2.



Obr. 5.2: Zjednodušený autonomní obvod s obecnými konvejory.

Vhodné bude překreslit obvod do vhodnější podoby s přečíslováním admitancí. Takové zapojení je na Obr. 5.3a.



Obr. 5.3: Zjednodušený autonomní obvod ve vhodnější podobě a) s obecnými konvejory, b) s konkrétními konvejory

Krok 4: Obecnou charakteristickou rovnicí obvodu z Obr. 5.3 získáme pomocí programu Snap. Rovnice bude mít tvar

$$\begin{aligned}
 D = & Y_1 \cdot Y_3 \cdot \alpha_1 \cdot \beta_1 \cdot \alpha_2 \cdot \beta_2 + Y_1 \cdot Y_3 \cdot \alpha_1 \cdot \beta_1 \cdot \alpha_2 \cdot \gamma_2 - \\
 & - Y_1 \cdot Y_3 \cdot \alpha_1 \cdot \gamma_1 \cdot \alpha_2 - Y_1 \cdot Y_4 \cdot \alpha_1 \cdot \beta_1 - Y_2 \cdot Y_3 \cdot \alpha_2 \cdot \beta_2 - \\
 & - Y_2 \cdot Y_3 \cdot \alpha_2 \cdot \gamma_2 + Y_3 \cdot Y_4 + Y_2 \cdot Y_4.
 \end{aligned} \tag{25}$$

Krok 5: Nyní místo obecných GCC1 a GCC2 uvažujeme konkrétní konvejory CCII- a CCII+, viz Obr. 5.3b. Obecné parametry z rovnice (25) nahradíme konkrétními hodnotami parametrů z Tab. 1.1, která kromě CCII+ a CCII- popisuje i ostatní typy konvejořů, které mohou být z obecného konvejořu realizovány. Uvažujeme-li, že pro $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ náleží hodnoty ze 4. řádku tabulky a pro $\alpha_2, \beta_2, \gamma_2$ náleží hodnoty ze 3. řádku tabulky, pak charakteristická rovnice bude mít tvar

$$D = Y_1 \cdot Y_3 - Y_2 \cdot Y_3 + Y_3 \cdot Y_4 + Y_2 \cdot Y_4. \tag{26}$$

Krok 6: Následuje nahrazení obecných admitancí Y pasivními prvky G a C . Při návrhu byla zvolena následující varianta (označme ji např. varianta 1):

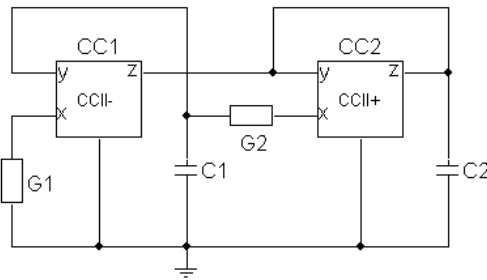
$$Y_1 = pC_1, Y_2 = G_1, Y_3 = pC_2, Y_4 = G_2. \quad (27)$$

To se však příliš neosvědčilo. Při simulaci s použitím rezistivních modelů konvektorů (modely představující reálné vlastnosti konvektorů) a s použitím makromodelů konvektorů nastávaly problémy a obvod neosciloval správně. Kondenzátory připojené na nízkoimpedanční vstupy proudových konvektorů nejsou zřejmě příliš vhodné. Proto byla vyzkoušena jiná, již funkční, varianta (označme varianta 2)

$$Y_1 = G_1, Y_2 = pC_1, Y_3 = G_2, Y_4 = pC_2. \quad (28)$$

Tato volba se ukázala jako přínosnější a bude uvažována při simulaci v kap. 5.2.

Konkrétní finální schéma obvodu s konkrétními pasivními prvky G a C (případně R a C) pak bude vypadat tak, jak ukazuje Obr. 5.4.



Obr. 5.4: Schéma navrženého oscilátoru A (převzato z [27]).

Konkrétní charakteristická rovnice obvodu bude mít tvar

$$D = p^2 C_1 C_2 + p G_2 (C_2 - C_1) + G_1 G_2 B_1, \quad (29)$$

kde $B_1 = \gamma_1$ (γ_1 viz rovnice 25) představuje obecný proudový přenos konvektoru CCII-, kterým budou řízené oscilace.

Podmínka oscilace musí zajistit, aby lineární člen charakteristické rovnice vypadl, a kvadratický a absolutní člen zůstaly. Tzn., že prostřední člen s první mocninou (lineární člen) musí být roven nule

$$p G_2 (C_2 - C_1) = 0. \quad (30)$$

Z této oscilační podmínky vyplývá, že hodnoty obou kondenzátorů v obvodu musí být shodné $C_2 = C_1$ (to ovšem platí pouze teoreticky, viz později v kapitolách se simulacemi).

Krok 7: Nyní se zvolí oscilační kmitočet f_0 , na kterém má obvod oscilovat, např. $f_0 = 1$ MHz. Vztah pro kmitočet tohoto obvodu vyjádřený z char. rovnice (29) je

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2 B_1}{C_1 C_2}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{B_1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (31)$$

Dále se zvolí jedna z hodnot G a C . Nyní již budeme místo vodivosti uvažovat její převrácenou hodnotu R , kterou zvolíme např. $R = 1$ k Ω a kondenzátor lze dopočítat podle vztahu (27). Ovšem, protože se rezistory i kondenzátory budou uvažovat shodné ($R_1 = R_2$ a $C_1 = C_2$), lze pro výpočet použít obecný vztah (24):

$$\omega = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R \cdot C} \Rightarrow C = \frac{1}{\omega \cdot R} = \frac{1}{2\pi f \cdot R} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^3} = 160 \text{ pF}$$

Krok 8: Důležitým krokem před aplikací obvodu do praxe je simulace v simulačním programu PSpice (viz následující kap. 5.2).

5.2 Simulace v PSpice

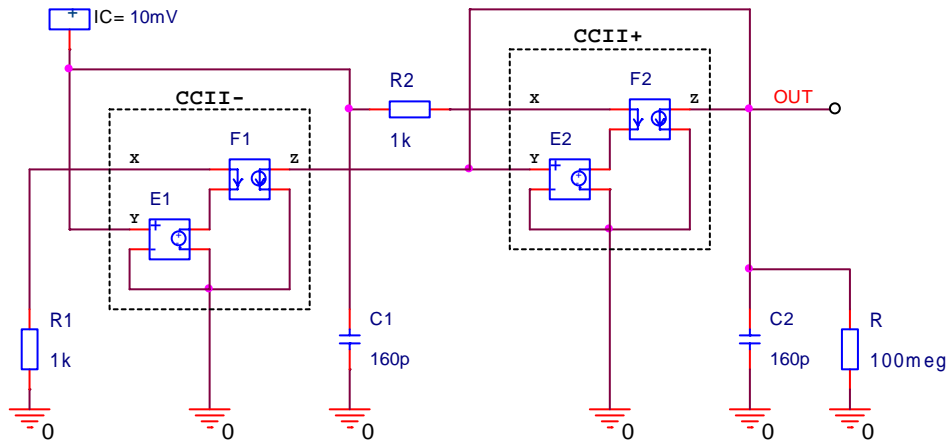
Aby si návrhář ověřil, že obvod bude správně oscilovat, je dobré provést pro takový obvod trojí simulaci. Trojí simulací se rozumí následující: Již víme, že konvektor CCII+ je komerčně dostupný jako integrovaný obvod AD844 a konvektor CCII- jako integrovaný obvod EL2082. Každá taková součástka má své parazitní parametry jako jsou např. vzájemná indukčnost a kapacity mezi spoji, šumové odpory propojů, šумы vlastních integrovaných obvodů apod. Tyto parazitní vlastnosti je třeba při takové simulaci uvažovat a v simulačním programu vhodně modelovat. Nejprve bude provedena simulace s ideálními modely proudových konvektorů bez těchto všech parazitních jevů (úroveň 1), pak s rezistivními modely představující reálné vlastnosti konvektorů se všemi parazitními nečistotami (úroveň 2) a nakonec s makromodely, které modelují skutečný integrovaný obvod jako fyzickou součástku (úroveň 3).

5.2.1 Simulace s ideálními modely konvektorů

Na Obr. 5.5 je ideální schéma zapojení navrženého oscilátoru. (Protože jsou veškeré simulace prováděny v prostředí PSpice, jsou i všechna simulační schémata exportována rovněž z tohoto prostředí.) Každý z proudových konvektorů je modelován dvěma ideálními prvky. Jsou to VCVS - zdroj napětí řízený napětím (v PSpice i v programu Snap je to prvek E) a CCCS - zdroj proudu řízený proudem (v PSpice i v programu Snap je to prvek F). Modelování konvektorů je bez jakýchkoliv parazitních vlastností.

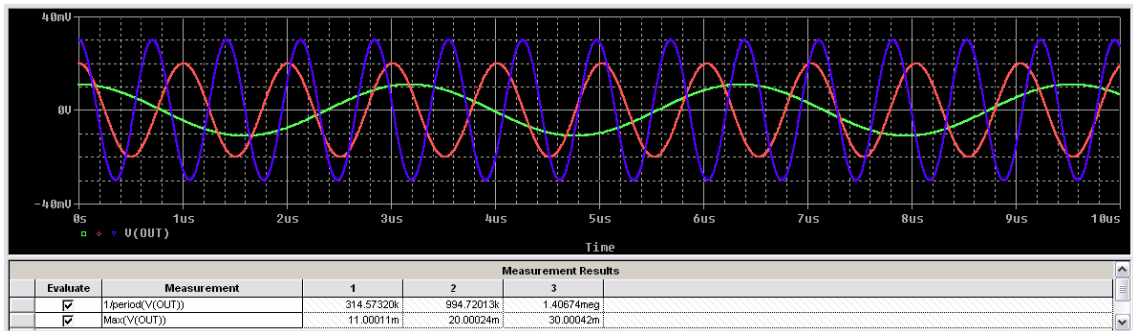
Pro simulaci v PSpice je třeba kamkoliv do obvodu připojit počáteční podmínku pro vybuzení oscilací (v PSpice je to prvek IC) o hodnotě např. několika mV (voleno 10 mV). To proto, aby se obvod rozkmital. V praxi však tuto podmínku splňují vlastní šумы skutečných součástek a parazitních parametrů. Obvod se pak samovolně rozkmitá právě díky těmto šumům bez jakéhokoliv vnějšího buzení. Obvod, jak již víme, je navržen na oscilační frekvenci 1 MHz. Tato frekvence již je pro kondenzátor C_2 tak

vysoká, že pro takovou frekvenci je tento kondenzátor v podstatě zkratován, čímž je vlastně uzemněn výstup kmitů *OUT*. Pak by obvod neoscilloval. Proto se k C_2 paralelně připojí vysokohomový rezistor R o hodnotě např. $100\text{ M}\Omega$, čímž se v PSpice ošetří nežádoucí uzemnění výstupu.



Obr. 5.5: Schéma zapojení oscilátoru A v PSpice – úroveň 1.

Ladění obvodu se zde provádí přímo zesílením *GAIN* u prvku F1. Protože katalogový list komerčního EL2082 uvádí použitelnost řídicího napětí pouze v rozmezí $U_G = \langle 0 \div 2 \rangle\text{ V}$, což odpovídá přenosu $GAIN = \langle 0 \div -2 \rangle$, bude i zde simulován rozsah ladění pouze v tomto rozmezí ($GAIN = -1$ odpovídá přenosu 1). Pro tento ideální případ by však mohl být rozsah přeladění mnohem větší.



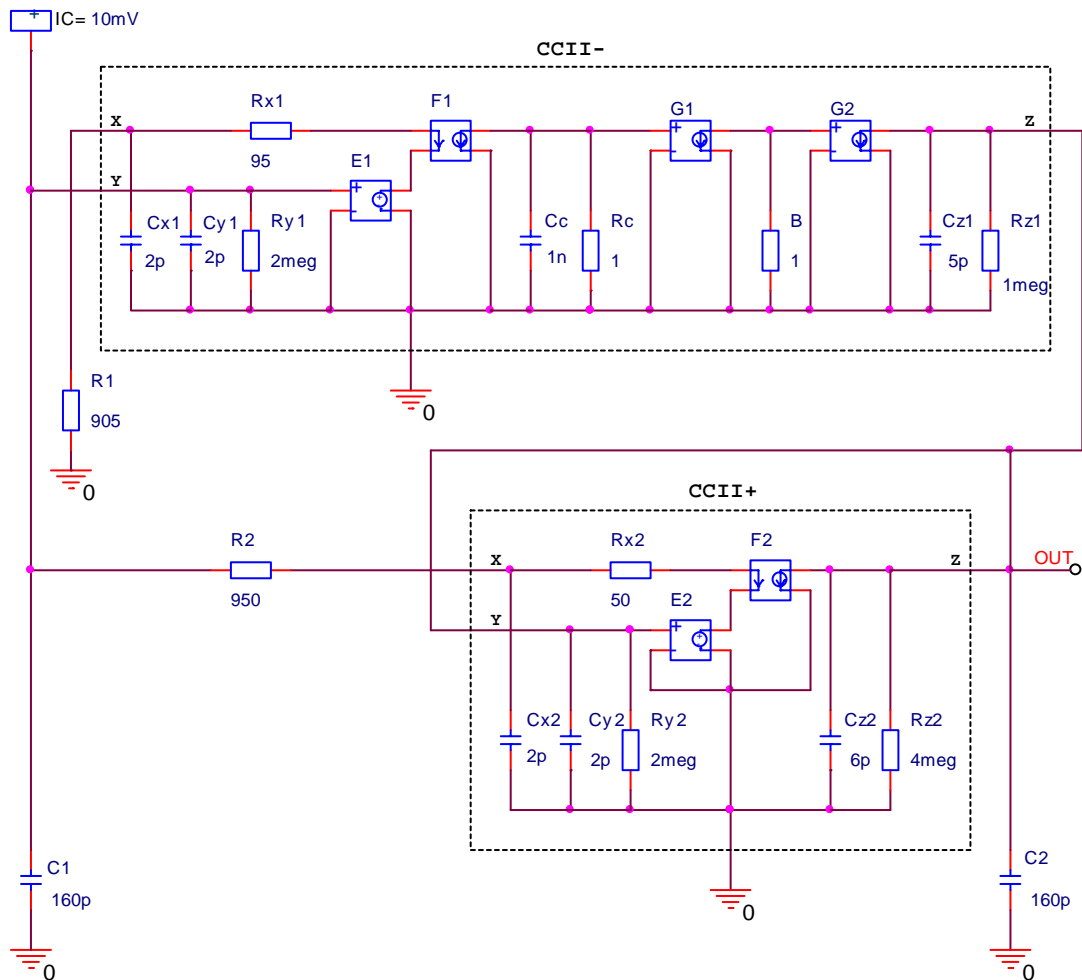
Obr. 5.6: Výstupní oscilace oscilátoru A úrovně 1 pro 3 hodnoty *GAIN*.

Z průběhů na Obr. 5.6 je na první pohled jasně vidět základní nevýhoda při návrhu oscilátoru, čímž je to, že se zvyšujícím se laděným kmitočtem roste i amplituda kmitů. Rozsah přeladění i velikosti amplitud pro příslušná *GAIN* lze vyčíst z údajů pod průběhy, kde 1. řádek je frekvence a 2. řádek amplituda. Sloupec č. 1 pak přísluší zelenému průběhu ($GAIN = -0,1$), sloupec č.2 červenému ($GAIN = -1$) a sloupec č.3 modrému ($GAIN = -2$).

I přesto, že je zapojení modelováno ideálními prvky, frekvence f_0 pro jednotkový přenos není přesně 1 MHz, ale je nepatrně nižší. To může být zřejmě způsobeno buď rezistorem R nebo tím, že ani ideální prvky nejsou zcela ideální.

5.2.2 Simulace s rezistivními modely konvektorů

Jako každá skutečná součástka, tak i konvektory samozřejmě mají určité vstupní i výstupní parazitní parametry. Zapojení, které tyto parametry modeluje na Obr. 5.7. Tyto parametry představují kombinace rezistorů a kondenzátorů na vstupech a výstupech jednotlivých konvektorů R_{x1} , R_{y1} , R_{z1} , C_{x1} , C_{y1} , C_{z1} a R_{x2} , R_{y2} , R_{z2} , C_{x2} , C_{y2} , C_{z2} . Jejich hodnoty lze pro AD844 a EL2082 vyčíst z katalogových listů.



Obr. 5.7 Schéma zapojení oscilátoru A v PSpice – úroveň 2.

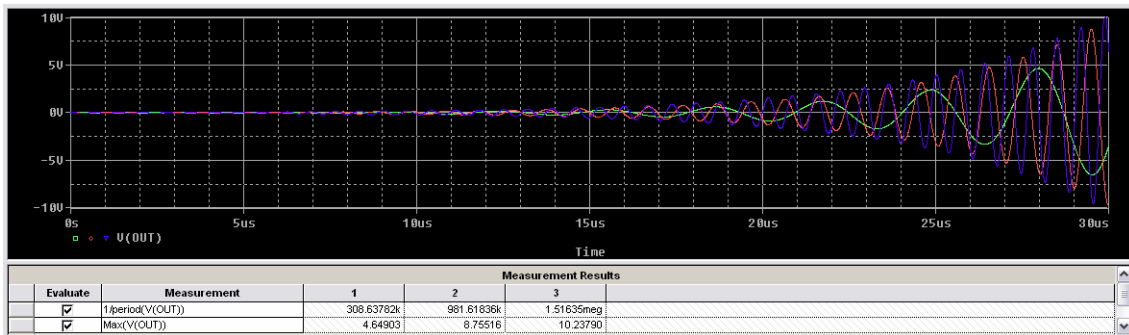
Rezistor R_c a kondenzátor C_c představují časovou konstantu pro maximální mezní frekvenci, na které může CCII- pracovat. Tyto hodnoty se zjistí v PSpice ze závislosti proudového přenosu CCII- na frekvenci. Pro pokles o 3 dB se odečte mezní frekvence $f_m = 155$ MHz. Rezistor R_c zvolíme např. 1Ω a podle vztahu (24) dopočteme hodnotu kondenzátoru $C_c = 1$ nF. Jelikož je navržená oscilační frekvence 1 MHz a mezní frekvence je 155 MHz, je tu jistota, že obvod na takové navržené frekvenci bude pracovat spolehlivě, protože se pohybujeme na počátku přenosového pásma.

Netradičně označený rezistor B umístěný mezi prvky G1 a G2 (prvek G v PSpice je zdroj proudu řízený napětím VCCS) představuje u těchto modelů prvek, jímž se dá ladit frekvence oscilátoru. B tedy představuje proudový přenos konvektoru CCII-. Ladění se zde bude provádět tak, že zesílení $GAIN$ prvku F1 se nastaví na hodnotu -1 a rezistor B

bude pak měněn, obdobně jako *GAIN* v kap. 5.2.1., v rozmezí $B = \langle 0 \div 2 \rangle \Omega$ ($B = 1 \Omega$ odpovídá přenosu 1).

Protože proudové vstupy konvektorů zahrnují parazitní sériové odpory R_{x1} a R_{x2} , je třeba hodnoty rezistorů R_1 a R_2 snížit o tyto hodnoty tak, aby ve výsledku odpory do proudových vstupů X byly rovny vypočteným hodnotám $1 \text{ k}\Omega$.

Na Obr. 5.8 jsou oscilace obvodu z Obr. 5.7 opět pro 3 různá zesílení *GAIN*.



Obr. 5.8: Výstupní oscilace oscilátoru A úrovně 2 pro 3 hodnoty B .

Průběhům na obrázku lze rozumět obdobně jako v předchozím případě. Amplituda se zvyšujícím se kmitočtem roste a rozsah přeladění i velikosti amplitud pro příslušná B lze vyčíst z údajů pod průběhy, kde 1. řádek znamená opět frekvenci a 2. řádek amplitudu. Sloupec č. 1 pak přísluší zelenému průběhu ($B = 0,1 \Omega$), sloupec č.2 červenému ($B = 1 \Omega$) a sloupec č.3 modrému ($B = 2 \Omega$). Ladění frekvence by i zde bylo možné provádět také ve větším rozsahu, ale je třeba se opět držet rozmezí použitelnosti řídicího napětí u EL2082.

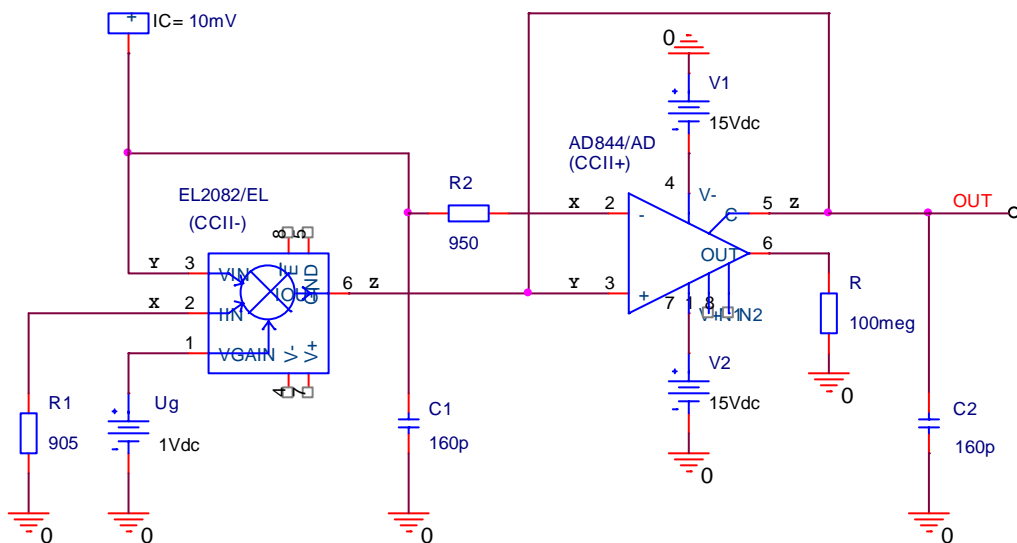
I když je teoreticky požadována podmínka oscilací $C_1 = C_2$ nedojde při této rovnosti k rozkmitání oscilátoru. Kmity budou rychle tlumeny, až zaniknou. Proto jak pro simulaci, tak i v praxi je třeba oscilační podmínku mírně nesplnit ($C_1 \neq C_2$). Tedy je třeba nepatrně změnit hodnotu jednoho z kondenzátorů (v tomto případě buď C_1 zvýšit, nebo C_2 snížit) na takovou hodnotu, aby nastalo spolehlivé nasazení kmitů a pokud možno za co nejkratší dobu. Změna byla experimentálně zvolena $C_2 = 140 \text{ pF}$.

Nevýhodou rezistivních modelů je to, že jakmile se překročí hranice oscilační podmínky tak, že oscilace přestanou být tlumeny a začínají narůstat - toto narůstání se neustálí a amplituda se zvyšuje až do nekonečna (PSpice povolí max. řádově gigavolty, pak hlásí chybu). Nekonečné narůstání by šlo regulovat vhodnou změnou hodnot rezistorů R_1 nebo R_2 , ale jak ukazuje vztah (31) tím by se současně měnil i kmitočet, což je nežádoucí. Ve své podstatě z tohoto vztahu je vidět, že se frekvence rozladí změnou jakéhokoliv prvku R nebo C . U tohoto navrženého oscilátoru tedy odpadá možnost stabilizace amplitudy bez toho, aniž by to mělo vliv na změnu kmitočtu (bude ještě zmíněno v kap. 5.2.3).

5.2.3 Simulace s makromodely konvektorů

Pro následující simulaci, jsou použity makromodely konvektorů CCII+ a CCII-, které jsou dostupné přímo v knihovně PSpice jako prvky AD844/AD a EL2082/EL. Tyto

makromodely by již měly mít, v rámci možností, vlastnosti skutečných součástek. Schéma zapojení je na Obr. 5.9.



Obr. 5.9: Schéma zapojení oscilátoru A v PSpice – úroveň 3.

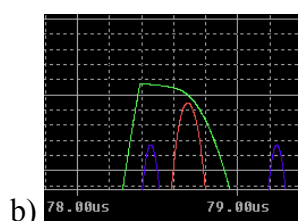
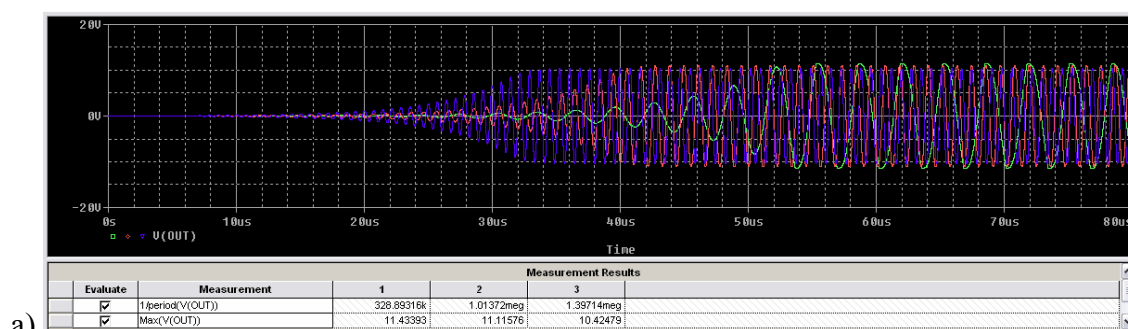
Makromodel AD844/AD má celkem 8 vývodů (pinů). Pin 2 představuje proudovou svorku X , pin 3 napětovou svorku Y , pin 6 výstupní svorku Z (pro simulaci však bude použit výstup pinu 5, pin 6 se ošetří vůči zemi vysokohohmovým rezistorem), pin 4 a 7 představuje svorky pro napájecí napětí součástky. Zbylé piny 1 a 8 nejsou podstatné a mohou zůstat nezapojené.

Makromodel EL2082/EL má také 8 vývodů. Obdobně pin 2 představuje proudovou svorku X , pin 3 napětovou svorku Y , pin 6 výstupní svorku Z , pin 4 a 7 svorky pro napájecí napětí součástky. Piny 5 a 8 není třeba zapojovat a ani tak není třeba připojovat napájení na příslušné piny – připojení/nepřipojení těchto pinů rovněž nemá na simulaci vliv. Posledním vývodem je pin 1, což je vstupní řídicí svorka $VGAIN$. Je to svorka, která je určena právě pro elektronické přeladování obvodu. Přivedením určitého napětí lze řídit frekvenci oscilací. Podle katalogového listu lze toto řídicí napětí (U_G) přivádět v rozsahu $U_G = \langle -1 \div +7 \rangle$ V. Použitelné je ale pouze v rozsahu $U_G = \langle 0 \div +2 \rangle$ V (viz kap. 5.2.1). $U_G = 1$ V odpovídá přenosu 1.

Ladění obvodu je prováděno přiváděním stejnosměrného napětí U_G v rozmezí $\langle 0 \div +2 \rangle$ V na vstup $VGAIN$ konveje EL2082/EL. Na Obr. 5.10 jsou oscilace obvodu z Obr. 5.9.

Rozsah přeladění i velikosti amplitud pro příslušná U_G jsou vidět opět v údajích pod průběhy. 1. řádek znamená opět frekvenci a 2. řádek amplitudu. Sloupec č. 1 přísluší zelenému průběhu ($U_G = 0,1$ V), sloupec č.2 červenému ($U_G = 1$ V) a sloupec č.3 modrému ($U_G = 2$ V). Při použití makromodelů s napájením vidíme, že amplituda se zvyšujícím se kmitočtem roste, ale po určité době se ustálí pro každé U_G na jiné hodnotě, ale vše je přibližně kolem hodnoty 11 V. Toto je dáno napájením makromodelů (resp. pouze napájením AD844). Amplituda je pak tímto napájením limitována.

Nasazení kmitů bylo docíleno snížením kondenzátoru C_2 přibližně o 10 pF vůči původní hodnotě 160 pF. Pro spolehlivé nasazení kmitů byl tento kondenzátor snížen na hodnotu 145 pF. Problémy zde nastaly při překročení napětí 11V (tj. pro $U_G = 0,1$ V). Dochází tak ke zkreslení amplitudy (zelený průběh – zvětšená část kladné půlperrody v okolí 80 μ s, viz Obr. 5.10b). To lze ošetřit změnou rezistorů R_1 nebo R_2 , což by mělo za následek snížení amplitudy pod kritickou hodnotu 11 V a kmitů by přestaly být zkreslené. To však opět za cenu změny kmitočtu.



Obr. 5.10: a) Výstupní oscilace oscilátoru A úrovně 3 pro 3 hodnoty U_G ; b) zvětšená oblast zkreslené amplitudy.

5.3 Analýza v PSpice

V následujících dvou kapitolách bude provedena citlivostní a toleranční analýza prvního navrženého oscilátoru. Obě analýzy nejsou prováděny pro úroveň 2, jak by se dalo očekávat a předpokládat, ale jsou prováděny pro úroveň 3. Nebudeme totiž zkoumat citlivosti ani tolerance komerčně vyráběných proudových konvektorů AD844 a EL2082, nýbrž citlivosti a tolerance pracovních pasivních součástek podílejících se na funkčnosti obvodu. Jedná se o rezistory a kondenzátory, které jsou součástí charakteristické rovnice příslušející danému obvodu. Důvod, proč není ani jedna z analýz prováděna i pro AD844 a EL2082 je ten, že jejich vlastnosti jsou dané výrobou a návrhář je nemůže ovlivnit, kdežto volbu pasivních prvků ano. Vždy se totiž snadněji „šáhne“ pro jiný rezistor nebo kondenzátor než pro hůře dostupnější AD844 či EL2082. Zkoumaným parametrem bude oscilační kmitočet f_0 . Toleranční rozsah součástek je obvykle volen podle výrobce, tedy nejčastěji podle výrobních řad E12, E24, E48 nebo E96. Pro jednotlivé řady jsou definovány tolerance 10 %, 5 %, 2 %, 1 %. Zde bude uvažováno, že součástky jsou z řady E24, tedy že všechny R a C mají toleranci 5 %.

5.3.1 Citlivostní analýza

Oscilátory jsou obvody velmi citlivé i na malé změny hodnot součástek. Každá součástka má výrobcem garantovanou určitou toleranci své hodnoty. Vliv tolerance hodnot použitých součástek má poměrně značný vliv na amplitudu, tvar a frekvenci oscilací. Vliv jednotlivých prvků obvodu pak lze posoudit citlivostní analýzou [4].

Nejpoužívanější je jednoparametrová relativní (normalizovaná) citlivost [4]

$$S_{r,x}^{f_0} = \frac{\partial f_0}{\partial x} \cdot \frac{x}{f_0} = S_{a,x}^{f_0} \cdot \frac{x}{f_0}, \quad [\%/ \%] \equiv [-] \quad (32)$$

kde

$$S_{a,x}^{f_0} = \frac{\partial f_0}{\partial x}, \quad [\text{Hz}/\Omega], [\text{Hz}/\text{F}] \quad (33)$$

je první derivace vztahu (31) podle zvoleného parametru x (parametrem x může být B_1 , R_1 , R_2 , C_1 nebo C_2) a značí jednoparametrovou absolutní citlivost.

Relativní citlivost je bezrozměrná veličina, neboli procento na procento. Slovně ji lze popsat takto: procentuální změna hodnoty součástky znamená půlprocentní změnu hodnoty kmitočtu f_0 (o + nebo - 0,5 %). Absolutní citlivost je veličina rozměru hertz na jednotkovou změnu hodnoty součástky. Slovně ji lze popsat následovně: číselná změna hodnoty součástky znamená číselnou změnu hodnoty kmitočtu f_0 (o + nebo - Δf_0).

Relativní citlivost lze pro jednotlivé parametry vyjádřit číselně (pro výpočty derivací se může použít např. program Matlab):

$$\begin{aligned} S_{r,R1}^{f_0} &= \frac{\partial f_0}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{f_0} = -0,5 \\ S_{r,R2}^{f_0} &= \frac{\partial f_0}{\partial R_2} \cdot \frac{R_2}{f_0} = -0,5 \\ S_{r,C1}^{f_0} &= \frac{\partial f_0}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{f_0} = -0,5 \\ S_{r,C2}^{f_0} &= \frac{\partial f_0}{\partial C_2} \cdot \frac{C_2}{f_0} = -0,5 \end{aligned}$$

Mnohdy používané jsou také víceparametrová relativní citlivost [4]

$$MS_{r,x}^{f_0} = \sum_{i=1}^n S_{r,x_i}^{f_0} \quad (34)$$

a víceparametrová absolutní citlivost [4]

$$WS_{a,x}^{f_0} = \sum_{i=1}^n S_{a,x_i}^{f_0} \quad (35)$$

Existuje ještě tzv. semirelativní citlivost (nenormalizovaná), kterou používá program PSpice. Tato citlivost je dána vztahem

$$S_{sr,x}^{f_0} = \frac{\partial f_0}{\partial x} \cdot \frac{x}{100} \quad [\text{Hz}/\%] \quad (36)$$

Veličina této citlivosti má rozměr hertz na procento a slovně ji vyložit takto: procentuální změna hodnoty součástky znamená číselnou změnu hodnoty kmitočtu f_0 (+ nebo $-\Delta f_0$).

Přepočítání mezi relativní a semirelativní citlivostí je vyjádřeno jako

$$S_{r,x}^{f_0} = S_{sr,x}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} \quad [-] \quad (37)$$

Na následujícím obrázku je výsledek citlivostní analýzy pro oscilátor A.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
C2	VALUE	145p	143.5500p	146.4500p	189.2852k	99
C1	VALUE	160p	161.6000p	158.4000p	-88.5642k	46
R1	VALUE	905	914.0500	895.9500	-2.4931k	1
R2	VALUE	950	940.5000	959.5000	1.7281k	< MIN >

Specifications						
On/Off	Profile	Measurement	Original	Min	Max	
<input checked="" type="checkbox"/>	02_1_cit_tol.sim	fperiod(V(OUT))	919.0045k	878.3998k	1.0159meg	

Obr. 5.11: Výsledek citlivostní analýzy pro oscilátor A třetí úrovně.

Citlivost je provedena pro řídicí napětí $U_G = 1 \text{ V}$ a tolerance pro všechny prvky je nastavena na 1 %. Ostatní nastavení zůstávají stejná jako v kap. 5.2.3. Při vyšším nastavení tolerance (jak uvádí [28]) by výpočet v PSpice byl zkreslený. Citlivosti vypočtené programem jsou tedy pouze pro tuto toleranci 1 %, a protože se ve skutečnosti uvažuje tolerance prvků 5 %, je třeba příslušné citlivosti přepočítat ručně na těchto 5 %.

Nejprve přepočteme semirelativní citlivosti (Rel Sensitivity) na relativní podle vztahu (37):

$$S_{r,C2(1\%)}^{f_0} = S_{sr,C2(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = 189,2852 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{919,0045 \cdot 10^3} = 20,6$$

$$S_{r,C1(1\%)}^{f_0} = S_{sr,C1(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -88,5642 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{919,0045 \cdot 10^3} = -9,64$$

$$S_{r,R1(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R1(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -2,4931 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{919,0045 \cdot 10^3} = -0,27$$

$$S_{r,R2(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R2(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = 1,7281 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{919,0045 \cdot 10^3} = 0,19$$

Vypočtené hodnoty násobíme hodnotou 5:

$$S_{r,C2(5\%)}^{f_0} = S_{r,C2(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = 20,6 \cdot 5 = 103$$

$$S_{r,C1(5\%)}^{f_0} = S_{r,C1(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -9,64 \cdot 5 = -48,2$$

$$S_{r,R1(5\%)}^{f_0} = S_{r,R1(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -0,27 \cdot 5 = -1,35$$

$$S_{r,R2(5\%)}^{f_0} = S_{r,R2(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = 0,19 \cdot 5 = 0,95$$

Relativní citlivost (1 %) na všechny parametry R a C je:

$$\begin{aligned} MS_{r,R1(1\%),R2(1\%),C1(1\%),C2(1\%)}^{f_0} &= S_{r,C2(1\%)}^{f_0} + S_{r,C1(1\%)}^{f_0} + S_{r,R1(1\%)}^{f_0} + S_{r,R2(1\%)}^{f_0} = \\ &= 20,6 - 9,64 - 0,27 + 0,19 = 10,88 \end{aligned}$$

Relativní citlivost (5 %) na všechny parametry R a C je:

$$\begin{aligned} MS_{r,R1(5\%),R2(5\%),C1(5\%),C2(5\%)}^{f_0} &= S_{r,C2(5\%)}^{f_0} + S_{r,C1(5\%)}^{f_0} + S_{r,R1(5\%)}^{f_0} + S_{r,R2(5\%)}^{f_0} = \\ &= 103 - 48,2 - 1,35 + 0,95 = 54,4 \end{aligned}$$

Vypočtená jednocentruální citlivost do hodnoty $\pm 0,5$ se dá pokládat za uspokojivou. Lze konstatovat, že na změnu kmitočtu se nejvíce projeví kondenzátor C_2 , méně pak C_1 . Dá se říci, že rezistory R_1 i R_2 mají minimální, až žádný vliv na kmitočet.

Celková citlivost kmitočtu na změnu všech prvků o 1% je

$$\begin{aligned} \pm \Delta f_{0,(1\%)} &= \frac{f_0}{100} \cdot MS_{r,R1(1\%),R2(1\%),C1(1\%),C2(1\%)}^{f_0} = \\ &= \frac{919,0045 \cdot 10^3}{100} \cdot 10,88 = 99,988 \text{ kHz} \end{aligned}$$

$$f_{0,\min,(1\%)} = f_0 - \Delta f_{0,(1\%)} = 919,0045 \cdot 10^3 - 99,988 \cdot 10^3 = 819,017 \text{ kHz}$$

$$f_{0,\max,(1\%)} = f_0 + \Delta f_{0,(1\%)} = 919,0045 \cdot 10^3 + 99,988 \cdot 10^3 = 1,019 \text{ MHz}$$

To přibližně odpovídá hodnotám vypočteným programem (Obr. 5.11 řádek se zelenou vlničkou).

Celková citlivost kmitočtu na změnu všech prvků o 5% je

$$\begin{aligned} \pm \Delta f_{0,(5\%)} &= \frac{f_0}{100} \cdot MS_{r,R1(5\%),R2(5\%),C1(5\%),C2(5\%)}^{f_0} = \\ &= \frac{919,0045 \cdot 10^3}{100} \cdot 54,4 = 499,939 \text{ kHz} \end{aligned}$$

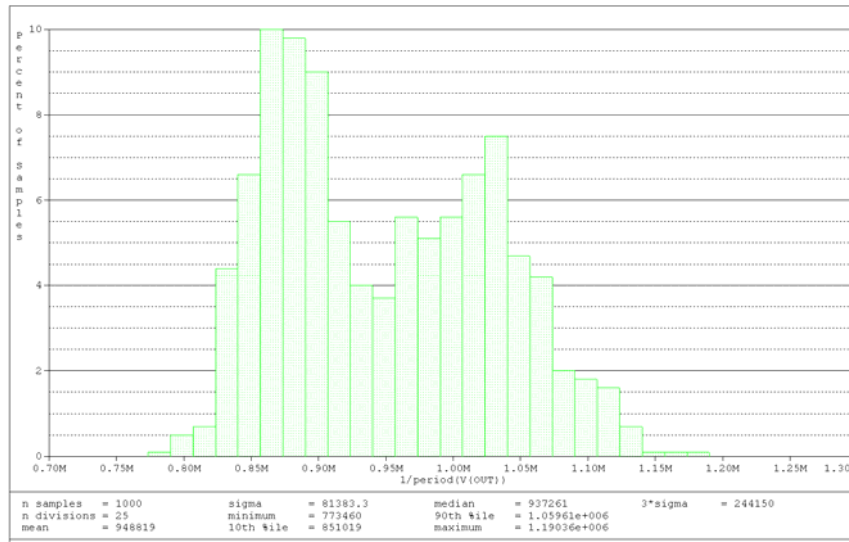
$$f_{0,\min,(5\%)} = f_0 - \Delta f_{0,(5\%)} = 919,0045 \cdot 10^3 - 499,939 \cdot 10^3 = 419,066 \text{ kHz}$$

$$f_{0,\max,(5\%)} = f_0 + \Delta f_{0,(5\%)} = 919,0045 \cdot 10^3 + 499,939 \cdot 10^3 = 1,419 \text{ MHz}$$

5.3.2 Toleranční analýza

Toleranční analýzou se obecně rozumí počítačové experimenty, zda určitá charakteristika nevybočí ze zadaného pole [4]. Zde je tím rozuměno, jak moc bude oscilační frekvence závislá na změnách jednotlivých prvků R a C . Použito bude metody Monte Carlo. Tato metoda náhodně volí hodnoty součástí v předem definovaném

procentuálním tolerančním rozsahu. Pro každou takovou jednu náhodnou volbu vždy automaticky proběhne 1 simulace (tzv. 1 běh), pro kterou je zjištěná frekvence vynesena do histogramu. Tato analýza je vždy prováděna pro 1000 takových běhů (≈ 1000 kombinací součástek). Výsledkem je tedy histogram, zobrazen na Obr. 5.12.



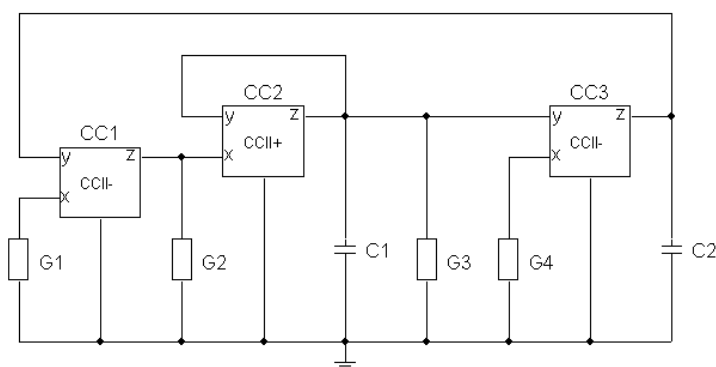
Obr. 5.12: Výsledek toleranční analýzy pro oscilátor A třetí úrovně.

Procentuální svislá osa histogramu říká, kolik procent kombinací součástek náleží určitému kmitočtovému intervalu na vodorovné ose. Z údajů pod histogramem nás bude zajímat především rozptyl σ a 3σ , který značí jak moc se frekvence odchýlí od své střední hodnoty. Při střední hodnotě frekvence f_0 cca 950 kHz je rozptyl $\sigma = 81$ kHz, což činí cca 40 kHz na každou stranu a rozptyl $3\sigma = 244$ kHz, což činí cca 122 kHz na každou stranu. Z histogramu se dá vyčíst, že oscilace na navržené frekvenci jsou velice citlivé na změny hodnot součástek. Stačí malá změna hodnot a oscilační kmitočty buď klesne do oblasti kolem 870 kHz nebo vzroste do oblasti kolem 1030 kHz, kde již tak citlivý není. Největší procento kombinace součástek leží právě v okolí 870 kHz a činí 10 %.

6 OSCILÁTOR B – KONKRÉTNÍ NÁVRH, SIMULACE, ANALÝZA

6.1 Konkrétní návrh

Postupem uvedeným v kap. 4 (neboli analogickým postupem jako v kap. 5.1) je navržen druhý oscilátor. Tentokrát se třemi proudovými konvejory: jeden je CCII+ a dva jsou CCII-. Jeho schéma je na Obr. 6.1.



Obr. 6.1: Schéma navrženého oscilátoru B (převzato z [29]).

Charakteristická rovnice obvodu bude mít tvar

$$D = p^2 C_1 C_2 + p C_2 (G_3 - G_2) + G_1 G_4 B_1 B_3, \quad (38)$$

kde B_1 a B_3 jsou obecné proudové přenosy konvektorů CC1 a CC3, kterými budou řízeny oscilace. Řízeny budou oba přenosy současně, protože podle vztahu (40) tak budou oscilace lineárně závislé na řídicím napětí, než kdyby byl řízen pouze jeden z přenosů. Obvod by tak bude přeladitelný v širším pásmu kmitočtů než předchozí navržený oscilátor A.

Pro podmínku oscilace platí

$$p C_2 (G_3 - G_2) = 0, \quad (39)$$

z níž vyplývá, že vodivosti G_2 a G_3 (resp. rezistory R_2 a R_3) musí být stejné. To je opět pouze teoretická podmínka.

Oscilační kmitočet pro tento obvod je

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_4 B_1 B_3}{C_1 C_2}} \quad \Rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{B_1 B_3}{R_1 R_4 C_1 C_2}}. \quad (40)$$

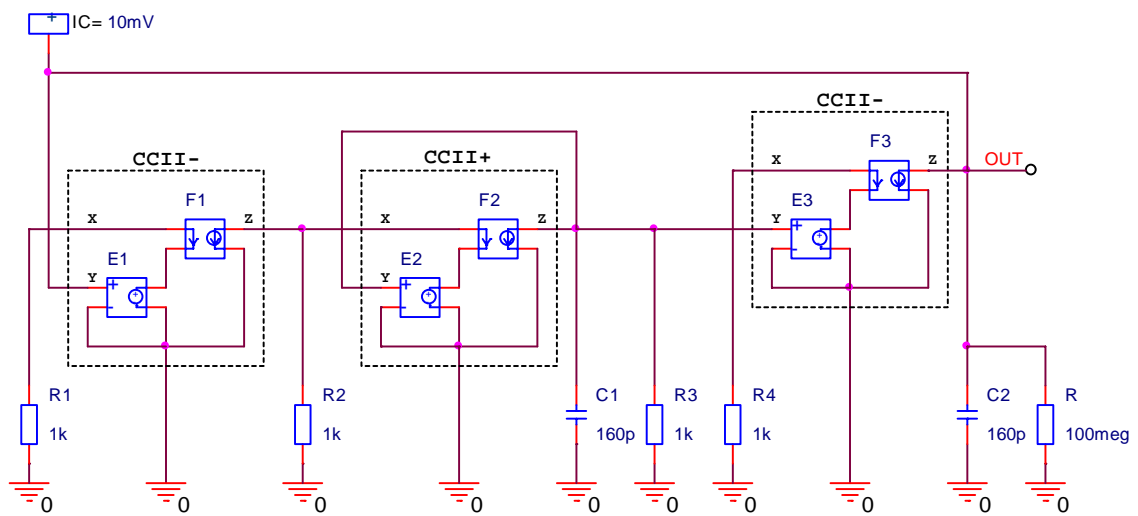
Zvolené hodnoty budou opět $R = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 160 \text{ pF}$ pro kmitočet $f_0 = 1 \text{ MHz}$.

Pohledem na charakteristickou rovnici (38) lze usoudit, že by zde bylo možné realizovat stabilizaci amplitudy výstupních kmitů. Stabilizace totiž bude možná řízením oscilační podmínky (39) jedním z rezistorů R_2 nebo R_3 aniž by se na základě jejich změny měnil i kmitočet. To je vidět ze vztahu (40), který právě neobsahuje ani jeden z těchto dvou rezistorů.

6.2 Simulace v PSpice

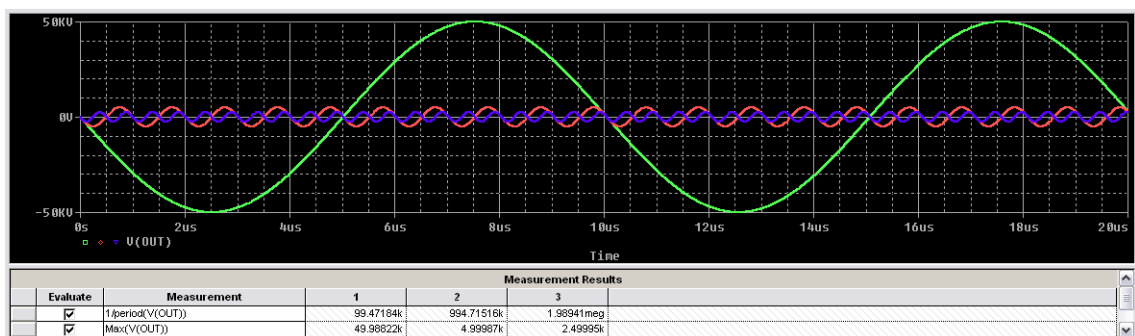
6.2.1 Simulace s ideálními modely konvektorů

Schéma pro model první úrovně je na Obr. 6.2. Pro simulaci v PSpice platí stejné podmínky jako u oscilátoru A.



Obr. 6.2: Schéma zapojení oscilátoru B v PSpice – úroveň 1.

Ladění obvodu se provádí tedy opět přímo změnou zesílení $GAIN$ prvků F1 a F3 zároveň. Na následujícím obrázku je opět ukázka pro 3 hodnoty $GAIN \in \{-0,1; -1; -2\}$.



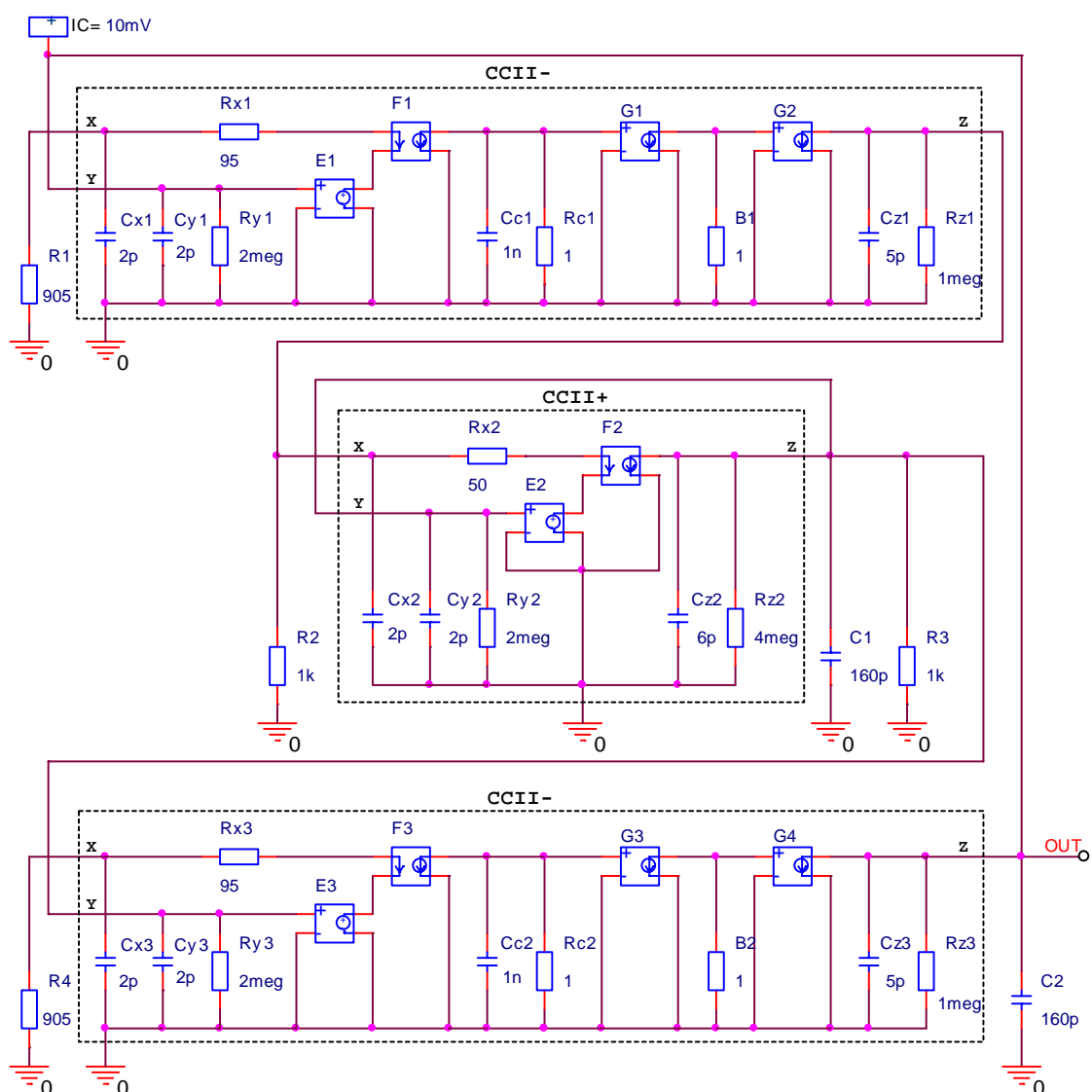
Obr. 6.3: Výstupní oscilace oscilátoru B úrovně 1 pro 3 hodnoty GAIN.

Zajímavé je, že i když se opět jedná o ideální modelování, tak při navržených hodnotách pasivních prvků obvod sice kmitá, ale řádově v jednotkách až desítkách kilovoltů. Nelze říci čím je to způsobeno, ale experimentálně bylo zjištěno, že vhodnou

změnou prvků, se kmity dají snížit až pod úroveň 200 V. Také se tu projevuje opačný jev, kdy amplituda s rostoucím kmitočtem klesá oproti oscilátoru A. I frekvenční rozsah přeladění je tu větší. Jak uvidíme později, vše je dáno tím, že u skutečného zapojení (s makromodely) se se zvyšujícím se řídicím napětím (zvyšování frekvence kmitů) kmitý nastávají rychleji, ale jejich ustálená amplituda se snižuje. A jelikož ideální modely vygenerují ideální průběh již přímo v ustáleném stavu kmitů, je tato simulace reálnější oproti oscilátoru A první úrovně, ovšem co se týče ustálení amplitud na konkrétních úrovních, v tom je na druhou stranu simulace reálnější právě u oscilátoru A první úrovně – zde jsou to zmíněné desítky kilovoltů, což je nereálné.

6.2.2 Simulace s rezistivními modely konvektorů

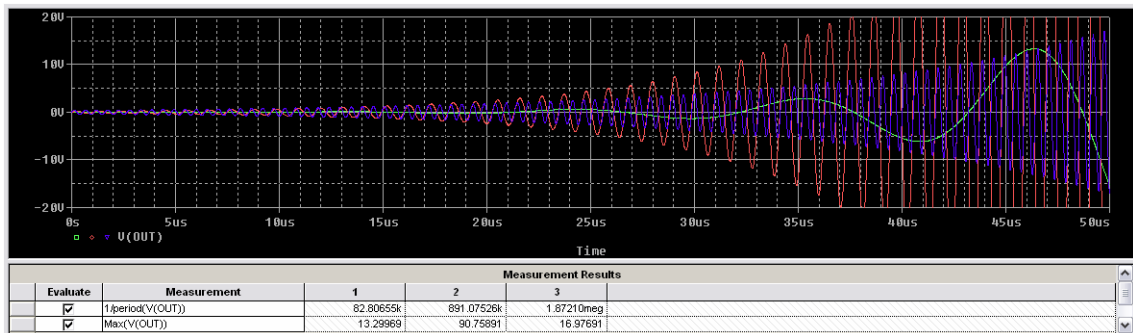
Rezistivní zapojení oscilátoru B je na Obr. 6.4.



Obr. 6.4 Schéma zapojení oscilátoru B v PSpice – úroveň 2.

U tohoto zapojení jsou oscilace řízeny současně řídicími rezistory B_1 a B_2 . Pro nasazení kmitů se musí opět volit $R_2 \neq R_3$, konkrétně byl vybrán R_3 , jehož hodnota byla

zvýšena na 1050Ω . Oscilace pro 3 hodnoty $B_1 = B_2 \in \{0,1; 1; 2\} \Omega$ mají potom průběhy jak ukazuje Obr. 6.5.

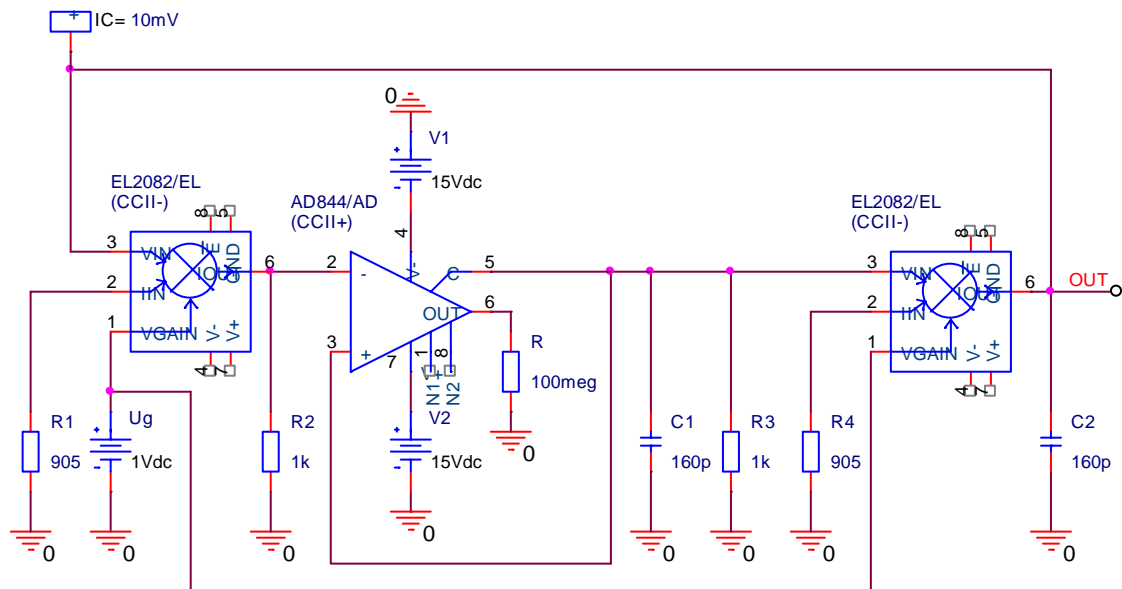


Obr. 6.5: Výstupní oscilace oscilátoru B úrovně 2 pro 3 hodnoty B.

Jakmile oscilace naběhnou, prudce vzrůstající až do nekonečna. Pro představu stačí ukázka průběhů do $50 \mu\text{s}$. Z obrázku se dá snadno vydedukovat, že i když v tomto případě nejrychleji kmity nabíhají pro jednotkový přenos, tak teoretického nekonečna dosáhne nejprve zelený průběh pro $B_1 = B_2 = 0,1 \Omega$. Rozsah přeladění je téměř stejný jako u úrovně 1.

6.2.3 Simulace s makromodely konvektorů

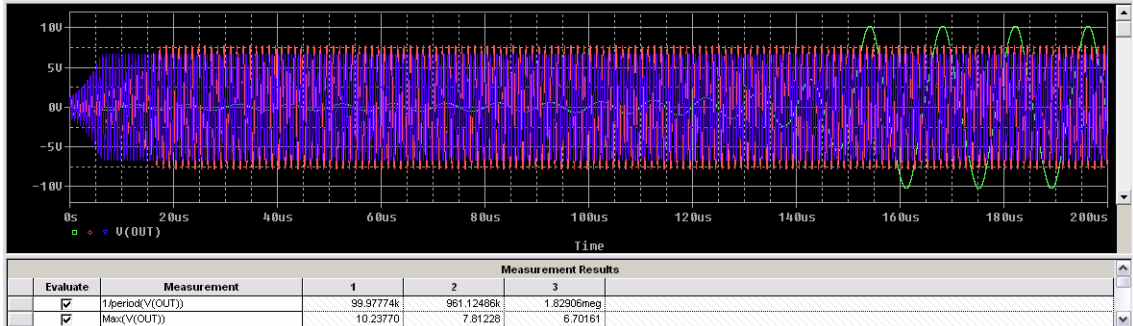
Navržený oscilátor B modelovaný makromodely je na Obr. 6.6.



Obr. 6.6: Schéma zapojení oscilátoru B v PSpice – úroveň 3.

Pro tento obvod jsou výstupní kmity na následujícím obrázku. Snížením např. R_3 tak, aby platilo $R_2 \neq R_3$ zajistíme tlumené kmity pro všechna tři U_G . Pak je R_3 postupně zvyšován, dokud nenastanou ustálené kmity v celém rozsahu $U_G \in \{0,1; 1; 2\} \text{ V}$. Optimální kmity pro všechny 3 hodnoty řídicího napětí budou při $R_3 = 1050 \Omega$.

U tohoto oscilátoru 3. úrovně dosahuje rozsah přeladění téměř dvojnásobku rozsahu oscilátoru A stejné úrovně. Rozsah je bezmála 2 MHz, což je celkem uspokojivý výsledek. Kmity zkraslené nejsou jak tomu je u oscilátoru A.



Obr. 6.7: Výstupní oscilace oscilátoru B úrovně 3 pro 3 hodnoty U_G .

6.3 Analýza v PSpice

6.3.1 Citlivostní analýza

Výsledek citlivostní analýzy pro tohoto obvodu je na následujícím obrázku.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
R3	VALUE	1050	1.0605k	1.0335k	-9.1846k	84
R2	VALUE	1000	990	1.0100k	7.8959k	72
C1	VALUE	160p	161.6000p	158.4000p	-4.6614k	42
C2	VALUE	160p	161.6000p	158.4000p	-3.2434k	29
R1	VALUE	905	914.0500	895.9500	-2.9550k	27
R4	VALUE	905	914.0500	895.9500	-1.7229k	15

Specifications						
On/Off	Profile	Measurement	Original	Min	Max	
<input checked="" type="checkbox"/>	05_fig4_cit_tol.sim	1:period(V(OUT))	807.6835k	778.6761k	838.2968k	

Obr. 6.8: Výsledek citlivostní analýzy pro oscilátor B třetí úrovně.

Citlivost je opět provedena pro řídicí napětí $U_G = 1$ V. Tolerance prvků jsou nastaveny na 1 % a nastavení hodnot součástek je stejné jako v kap. 6.2.3.

Přepočít semirelativních citlivostí podle vztahu (37):

$$S_{r,R3(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R3(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -9,1846 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{807,6835 \cdot 10^3} = -1,14$$

$$S_{r,R2(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R2(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = 7,8959 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{807,6835 \cdot 10^3} = 0,98$$

$$S_{r,C1(1\%)}^{f_0} = S_{sr,C1(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -4,6614 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{807,6835 \cdot 10^3} = -0,58$$

$$S_{r,C2(1\%)}^{f_0} = S_{sr,C2(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -3,2434 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{807,6835 \cdot 10^3} = -0,4$$

$$S_{r,R1(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R1(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -2,955 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{807,6835 \cdot 10^3} = -0,37$$

$$S_{r,R4(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R4(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -1,7229 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{807,6835 \cdot 10^3} = -0,21$$

Vypočtené hodnoty násobeny hodnotou 5:

$$S_{r,R3(5\%)}^{f_0} = S_{r,R3(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -1,14 \cdot 5 = -5,7$$

$$S_{r,R2(5\%)}^{f_0} = S_{r,R2(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = 0,98 \cdot 5 = 4,9$$

$$S_{r,C1(5\%)}^{f_0} = S_{r,C1(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -0,58 \cdot 5 = -2,9$$

$$S_{r,C2(5\%)}^{f_0} = S_{r,C2(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -0,4 \cdot 5 = -2$$

$$S_{r,R1(5\%)}^{f_0} = S_{r,R1(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -0,37 \cdot 5 = -1,85$$

$$S_{r,R4(5\%)}^{f_0} = S_{r,R4(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -0,21 \cdot 5 = -1,05$$

Relativní citlivost (1 %) na všechny parametry R a C :

$$\begin{aligned} MS_{r,R1(1\%),R2(1\%),R3(1\%),R4(1\%),C1(1\%),C2(1\%)}^{f_0} &= \\ &= S_{r,R3(1\%)}^{f_0} + S_{r,R2(1\%)}^{f_0} + S_{r,C1(1\%)}^{f_0} + S_{r,C2(1\%)}^{f_0} + S_{r,R1(1\%)}^{f_0} + S_{r,R4(1\%)}^{f_0} = \\ &= -1,14 + 0,98 - 0,58 - 0,4 - 0,37 - 0,21 = -1,72 \end{aligned}$$

Relativní citlivost (5 %) na všechny parametry R a C :

$$\begin{aligned} MS_{r,R1(5\%),R2(5\%),R3(5\%),R4(5\%),C1(5\%),C2(5\%)}^{f_0} &= \\ &= S_{r,R3(5\%)}^{f_0} + S_{r,R2(5\%)}^{f_0} + S_{r,C1(5\%)}^{f_0} + S_{r,C2(5\%)}^{f_0} + S_{r,R1(5\%)}^{f_0} + S_{r,R4(5\%)}^{f_0} = \\ &= -5,7 + 4,9 - 2,9 - 2 - 1,85 - 1,05 = -8,6 \end{aligned}$$

Co se týče vypočtené jednocenturní citlivosti, tak za prvky, které budou mít minimální vliv na obvod, mohou být pokládány C_2 , R_1 a R_4 . Naopak zásadní vliv pak budou mít prvky R_3 , R_2 a C_1 , nejvíce však R_3 .

Celková citlivost kmitočtu na změnu všech prvků o 1% je

$$\begin{aligned} \pm \Delta f_{0,(1\%)} &= \frac{f_0}{100} \cdot MS_{r,R1(1\%),R2(1\%),R3(1\%),R4(1\%),C1(1\%),C2(1\%)}^{f_0} = \\ &= \frac{807,6835 \cdot 10^3}{100} \cdot |-1,72| = 13,892 \text{ kHz} \end{aligned}$$

$$f_{0,\min,(1\%)} = f_0 - \Delta f_{0,(1\%)} = 807,6835 \cdot 10^3 - 13,892 \cdot 10^3 = 793,792 \text{ kHz}$$

$$f_{0,\max,(1\%)} = f_0 + \Delta f_{0,(1\%)} = 807,6835 \cdot 10^3 + 13,892 \cdot 10^3 = 821,576 \text{ kHz}$$

To přibližně opět odpovídá hodnotám vypočteným programem (Obr. 6.8 řádek se zelenou vlaječkou).

Celková citlivost kmitočtu na změnu všech prvků o 5% je

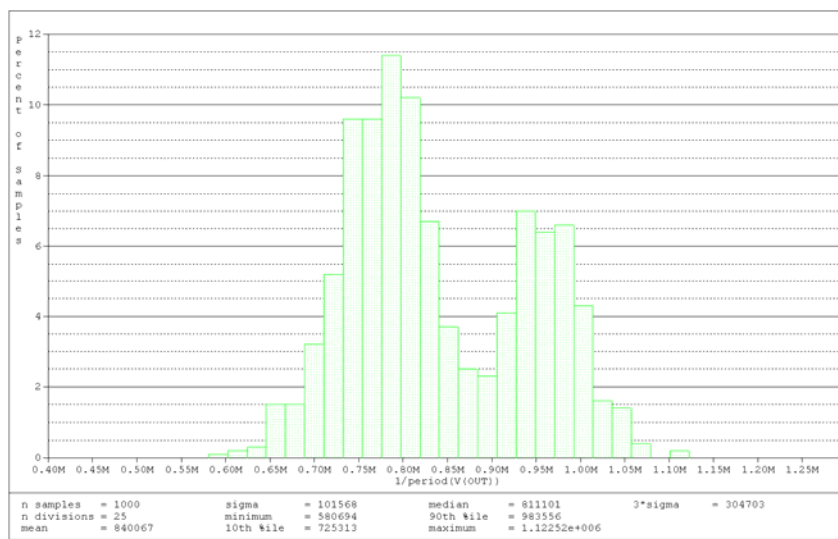
$$\begin{aligned} \pm \Delta f_{0,(5\%)} &= \frac{f_0}{100} \cdot MS_{r, R1(5\%), R2(5\%), R3(5\%), R4(5\%), C1(5\%), C2(5\%)}^{f_0} = \\ &= \frac{807,6835 \cdot 10^3}{100} \cdot |-8,6| = 69,461 \text{ kHz} \end{aligned}$$

$$f_{0,\min,(5\%)} = f_0 - \Delta f_{0,(5\%)} = 807,6835 \cdot 10^3 - 69,461 \cdot 10^3 = 738,223 \text{ kHz}$$

$$f_{0,\max,(5\%)} = f_0 + \Delta f_{0,(5\%)} = 807,6835 \cdot 10^3 + 69,461 \cdot 10^3 = 877,145 \text{ kHz}$$

6.3.2 Toleranční analýza

Výsledný histogram toleranční analýzy pro 1000 běhů je na Obr. 6.9.



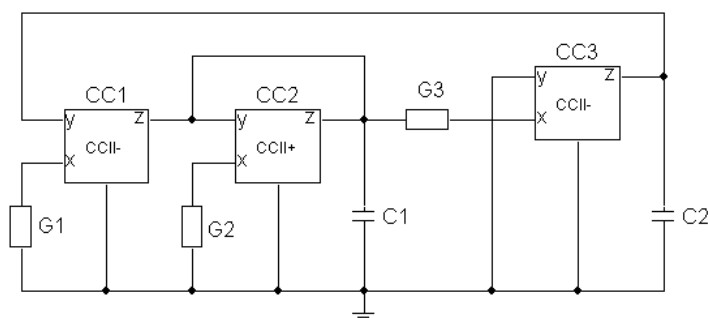
Obr. 6.9: Výsledek toleranční analýzy pro oscilátor B třetí úrovně.

Při střední hodnotě frekvence f_0 cca 840 kHz je rozptyl $\sigma = 102$ kHz, což činí cca 51 kHz na každou stranu a rozptyl $3\sigma = 304$ kHz, což činí cca 152 kHz na každou stranu. Při malé změně hodnot součástek oscilační kmitočty klesne do oblasti kolem 750 kHz nebo vzroste do oblasti kolem 950 kHz, kde je opět méně citlivý než v oblasti kolem středního kmitočtu. Největší procento kombinace součástek leží v okolí 750 kHz a činí bezmála 12 %.

7 OSCILÁTOR C – KONKRÉTNÍ NÁVRH, SIMULACE, ANALÝZA

7.1 Konkrétní návrh

Schéma posledního navrženého oscilátoru se třemi CCII (postup je stále obdobný jako v předchozích dvou případech) je na Obr. 7.1.



Obr. 7.1: Schéma navrženého oscilátoru C (převzato z [29]).

Charakteristická rovnice obvodu má podobný tvar jako u oscilátoru B, tedy

$$D = p^2 C_1 C_2 + p C_2 (G_3 - G_2) + G_1 G_3 B_1 B_3, \quad (41)$$

přičemž řízení oscilací opět zajišťují proudové přenosy B_1 a B_3 prvního a třetího konveju. Oba přenosy budou znovu řízeny současně kvůli lineární závislosti kmitočtu na řídicím napětí a kvůli většímu pásmu přeladění.

Podmínka oscilace bude

$$p C_2 (G_3 - G_2) = 0, \quad (42)$$

kde znovu musí teoreticky platit G_2 a G_3 (resp. R_2 a R_3).

Oscilační kmitočet bude

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_3 B_1 B_3}{C_1 C_2}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{B_1 B_3}{R_1 R_3 C_1 C_2}}. \quad (43)$$

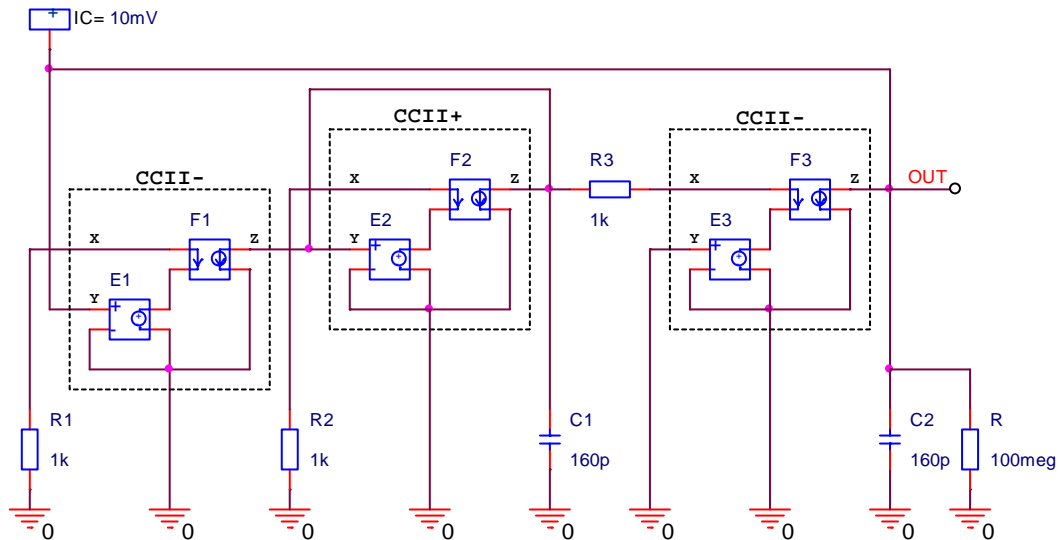
Hodnota R bude opět 1 k Ω a $C = 160$ pF pro kmitočet $f_0 = 1$ MHz.

Z charakteristické rovnice (41) a z kmitočtu (43) je patrné, že je možné znovu stabilizovat amplitudu výstupních kmitů. Tentokrát je to možné pouze rezistorem R_2 .

7.2 Simulace v PSpice

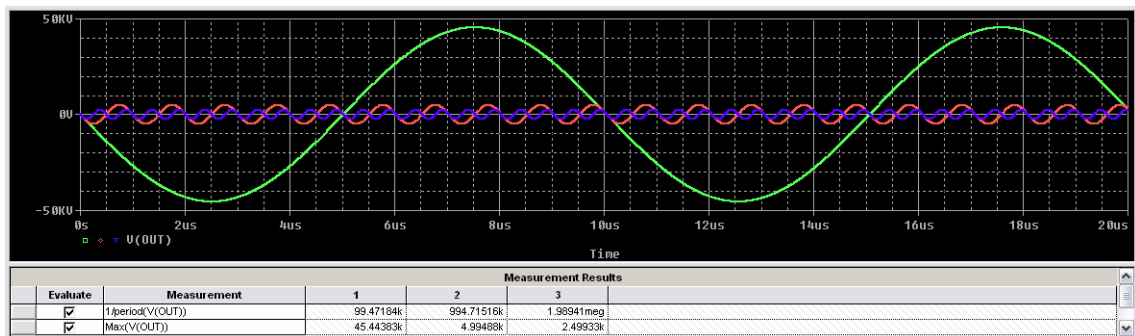
7.2.1 Simulace s ideálními modely konvektorů

Na následujícím obrázku je schéma zapojení pro oscilátor C první úrovně.



Obr. 7.2: Schéma zapojení oscilátoru C v PSpice – úroveň 1.

Obvod je laděn stejným způsobem jako oscilátor B.



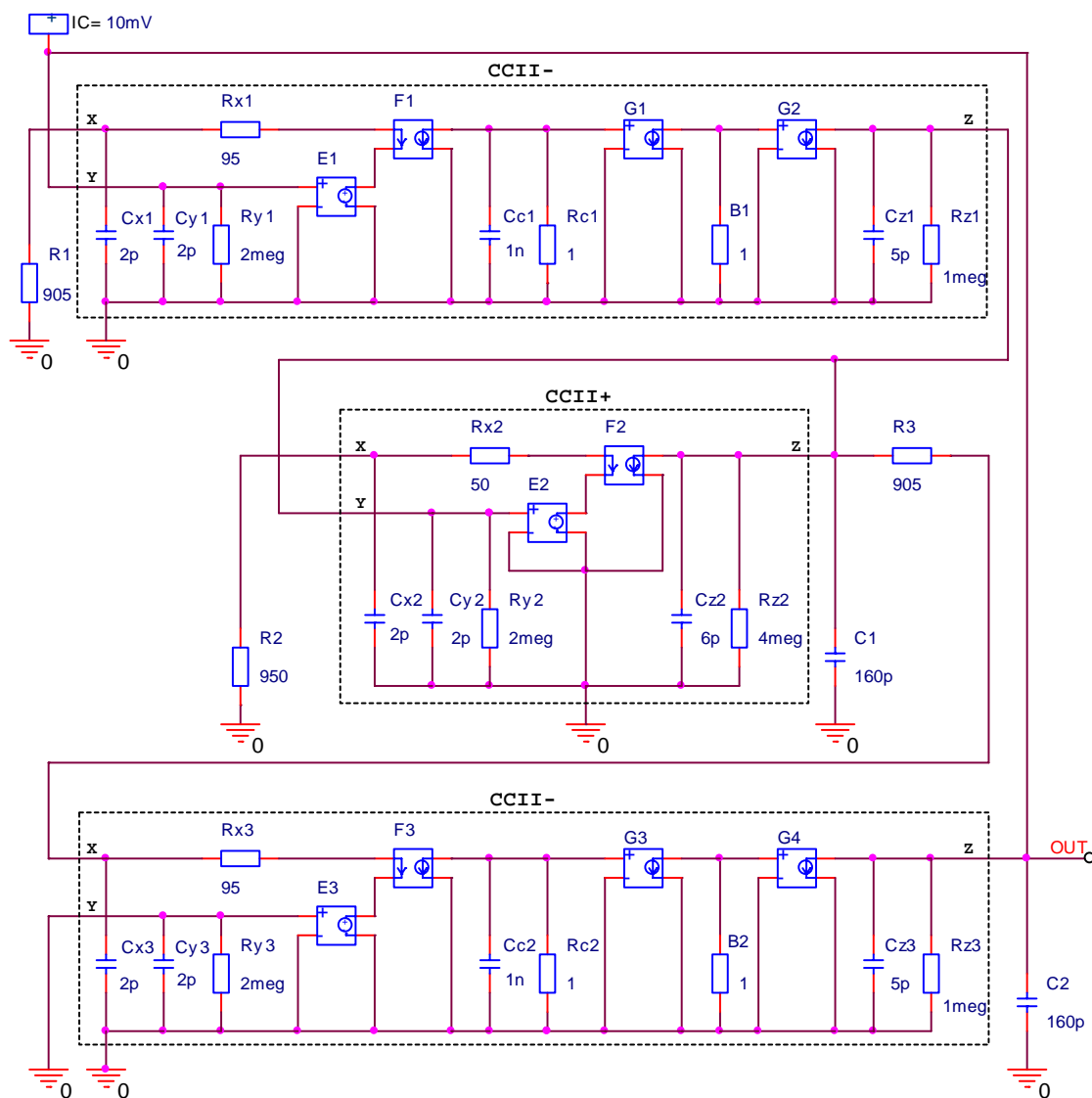
Obr. 7.3: Výstupní oscilace oscilátoru C úrovně 1 pro 3 hodnoty GAIN.

Jak je vidět z průběhu, tak oscilace ideálního modelu oscilátoru C jsou téměř naprosto shodné jako u předchozího oscilátoru stejné úrovně. A to jak v rozsahu přeladění, tak i v amplitudě kmitů pro všechna tři *GAIN*.

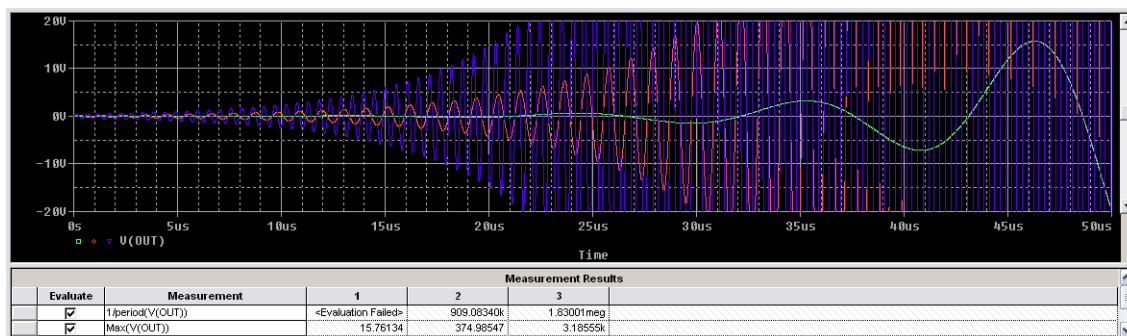
7.2.2 Simulace s rezistivními modely konvektorů

Na následujícím obrázku je rezistivní schéma zapojení navrženého oscilátoru C. Řízením současně rezistory B_1 a B_2 lze řídit znovu přenos, a tak i kmitů oscilátoru modelovaného úrovně 2. Pro snazší nasazení kmitů byla oscilační podmínka narušena snížením rezistoru R_2 . Průběhy kmitů jsou na Obr. 7.5. Nejrychlejší nasazení oscilací je pro přenos roven 2. A i když se dá znovu z předpokládat, že teoretického nekonečna

dosáhne dvojkový přenos, opak je pravdou, po určitém čase začnou kmity pro přenosy $B_1 = B_2 = 0,1 \Omega$ narůstat mnohem rychleji a teoret. nekonečna dosáhnou tyto kmity.



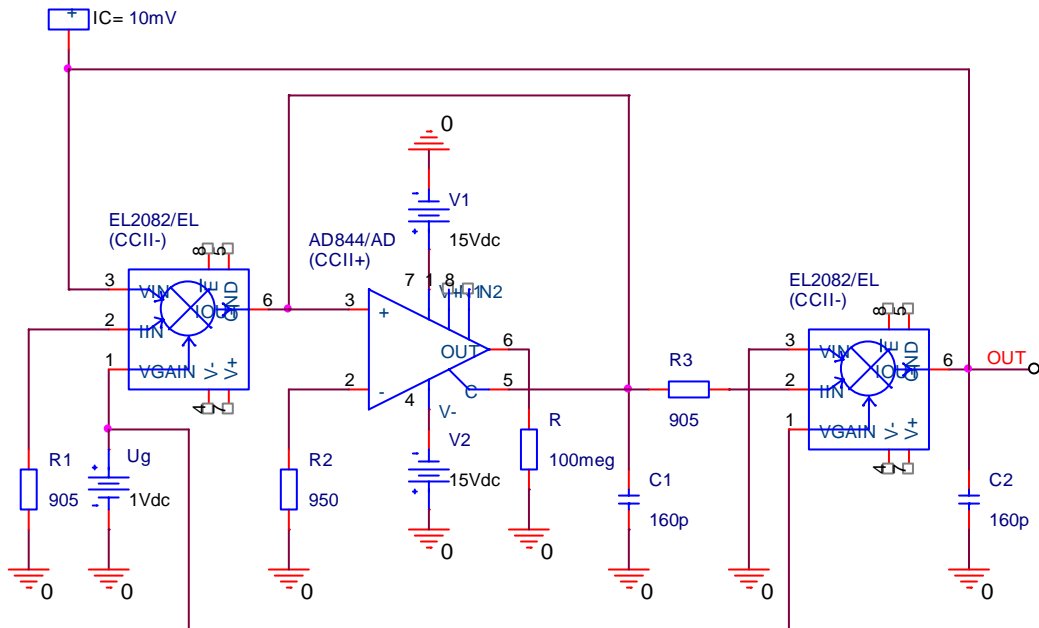
Obr. 7.4 Schéma zapojení oscilátoru C v PSpice – úroveň 2.



Obr. 7.5: Výstupní oscilace oscilátoru C úrovně 2 pro 3 hodnoty B.

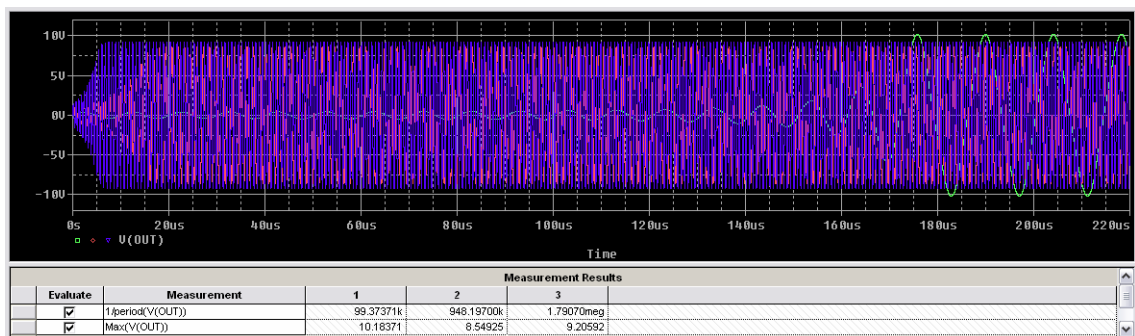
7.2.3 Simulace s makromodely konvektorů

Třetí modelování oscilátoru C úrovně 3 je na následujícím obrázku.



Obr. 7.6: Schéma zapojení oscilátoru C v PSpice – úroveň 3.

Protože u tohoto zapojení má na výstupní amplitudu vliv rezistor R_2 , pak jeho snížením na hodnotu alespoň 940Ω zajistíme spolehlivé nasazení kmitů. Nahlédneme-li do Obr. 7.7, tak ustálení kmitů je opět různé pro různé nastavení řídicího napětí. Oproti oscilátoru B, tady výslovně neplatí podmínka, že se zvyšováním řídicího napětí klesá ustálená úroveň amplitudy. Nicméně to však nebude hrát roli v případě, že amplituda bude stabilizována přidáním podobvodu zajišťujícího stabilizaci.



Obr. 7.7: Výstupní oscilace oscilátoru C úrovně 3 pro 3 hodnoty U_G .

Rozsah přeladění je podobný jako u předchozího oscilátoru a je také přibližně dvojnásobný než u oscilátoru A díky řízení obou CCII- zároveň. Ani zde nejsou kmity zkreslené jako u oscilátoru A.

7.3 Analýza v PSpice

7.3.1 Citlivostní analýza

Citlivostní analýza na pracovní pasivní prvky je na následujícím obrázku.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
R3	VALUE	905	914.0500	895.9500	-7.9100k	76
R2	VALUE	950	940.5000	959.5000	5.6525k	54
C1	VALUE	160p	161.6000p	158.4000p	-4.5965k	44
C2	VALUE	160p	161.6000p	158.4000p	-2.6068k	25
R1	VALUE	905	914.0500	895.9500	-2.3690k	23

Specifications						
On/Off	Profile	Measurement	Original	Min	Max	
<input checked="" type="checkbox"/>	05_fig5_cit_tol.sim	1/period(V(OUT))	768.2060k	745.6446k	792.1808k	

Obr. 7.8: Výsledek citlivostní analýzy pro oscilátor C třetí úrovně.

Přepočít semirelativních citlivostí podle vztahu (37):

$$S_{r,R3(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R3(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -7,91 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{768,206 \cdot 10^3} = -1,03$$

$$S_{r,R2(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R2(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = 5,6525 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{768,206 \cdot 10^3} = 0,74$$

$$S_{r,C1(1\%)}^{f_0} = S_{sr,C1(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -4,5965 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{768,206 \cdot 10^3} = -0,6$$

$$S_{r,C2(1\%)}^{f_0} = S_{sr,C2(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -2,6068 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{768,206 \cdot 10^3} = -0,34$$

$$S_{r,R1(1\%)}^{f_0} = S_{sr,R1(1\%)}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -2,369 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{768,206 \cdot 10^3} = -0,31$$

Vypočtené hodnoty násobeny hodnotou 5:

$$S_{r,R3(5\%)}^{f_0} = S_{r,R3(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -1,03 \cdot 5 = -5,15$$

$$S_{r,R2(5\%)}^{f_0} = S_{r,R2(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = 0,74 \cdot 5 = 3,68$$

$$S_{r,C1(5\%)}^{f_0} = S_{r,C1(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -0,6 \cdot 5 = -2,99$$

$$S_{r,C2(5\%)}^{f_0} = S_{r,C2(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -0,34 \cdot 5 = -1,7$$

$$S_{r,R1(5\%)}^{f_0} = S_{r,R1(1\%)}^{f_0} \cdot 5 = -0,31 \cdot 5 = -1,54$$

Relativní citlivost (1 %) na všechny parametry R a C:

$$\begin{aligned} MS_{r,R1(1\%),R2(1\%),R3(1\%),C1(1\%),C2(1\%)}^{f_0} &= \\ &= S_{r,R3(1\%)}^{f_0} + S_{r,R2(1\%)}^{f_0} + S_{r,C1(1\%)}^{f_0} + S_{r,C2(1\%)}^{f_0} + S_{r,R1(1\%)}^{f_0} = \\ &= -1,03 + 0,74 - 0,6 - 0,34 - 0,31 = -1,54 \end{aligned}$$

Relativní citlivost (5 %) na všechny parametry R a C:

$$\begin{aligned}
MS_{r,R1(5\%),R2(5\%),R3(5\%),C1(5\%),C2(5\%) }^{f_0} &= \\
&= S_{r,R3(5\%)}^{f_0} + S_{r,R2(5\%)}^{f_0} + S_{r,C1(5\%)}^{f_0} + S_{r,C2(5\%)}^{f_0} + S_{r,R1(5\%)}^{f_0} = \\
&= -5,15 + 3,68 - 2,99 - 1,7 - 1,54 = -7,7
\end{aligned}$$

Z Obr. 7.8 a z výpočtů lze vidět, že na změně kmitočtu se budou méně podílet prvky C2, R1 a více podílet prvky ostatní R3, R2, C1.

Celková citlivost kmitočtu na změnu všech prvků o 1% je

$$\begin{aligned}
\pm \Delta f_{0,(1\%)} &= \frac{f_0}{100} \cdot MS_{r,R1(1\%),R2(1\%),R3(1\%),C1(1\%),C2(1\%)}^{f_0} = \\
&= \frac{768,206 \cdot 10^3}{100} \cdot |-1,54| = 11,83 \text{ kHz}
\end{aligned}$$

$$f_{0,\min,(1\%)} = f_0 - \Delta f_{0,(1\%)} = 768,206 \cdot 10^3 - 11,83 \cdot 10^3 = 756,376 \text{ kHz}$$

$$f_{0,\max,(1\%)} = f_0 + \Delta f_{0,(1\%)} = 768,206 \cdot 10^3 + 11,83 \cdot 10^3 = 780,036 \text{ kHz}$$

Obdobné hodnoty opět vypočítal program.

Celková citlivost kmitočtu na změnu všech prvků o 5% je

$$\begin{aligned}
\pm \Delta f_{0,(5\%)} &= \frac{f_0}{100} \cdot MS_{r,R1(5\%),R2(5\%),R3(5\%),C1(5\%),C2(5\%)}^{f_0} = \\
&= \frac{768,206 \cdot 10^3}{100} \cdot |-7,7| = 59,152 \text{ kHz}
\end{aligned}$$

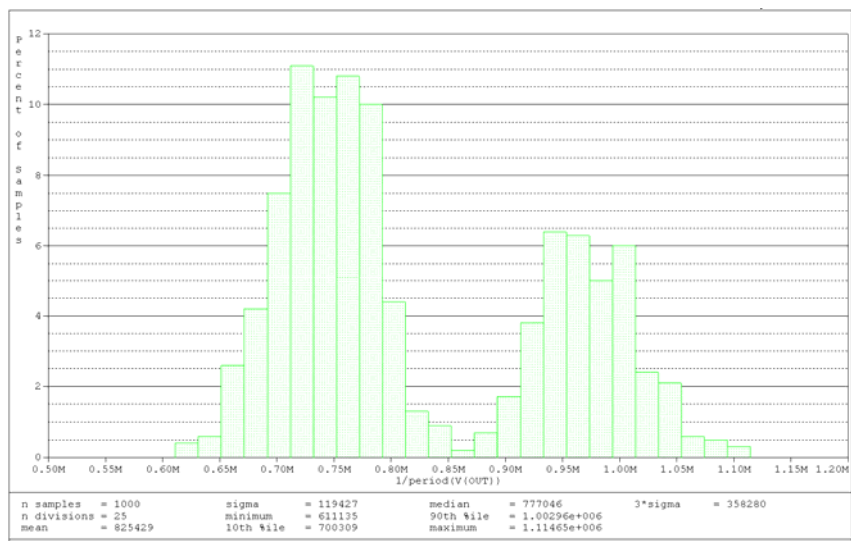
$$f_{0,\min,(5\%)} = f_0 - \Delta f_{0,(5\%)} = 768,206 \cdot 10^3 - 59,152 \cdot 10^3 = 709,054 \text{ kHz}$$

$$f_{0,\max,(5\%)} = f_0 + \Delta f_{0,(5\%)} = 768,206 \cdot 10^3 + 59,152 \cdot 10^3 = 827,358 \text{ kHz}$$

7.3.2 Toleranční analýza

Histogram toleranční analýzy Monte Carlo tisíce běhů pro oscilátor C úrovně 3 je na Obr. 7.9.

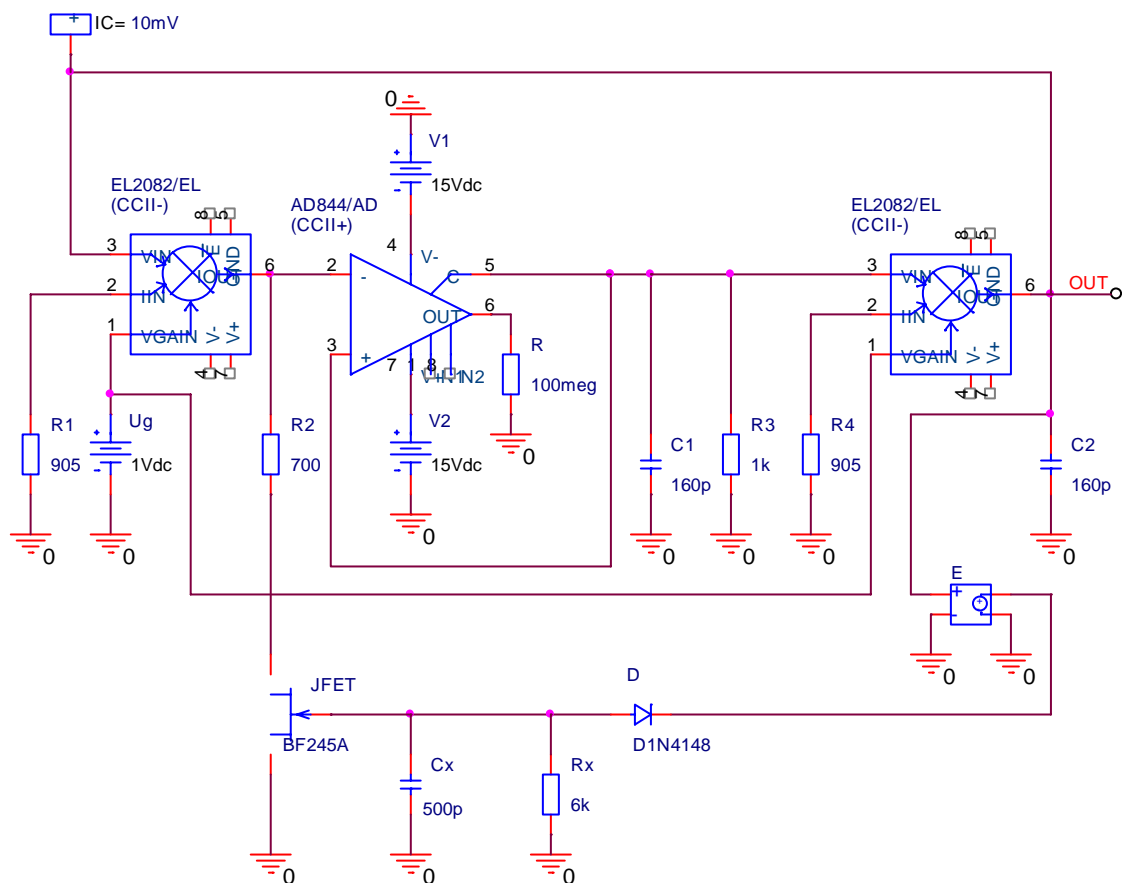
Pro střední hodnotu frekvence f_0 cca 825 kHz je rozptyl $\sigma = 120$ kHz, což činí cca 60 kHz na každou stranu a rozptyl $3\sigma = 358$ kHz, což činí cca 179 kHz na každou stranu. Při malé změně hodnot součástek oscilační kmitočty klesne do oblasti kolem 750 kHz nebo vzroste do oblasti kolem 960 kHz, kde je méně citlivý než v oblasti středního kmitočtu. Největší procento kombinace součástek leží v okolí 750 kHz a činí 11 %.



Obr. 7.9: Výsledek toleranční analýzy pro oscilátor C třetí úrovně.

8 OSCILÁTOR B – STABILIZACE AMPLITUDY

V této kapitole je řešen problém stability výstupních kmitů navržených oscilátorů. Pro demonstrační ukázkou byl ze dvou možných vybrán oscilátor B, který nabízí dvě možnosti stabilizace (rezistorem R_2 nebo R_3). K původnímu zapojení 3. úrovně je přidán podobvod, který stabilizaci zajišťuje. Na Obr. 8.1 je zapojení oscilátoru s podobvodem zajišťujícím stabilizaci.

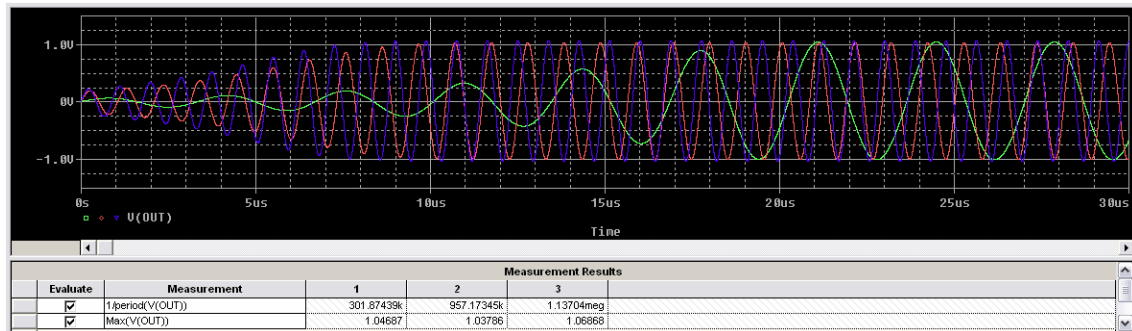


Obr. 8.1: Schéma zapojení oscilátoru B v PSpice třetí úrovně se stabilizačním podobvodem.

Princip podobvodu je následující. Výstupní signál se přivádí přes napěťový sledovač (v PSpice prvek E, v praxi vysokofrekvenční OZ např. BUF634, OPA633, NE5532) na polovodičovou diodu D, která jednocestně usměrní střídavé napětí na stejnosměrné. (Napěťový sledovač je třeba proto, aby podobvod neovlivňoval charakteristickou rovnici vlastního oscilátoru). Následuje kondenzátor pro vyhlazení usměrněného napětí a vybíjecí rezistor. Protože tranzistor JFET (BF245A) funguje jako napěťově řízený odpor, tak přiváděním kolísajícího napětí na jeho gain se mění jeho odpor mezi drain a source r_{DS} a tím se mění sériová kombinace tohoto odporu s rezistorem R_2 (díky vlastnímu odporu r_{DS} cca 200 Ω musí být R_2 minimálně o tuto hodnotu snižena). Tím se řídí oscilační podmínka. Pokud není splněna, tak se dorovná tak, aby platila. Tím jsou udržovány konstantní výstupní kmitů i amplituda oscilátoru.

Napětí musí být usměrněno do záporných hodnot protože uvedený JFET je s kanálem N, který potřebuje právě záporné napětí. Hodnoty C_x a R_x je třeba volit experimentálně, protože časová konstanta tohoto vyhlazovacího RC členu nesmí být příliš malá, ani příliš velká, aby se kondenzátor nevybíjel příliš rychle pro nízké frekvence a pomalu pro vysoké frekvence.

Na Obr. 8.2 je ukázka stabilizace kmitů provedená výše uvedeným postupem.



Obr. 8.2: Stabilizace amplitudy výstupních kmitů pro oscilátor B třetí úrovně.

Stabilizace však nepokrývá celý rozsah řídicího napětí $0,1 \div 2$ V, ale jen $0,2 \div 1,2$ V (v rozsahu pouze jednoho voltu). Shodou okolností mají stabilní kmitů také 1 V. Stabilně tedy lze oscilátor přeladovat v pásmu od 300 kHz do 1,13 MHz (v rozsahu 1 MHz). Dalo by se bezesporu použít přeladování až do 2 V řídicího napětí, ale zde už amplituda opět roste a je vyšší až o 200 mV. Záleží ovšem na návrháři jak moc bude náročný.

9 SHRNU TÍ VÝSLEDKŮ ANALÝZ A SIMULACÍ

V následujících tabulkách jsou shrnuty všechny výsledky z dílčích analýz pro jednodušší pohled na navržené oscilátory. V tabulkách nejsou přesné hodnoty, některé jsou zaokrouhleny, což pro hrubou orientaci v problému stačí. Komentáře k jednotlivým tabulkám jsou v závěru této práce.

Tab. 9.1: Výsledky simulací.

Simulace				
Oscilátor A				
		min.	centr.	max.
úroveň 1	přeladění	315 kHz	994 kHz	1,4 MHz
	amplituda	11 mV	20 mV	30 mV
úroveň 2	přeladění	308 kHz	981 kHz	1,5 MHz
	amplituda	<i>4,6 mV</i>	<i>8,8 mV</i>	<i>10,2 mV</i>
úroveň 3 $C_2: 160 \text{ pF} \rightarrow 145 \text{ pF}$	přeladění	328 kHz	1 MHz	1,4 MHz
	amplituda	11,4 mV	11,1 mV	10,4 mV
Oscilátor B				
		min.	centr.	max.
úroveň 1	přeladění	100 kHz	995 kHz	2 MHz
	amplituda	50 kV	5 kV	2,5 kV
úroveň 2	přeladění	83 kHz	891 kHz	1,9 MHz
	amplituda	<i>13 V</i>	<i>90 V</i>	<i>17 V</i>
úroveň 3 $R_3: 1000 \Omega \rightarrow 1050 \Omega$	přeladění	100 kHz	961 kHz	1,8 MHz
	amplituda	10,2 V	7,8 V	6,7 V
Oscilátor C				
		min.	centr.	max.
úroveň 1	přeladění	100 kHz	995 kHz	2 MHz
	amplituda	45 kV	5 kV	2,5 kV
úroveň 2	přeladění	-	909 kHz	1,8 MHz
	amplituda	<i>16 V</i>	<i>375 V</i>	<i>3,2 kV</i>
úroveň 3 $R_2: 950 \Omega \rightarrow 940 \Omega$	přeladění	100 kHz	948 kHz	1,8 MHz
	amplituda	10,2 V	8,5 V	9,2 V

Tab. 9.2: Výsledky citlivostních analýz.

Citlivostní analýza							
Oscilátor A							
	C_2	C_1	R_1	R_2	Σ		
$S_{r(1\%)}^{f_0}$	20,6	-9,64	-0,27	0,19	10,88		
$S_{r(5\%)}^{f_0}$	103	-48,2	-1,35	0,95	54,4		
	min.	centr.	max.	$\pm\Delta$			
$f_{0(1\%)}$	820 kHz	878 kHz	1,019 MHz	100 kHz			
$f_{0(5\%)}$	420 kHz		1,419 MHz	500 kHz			
Oscilátor B							
	R_3	R_2	C_1	C_2	R_1	R_4	Σ
$S_{r(1\%)}^{f_0}$	-1,14	0,98	-0,58	-0,4	-0,37	-0,21	-1,72
$S_{r(5\%)}^{f_0}$	-5,7	4,9	-2,9	-2	-1,85	-1,05	-8,6
	min.	centr.	max.	$\pm\Delta$			
$f_{0(1\%)}$	794 kHz	808 kHz	822 kHz	14 kHz			
$f_{0(5\%)}$	738 kHz		877 kHz	70 kHz			
Oscilátor C							
	R_3	R_2	C_1	C_2	R_1	Σ	
$S_{r(1\%)}^{f_0}$	-1,03	0,74	-0,6	-0,34	-0,31	-1,54	
$S_{r(5\%)}^{f_0}$	-5,15	3,68	-2,99	-1,7	-1,54	-7,7	
	min.	centr.	max.	$\pm\Delta$			
$f_{0(1\%)}$	756 kHz	768 kHz	780 kHz	12 kHz			
$f_{0(5\%)}$	709 kHz		827 kHz	59 kHz			

Tab. 9.3: Výsledky tolerančních analýz.

Toleranční analýza			
Oscilátor A			
	centr.	σ	3σ
$f_{0(5\%)}$	950 kHz	81 kHz	244 kHz
Oscilátor B			
	centr.	σ	3σ
$f_{0(5\%)}$	840 kHz	102 kHz	304 kHz
Oscilátor C			
	centr.	σ	3σ
$f_{0(5\%)}$	825 kHz	120 kHz	358 kHz

ZÁVĚR

Obvody pracující v CM nalézají stále širší uplatnění a to hlavně v aktivních filtrech pro oblast vyšších kmitočtů, protože klasické OZ jsou kmitočtově omezeny. V následujícím závěrečném textu je shrnut rozsah použití moderních bloků.

Předností obvodů CM je větší dynamika a možnost činnosti při velmi malých DC napájecích napětích.

TIOA (CFA) svými vlastnostmi taktéž předčily klasické napěťové OZ. Předně je to podstatně vyšší tranzitní kmitočet f_T (kolem 100 MHz) a větší hodnota přenosového parametru R_T (až $10^9 \Omega$). Šířka pásma se při změně zesílení A skoro nemění oproti OZ s VFA, u něhož se ze zesílením mění. Dále pak větší rychlost přeběhu, větší linearita pracovní charakteristiky a tím i dynamika, menší ztráty a malé ss. (nesymetrické) napájecí napětí (DC). Zásadní rozdíl je proudová ZV, chybový signál je proud. To vyžaduje specifický přístup k návrhu. CFA je nedokompenzovaný a stabilní jen v neinvertujících sítích s $K > 2$ až 10, v invertujících sítích se nepoužívá. Nedá se u něj použít plná záporná ZV.

TAOA (OTA) vnáší „programovatelnost“ do většiny konvenčních aplikací. Lze s nimi konstruovat násobiče, napětím řízené zesilovače, filtry a oscilátory. Díky své jednoduchosti pracují běžně do 2 MHz (bez zpětné vazby), rychlost přeběhu je typicky $S = 50 \text{ V}/\mu\text{s}$. Proudový výstup zjednodušuje impedanční přizpůsobení (např. kabelů), protože zátěž TAOA je současně i výstupní impedancí.

CC se používají také na vyšších kmitočtech. Reálné CC mají lepší kmitočtové vlastnosti než běžné OZ a jsou taktéž schopné pracovat ve vyšších kmitočtových pásmech. Protože mohou pracovat v proudovém módu, napěťovém, či smíšeném režimu, lze je s výhodou použít při návrhu ARC filtrů. V poslední době se objevily nové typy vícebranových CC, které dovolují širší využití a netradiční aplikace. Mezi nejvhodnější patří pětibranový CC s diferenčním napěťovým vstupem a vyváženým proudovým výstupem (DVCC). Dále je možná konstrukce velmi rychlých širokopásmových zesilovačů, univerzálních filtračních mnohobranů či transformačních prvků (gyrátory apod.).

Byly navrženy 3 harmonické oscilátory s proudovými konvejory druhé generace CCII. Navržení byla volena tak, aby bylo možné tyto oscilátory elektronicky přeladovat v řádu jednotek MHz. U každého oscilátoru byla v programu PSpice vždy provedena simulace výstupních oscilací pro tři modelové 3 úrovně (úroveň 1, úroveň 2 a úroveň 3). První úroveň modelovala ideální konvejory a ideální průběhy, tzn. nezkreslené a s okamžitým náběhem do své stabilní úrovně. Druhá modelová úroveň modelovala parazitní vlastnosti konvejořů. Při vhodně nastavené oscilační podmínce simulované kmity narůstaly vždy do nekonečna a nikdy se neustálili na konkrétní hodnotě. To však splňovaly modely 3. úrovně, kdy kmity naběhly vždy do určité napěťové úrovně a zde se ustálily. Nevýhodou však je, že ustálení nastane pro různá řídicí napětí na různých napěťových úrovních. To řeší podobvod zajišťující stabilizaci amplitudy. Simulace takové stabilizace je ukázána v kap. 8. Při simulacích výstupních kmitů byly zobrazovány průběhy vždy od počátku $t = 0 \text{ s}$, to proto, aby byly patrné náběhy oscilací při zvolených třech úrovních řízení (přenos $\in \{0,1; 1; 2\}$), a aby bylo zřejmé, jak se která z řídicích úrovní projevuje na výstupních kmitech. Pro nasazení oscilací bylo vždy

nutné mírně nesplnit oscilační podmínku (s výjimkou modelů 1. úrovně) o nejnižší hodnoty. V rámci možností tak rovněž byl nastaven i zvolený oscilační kmitočet 1 MHz pro jednotkový přenos (obvykle s odchylkou pouze několika desítek kHz) a bylo pozorováno jak se tento kmitočet změní na obě strany při změně řídicích úrovní ($GAIN$, B , U_G).

Citlivostní a toleranční analýzy pro navržené oscilátory byly zkoumány pouze pro zapojení s makromodely a pro řídicí napětí $U_G = 1$ V odpovídající jednotkovému přenosu. Pro analýzy by samozřejmě bylo analyzovat co nejdelší signál o dostatečném množství běhů. Toleranční analýza Monte Carlo je však v časové oblasti velmi výpočetně náročná, proto byl zvolen kompromis mezi počtem běhů a dobou analyzování signálu. Počet běhů byl zvolen 1000 pro časový interval až v době ustálených kmitů, tj. kolem 50 μ s a byl volen alespoň pro 10 period výstupního signálu. Pro tyto časové intervaly však PSpice v postprocesoru vypočítal vždy nižší frekvenci, než při simulacích průběhů od počátků $t = 0$ s. Nastavení na frekvenci 1 MHz by se dalo provést změnou některých součástek zahrnutých ve vztahu pro oscilační kmitočet. Hodnoty součástek však byly ponechány stejné jako u simulací. To však ničemu nevádí, protože i když např. v histogramech nejsou střední hodnoty frekvencí na 1 MHz, na výsledcích to nic nemění. Výsledky by byly ve své podstatě stejné, pouze frekvenčně posunuté.

Z tabulek Tab. 9.1, Tab. 9.2 a Tab. 9.3 lze udělat závěr k navrženým oscilátorům.

Co se týče simulace výstupních kmitů (řeč je pouze o třetích úrovních) a šířky pásma kmitočtového přeladění, tak jako nejvhodnějším oscilátorem se jeví oscilátor B i C. Oba mají shodné pásmo přeladění téměř dvojnásobné než oscilátor A.

Citlivostní analýza ukázala, že nejcitlivějším oscilátorem na změny hodnot pasivních součástek je oscilátor A, kdy pro 5 %-tní tolerance součástek se kmitočet změní až o 500 kHz na obě strany od středního kmitočtu. Nejméně citlivým se ukázal oscilátor C, jehož kmitočtová změna, pro stejné tolerance součástek, je jen 59 kHz na obě strany od stř. kmitočtu.

Výsledek toleranční analýzy naopak ukázal, že by nejvhodnějším obvodem mohl být oscilátor A díky nejmenšímu rozptylu frekvencí pro 5 %-tní tolerance součástek. Protože však u tohoto obvodu není možná stabilizace amplitudy, připadají v úvahu už jen zbylé dva oscilátory. Z nich menšího frekvenčního rozptylu dosahuje oscilátor B, který se tedy jeví jako nejvhodnější ze všech tří navržených oscilátorů, a proto u něho byla provedena i stabilizace amplitudy výstupních kmitů.

LITERATURA

- [1] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače v elektrotechnice, Praha: BEN - technická literatura, 2002.
- [2] DOSTÁL, T. Teorie elektronických obvodů. Brno: FEKT VUT, 2006. s. 1-170. ISBN: 80-214-3312-4.
- [3] RONEŠOVÁ, A. Měření dynamických parametrů operačních zesilovačů [online]. [cit. 4.5. 2009].
Dostupné na WWW: http://home.zcu.cz/~ronesova/index.php?menuitem=aes_mdo
- [4] DOSTÁL, T. Elektrické filtry. Brno: FEKT VUT, 2007. s. 1-135. ISBN: REL0702.
- [5] BRANČÍK, L. Elektrotechnika 1. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004. s. 1-135. ISBN: 80-214-2607-1.
- [6] BRANČÍK, L. - DOSTÁL, T. Analogové elektronické obvody. REL0715. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007. s. 1-193.
- [7] AVERS, D.: The versatile world of OTAs. Electronics World + Wireless World, March 1944, str. 197 až 201.
- [8] FERRI, G. - GUERRINI, N. C.: Low-voltage low-power CMOS current conveyors. Boston, Kluwer academ. pub., 2003.
- [9] DOSTÁL, T. - ČAJKA, J. - Vrba, K.: Transformace umožňující získat přidružené obvody v proudovém módu. Internetový časopis Elektrevue, č. 23, 2000.
Dostupné na WWW: <http://www.elektrevue.cz/clanky/00023/index.html>
- [10] TOUMAZOU, C. etc.: Analogue IC design – The current mode approach. London, Peregrinus, 1990.
- [11] BEČVÁŘ, D. - VRBA, K.: Univerzální proudový konvektor. Internetový časopis Elektrevue, č. 7, 2000.
Dostupné na WWW: <http://www.elektrevue.cz/clanky/00007/index.html>
- [12] BIOLEK, D. - BIOLKOVÁ, V.: Universal biquads using CDTA elements for cascade filter design. CSCC2003, Corfu, Greece, 2003. ISBN 960-8052-82-3 (CD).
- [13] BIOLEK, D.: CDTA - Building Block for Current-Mode Analog Signal Processing. In: Proceedings of the ECCTD03 Krakow, Poland, Vol. III, pp.397-400. ISBN 83-88309-95-1.
- [14] MUCHA, I.: Towards a True Current Operational Amplifier. In: ISCAS 1994, Vol. 5, pp. 389-392.
- [15] BIOLEK, D. - BIOLKOVÁ, V.: Prvek CDTA pro analogové zpracování signálů. [online]. [cit. 4.5. 2009].
Dostupné na WWW: <http://www.vabo.cz/stranky/biolek/veda/articles/NSSS04.pdf>
- [16] BEČVÁŘ, D.: Napěťové konvektory. Internetový časopis Elektrevue, č. 51, 2001.
Dostupné na WWW: <http://www.elektrevue.cz/clanky/01051/index.html>
- [17] ACAR C. - OZOGUZ S.: "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal-processing filters", Microelectronics Journal, 30, pp. 157-160, 1999.
- [18] KOTON, J. - VRBA, K.: Návrh kmitočtových filtrů pomocí autonomního obvodu s úplnou sítí admitanci. Internetový časopis Elektrevue, č. 33, 2005.
Dostupné na WWW: <http://www.elektrevue.cz/clanky/05033/index.html>
- [19] ELECTRONICS LETTERS 2nd March 1995 Vol. 31 No. 5.

- Dostupné na WWW: <http://www2.ee.ntu.edu.tw/~ecl/Professor/el95march.pdf>
- [20] IEEEEXPLORE. Brno: 10MHz CMOS OTA-C Voltage-Controlled Quadrature oscillator: Electronics Letters, 8. 8th June 1989 Vol. 25 No. 12.
Dostupné na WWW: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=00031885>
- [21] IEEEEXPLORE. Brno: Novel Single-Resistance-Controlled-Oscillator Configuration Using Current Feedback Amplifiers, Vol. 43, No 8. August 1996.
Dostupné na WWW: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=526688>
- [22] BIOLEK, D. - KESKIN A.U.: Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA): [online], [cit. 6.5. 2009].
Dostupné na WWW: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=01645522>
- [23] ACTIVE AND PASSIVE ELECTRONIC COMPONENTS: CDDBA-Based Universal Biquad Filter and Quadrature Oscillator: Volume 2008 (2008), Article ID 247171, 6 pages.
Dostupné na WWW:
<http://www.hindawi.com/getarticle.aspx?doi=10.1155/2008/247171&e=html>
- [24] ČAJKA, J. - VRBA, K.: Obecný tříbranový proudový konvektor a jeho využití při návrhu obvodů RC. Internetový časopis Elektrevue, č. 2, 2000.
Dostupné na WWW: <http://www.elektrevue.cz/clanky/00002/index.html>
- [25] GREGOŘICA, M.: Návrh multifunkčního obvodu s proudovými konvektory druhé generace. Internetový časopis Elektrevue, č. 56, 2002.
Dostupné na WWW: <http://www.elektrevue.cz/clanky/02056/index.html>
- [26] FRYDRYCH, J.: Tříbranové a pětibranové proudové konvektory a jejich využití ve filtrech a oscilátorech. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2008. Příloha 1 CD. Bakalářská práce. Vedoucí bakalářské práce: prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.
- [27] NEETA PANDEY, SAJAL K. PAUL, ASOK BHATTACHARYYA.: Sinusoidal oscillator – A new configuration based on current conveyor. [online], [cit. 19. 3. 2010].
Dostupné na WWW: [www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/CP3.20\(01753\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/CP3.20(01753).pdf)
- [28] KOLKA, Z.: Analýza elektronických obvodů programem OrCAD PSpice. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004. s. 1-78. [online], [cit. 15. 5. 2010].
Dostupné na WWW: www.urel.feec.vutbr.cz/~fryza/downloads/PSpice.pdf
- [29] IEEEEXPLORE. Pedro A. Martínez, Justo Sabadell, Concepción Aldea, and Santiago Celma.: Variable Frequency Sinusoidal Oscillators Based on CCII. Vol. 46, No. 11, November 1999. [online], [cit. 15.5. 2010].
Dostupné na WWW: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=00802841>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

A	Amplification, zesílení
B	Označení řídicího rezistoru pro obvod úrovně 2
α, β, γ	Parametry proudového konvejeoru
C	Kapacitor (kapacita)
D	Symbol pro označení charakteristické rovnice obvodu, dioda
E	VCVS – Voltage-Controlled Voltage Source - zdroj napětí řízený napětím
F	CCCS – Current-Controlled Current Source - zdroj proudu řízený proudem
G	VCCS – Voltage-Controlled Current Source - zdroj proudu řízený napětím
$det(Y)$	Determinant admitanční matice obvodu
f	Kmitočet (frekvence)
f_0	Oscilační kmitočet
f_T	Tranzitní kmitočet
G	Vodivost
I	Elektrický proud
IC	Initial Condition - počáteční podmínka
k	Konstanta inverze
$K(s), K(p)$	Přenosová funkce funkčního bloku
L	Induktor (indukčnost)
Q	Činitel jakosti obvodu (stabilita)
R	Rezistor (odpor)
r, g	Gyrační odpor, gyrační indukčnost
s, p	Substituční člen $j\omega$
T	Tranzistor, také Perioda
U	Elektrické napětí
X	Označení vstupu gyrátoru
Y	Admitance, nebo také označení vstupu gyrátoru
Z	Impedance, nebo také označení výstupu gyrátoru
ω	Úhlový kmitočet
π	Ludolfovo číslo

Ω	Ohm - jednotka odporu
F	Farad - jednotka kapacity
V	Volt – jednotka napětí
+	Neinvertující vstup
-	Invertující vstup
aj.	a jiné
apod.	a podobně
CC	Current Conveyor, proudový konvektor
CCVS	Current-Controlled Voltage Source, zdroj napětí řízený proudem
CDBA	Current Differential Buffered Amplifier
CDTA	Current-Differencing Transadmittance Amplifier, proudový diferenciální transadmitanční zesilovač
CFA	Current Feedback Amplifier, zesilovač s proudovou zpětnou vazbou
CM	Current Mode, proudový mód
DC	Direct-Current, stejnosměrná veličina
DCS	Current-Differencing Source, zdroj rozdílového proudu
DCVC	Different Current Voltage Conveyor
DISO	Differential Input Single output, symetrický vstup, nesymetrický výstup
DVCC	Different Voltage Current Conveyor
DP	Dolní propust
GCC	General Current Conveyor, zobecněný proudový konvektor
HP	Horní propust
IO	Integrovaný obvod
kap.	kapitola
např.	například
OA (OZ)	Operational Amplifier, operační zesilovač
OTA	Operational Transconductance Amplifier, transkonduktanční OZ
PP	Pásmová propust
$P_{Y/X}$	Signálový přenos mezi výstupy Y a X
resp.	respektive
SISO	Single Input Single Output, nesymetrický vstup i výstup
SRCO	Single-Resistance-Controlled-Oscillator
ss.	stejnosměrná veličina

TAOA	Transadmittance Operational Amplifier, transadmitanční zesilovač
TCOA	True Current Operational Amplifier, pravý proudový operační zesilovač
TIOA	Transimpedance Operational Amplifier, transimpedanční zesilovač
tzv.	takzvaně
VCCS	Voltage-Controlled Current Source, zdroj proudu řízený napětím
VFA	Voltage Feedback Amplifier, zesilovač s napět'ovou zpětnou vazbou
VM	Voltage Mode, napět'ový mód
ZV	Zpětná Vazba