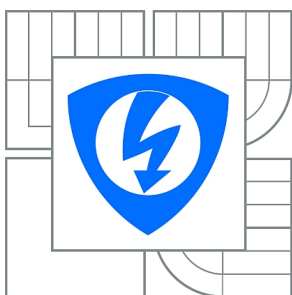


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

AKTIVNÍ OBVODOVÉ PRVKY S PROUDOVÝMI VSTUPY A VÝSTUPY A JEJICH APLIKACE

CURRENT-INPUT CURRENT-OUTPUT ACTIVE CIRCUIT ELEMENTS AND THEIR
APPLICATIONS

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. JIŘÍ VÁVRA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. DALIBOR BIOLEK, CSc.

BRNO 2011

Licenční smlouva poskytovaná k výkonu práva užít školní dílo

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Ing. Jiří Vávra
Bytem: Velké Meziříčí, Pionýrská 1875/9, 594 01
Narozen/a (datum a místo): 5.8.1983, Velké Meziříčí

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 244/53, 602 00 Brno
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
Prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.
(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: Aktivní obvodové prvky s proudovými vstupy a výstupy a jejich aplikace

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Dalibor Biolek, CSc.

Ústav: Ústav mikroelektroniky

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v:

- ☒ tištěné formě – počet exemplářů 2
- ☒ 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.

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:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt:

Disertační práce se zabývá definicemi nových obvodových prvků v proudovém nebo smíšeném módu a jejich implementacemi a aplikacemi. Na základě analýzy současného stavu jsou navržena nová aplikační zapojení, využívající výše uvedených obvodových prvků. Aktivní prvky jsou pro účely experimentálního ověření realizovány prostřednictvím komerčně dostupných integrovaných obvodů a jejich aplikace jsou simulovány pomocí programu PSpice. Aplikace jsou zaměřeny na kmitočtové filtry, usměrňovače, oscilátory a obvody pro kopírování proudů. Vybrané aplikace zahrnují analýzu reálných vlivů a měření na sestavených prototypch.

Abstract:

The thesis deals with definitions of new current- or mixed-mode circuit elements and their implementations and applications. Based on the analysis of the state-of-the-art, novel application circuits employing the above circuit elements are designed. For the purpose of the experimental verification, the active elements are implemented via commercial integrated circuits, and their applications are simulated via PSpice. The application circuits are focused on frequency filters, rectifiers, oscillators, and current-copy circuits. Selected applications are analyzed with respect on real influences, and measurements on circuit prototypes are also performed.

Klíčová slova:

Proudový mód, kmitočtový filtr, usměrňovač, oscilátor, kopie proudu.

Keywords:

Current mode, frequency filter, rectifier, oscillator, copy of current.

Bibliografická citace díla:

VÁVRA, J. *Aktivní obvodové prvky s proudovými vstupy a výstupy a jejich aplikace-disertační práce*. Brno, 2011. 113 s. Vedoucí disertační práce prof. Ing. Dalibor Biolek, CSc. FEKT VUT v Brně

Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením školitele, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. 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 § 270 trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

Poděkování:

Děkuji manželce Martině za trpělivost a morální podporu při sepisování disertační práce. Děkuji vedoucímu disertační práce prof. Ing. Daliboru Biolkovi, CSc. za vynikající pedagogické vedení a odbornou pomoc.

Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav mikroelektroniky

POPISNÝ SOUBOR ZÁVĚREČNÉ PRÁCE

Autor:	Ing. Jiří Vávra
Název závěrečné práce:	Aktivní obvodové prvky s proudovými vstupy a výstupy a jejich aplikace
Název závěrečné práce ENG:	Current-Input Current-Output Active Circuit Elements and their Applications
Anotace závěrečné práce:	Předkládaná práce se zabývá definicemi nových obvodových prvků v proudovém nebo smíšeném módu a jejich implementacemi a aplikacemi v oblasti kmitočtových filtrů, usměrňovačů, oscilátorů a obvodů pro kopírování proudů.
Anotace závěrečné práce ENG:	This work deals with definition of new current- or mixed-mode circuit elements and their implementation and application in frequency filters, rectifiers, oscillators and current-copy circuits.
Klíčová slova:	Proudový mód, kmitočtový filtr, usměrňovač, oscilátor, kopie proudu.
Klíčová slova ENG:	Current mode, frequency filter, rectifier, oscillator, copy of current.
Typ závěrečné práce:	disertační
Datový formát elektronické verze:	formát pdf
Jazyk závěrečné práce:	český
Přidělovaný titul:	Ph.D.
Vedoucí závěrečné práce:	prof. Ing. Dalibor Biolek, CSc.
Škola:	Vysoké učení technické v Brně
Fakulta:	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav:	Ústav mikroelektroniky
Studijní program:	Elektrotechnika, elektronika, komunikační a řídicí technika
Studijní obor:	Mikroelektronika a technologie

OBSAH

1	ÚVOD	7
2	SOUČASNÝ STAV A VYMEZENÍ OBLASTI DISERTACE	10
2.1	VÝVOJ ELEKTRONIKY	10
2.2	ZÁKLADNÍ AKTIVNÍ PRVKY PRO PROUDOVÝ MÓD.....	11
2.3	APLIKACE	21
2.4	SPECIFIKACE CÍLŮ DISERTAČNÍ PRÁCE	23
3	VÝSLEDKY DISERTACE	24
3.1	NOVÉ AKTIVNÍ PRVKY PRO ANALOGOVÉ ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ	24
3.2	KMITOČTOVÉ FILTRY.....	40
3.3	TVAROVAČE SIGNÁLŮ – USMĚRŇOVAČE	63
3.4	VÍCEFÁZOVÉ GENERÁTORY HARMONICKÝCH KMITŮ.....	69
3.5	OBVODY PRO KOPIROVÁNÍ PROUDŮ	92
4	ZÁVĚR	105
5	LITERATURA	107

1 Úvod

Disertační práce se dotýká pěti oblastí oboru analogového zpracování signálů v proudovém módu, které jsou rozšířeny o další nové poznatky postupně publikované na odborných konferencích domácích i mezinárodních formátů a v odborných časopisech včetně impaktovaného. Stěžejními oblastmi jsou kmitočtové filtry a generátory harmonických kmitů.

Jádro této disertační práce je členěno do třech základních kapitol. Teoretický úvod a popis současného stavu ke všem oblastem disertační práce shrnuje **kapitola 2**, která také definuje konkrétní cíle této práce. Nejdůležitější kapitolou s výsledky disertační práce je **kapitola 3**, která navazuje na současný stav poznání v oboru a kde jsou definovány nové obvodové prvky, zapojení kmitočtových filtrů, generátorů harmonických kmitů, usměrňovačů a obvodů pro kopírování proudů. **Kapitolou 4** je závěr, který shrnuje a zhodnocuje dosažené výsledky.

Nutnost zpracovávat analogové signály je dána již ze své podstaty světa kolem nás, kde jsou všechny děje spojitě v čase. Jakékoliv uchopení reality pak představuje zpracování analogových veličin. V oblasti elektrotechniky je s užitkem používáno mnoha převodníků neelektrických veličin na veličiny elektrické, které lze snadno digitalizovat a dále zpracovávat. Nejrozšířenější veličinou pro analogové zpracování jevů v reálném světě je elektrické napětí, které je číselně udáváno ve voltech. Existuje tedy velké množství převodníků, komparátorů, generátorů, filtrů, tvarovačů a jiných – dnes již většinou integrovaných – obvodů, které pracují s napěťovými elektrickými signály. Tyto obvody, které využívají převážně napěťové signály, pracují v módu, který se blíží tzv. napěťovému.

Obvody, pracující v tomto módu, jsou specifické vysokou (v ideálním případě nekonečnou) vstupní impedancí, kterou je minimalizováno proudové zatížení předřazených obvodů (v ideálním případě nulové). Elektrický proud souvisí s napětím podle Ohmova zákona – je-li připojeno napětí na zátěž, protéká jí proud v závislosti na parametrech zátěže a připojeného napětí. Vlastní hodnota protékajícího proudu zde ale nemá specifický význam – může být dokonce vnímána jako nežádoucí, a proto je snaha o její minimalizaci. Důležitá je hodnota napětí, která nese požadovanou informaci. Hodnota proudu je uvažována až při využívání napěťových signálů pro výkonové zatížení, kde je nutné definovat maximální výkonovou zatížitelnost. Při konstrukci těchto zařízení je zapotřebí uvažovat předpokládané využití. Typickým příkladem mohou být napěťové signály některých senzorů, které je nutné nejdříve oddělit napěťovým sledovačem s vysokou vstupní impedancí. Dalším příkladem může být logický výstup integrovaného obvodu, kdy je informace definována jako logická hodnota 1, reprezentována napětím např. 5 V. Tento výstup má být připojen na signalizační LED, která má být, pro správnou interpretaci logické úrovně 1, rozsvícena. Pro rozsvícení

potřebuje LED nejen napětí, ale také odpovídající proud, který v některých případech nemusí být integrovaný obvod schopen dodat.

Relativně novým směrem v široké oblasti analogového zpracování signálů je proudový mód, kdy obvody využívají elektrické proudy jako zpracovávané signály. Jedná se o protiklad napětového módu s analogickým popisem. Kombinací těchto dvou oblastí je smíšený mód, kdy jsou v navrženém obvodu kombinovány jak napětové, tak proudové signály. U obvodů pracujících v proudovém módu je nositelem informace elektrický proud. Elektrické napětí, které opět s proudem souvisí podle Ohmova zákona, je zde většinou bez specifického významu se zájmem o minimalizaci jeho hodnoty. Tedy ideálním požadavkem systému v proudovém módu je nulová hodnota napětí ve všech uzlech obvodu. Výjimkou jsou speciální aplikace. Vstupní impedance obvodů v proudovém módu je v ideálním případě $0\ \Omega$ a podle Ohmova zákona je pak napětí na tomto vstupu $0\ \text{V}$. Výstupní stupně těchto obvodů jsou proudové zdroje, jejichž výstupní impedance je v ideálním případě $\infty\ \Omega$. Při návrhu daného zařízení je vhodné uvažovat i s případným napětím na impedanci, připojené k proudovému výstupu. Příkladem může být proudový výstup $1\ \text{mA}$, který je přivedený na zátěžový rezistor $100\ \text{k}\Omega$. Napětí na zátěži by v ideálním případě mělo být $100\ \text{V}$. V reálném zapojení pak dojde k velkému zkreslení signálu díky nelineárním efektům. Řešením může být použití vhodného transimpedančního převodníku proud – napětí.

Realizace navržených funkčních obvodů v proudovém módu s běžně dostupnými integrovanými obvody je v dnešní době nereálná. Výsledný obvod se sice na první pohled chová jako by pracoval v proudovém módu (jeho vstupy a výstupy jsou realizovány elektrickými proudy), ale jeho vnitřní funkce ve většině případů využívají elektrická napětí. Tyto obvody je pak nutné zahrnout do smíšeného módu. Typickým příkladem mohou být funkční obvody s aktivním prvkem CDTA (Current Differencing Transconductance Amplifier), který využívá převodu proudu na napětí přes pracovní impedanci (jedná se většinou o kapacitor, nebo rezistor) a takto získané napětí dále převádí na výstupní proud transkonduktančním zesilovačem.

Pro lepší orientaci jsou v této práci zavedeny nové zkratky **VIVO** (Voltage Input Voltage Output) a **CICO** (Current Input Current Output), které definují vstupně výstupní charakter signálů a umožňují vyhnout se specifikaci módu, ve kterém daný obvod pracuje.

Hlavními důvody zájmu o proudový mód mohou být rychlost integrovaných obvodů, široký dynamický rozsah, nízká teplotní závislost, energetická spotřeba, nižší napájecí napětí nebo linearita. Problematika analogového zpracování signálů v proudovém módu je tedy stále aktuálnější. Neustálý pokrok obecné techniky a technologie (např. zpracování materiálů, zkvalitnění a zpřesnění výrobních operací, vývoj litografie atd.) zpřístupňuje další oblasti analogových obvodů a také vytváří tlak na výzkum a vývoj materiálů a technologických

postupů, s jejichž pomocí lze pak opět dosáhnout dalších technických pokroků. Věda, výzkum a technika takto tvoří uzavřený kruh, který je neustále v pohybu. Technické pokroky jsou pak předkládány se stále se zvyšující frekvencí.

Stejně jako v napěťovém módu jsou v analogovém proudovém módu základem matematické funkce se signály. V kombinaci s pasivními prvky lze pak realizovat různé funkční obvody – např. kmitočtové filtry vyšších řádů, generátory signálů, různé tvarovací obvody apod.

Jedním ze zájmových směrů výzkumu analogových obvodů v proudovém módu je tedy realizace základních matematických operací s elektrickými proudy. Sčítání proudů je nejjednodušší operace bez nutnosti aktivního elementu – operace je provedena vodivým spojením proudových signálů. V případě odčítání, inverze a dalších operací je zapotřebí aplikovat jisté aktivní prvky, které umožní provést vlastní matematickou operaci. V některých případech pak tyto prvky nabízí další možnosti pro specifické aplikace, jako jsou kmitočtové filtry, proudové převodníky apod.

Pro odčítání proudových signálů je vyvíjen aktivní prvek CDU (Current Differencing Unit) - proudová diferenční jednotka. Tento prvek se stává základním blokem dalších obvodů a zapojení, které ústí v konečné aplikace. CDU není realizována v podobě diskrétní součástky, existuje tedy určitá tendence tento „základní kámen“ realizovat na čipu jako samostatný integrovaný obvod, podobně jako běžně dostupný operační zesilovač. Prozatím je výzkum věnován hledání vhodných diskrétních prvků s odpovídajícími vlastnostmi pro dodatečnou úpravu a doplnění dalších elementů s cílem získat nové implementace proudové diferenční jednotky. Vlastní proudový mód klade specifické nároky na vlastnosti těchto prvků.

Aktivní prvek, zajišťující inverzi proudového signálu, je nazýván proudový invertor CI (Current Inverter). Vývoj tohoto prvku usnadňuje návrhy analogových obvodů v proudovém módu. Nejvýhodnější použití proudového invertoru je ve zpětnovazebních aplikacích pro zajištění potřebné polarizace zpětné vazby. Základní požadavky na tento blok se neliší od běžných obvodů v proudovém módu, je však nutné, aby svými reálnými vlastnostmi neovlivňoval funkci obvodu.

2 Současný stav a vymezení oblasti disertace

2.1 Vývoj elektroniky

Dlouhodobým trendem mikroelektronických technologií je požadavek na extrémně nízké napájecí napětí a minimální výkonovou spotřebu. V tomto duchu se ubírají návrhy integrovaných obvodů a o to více je tato oblast stále aktuálnější. Navíc jsou v mnoha případech připojovány další požadavky vycházející ze specifických oblastí použití obvodu. Jedná se hlavně o extrémní rychlost nebo přesnost zpracování signálu. Plná aplikace všech požadavků je velmi problematická a v praxi velmi obtížná. Z tohoto důvodu je nutné volit kompromisy a specifické požadavky na obvod zařadit do pomyslné stupnice, ze které lze určit priority. Pak je možné určit hlavní nejdůležitější požadavek vycházející z předpokládaného využití obvodu a tímto směrem následně postupovat při jeho návrhu.

Některé aplikace upřednostňují všeobecnou přesnost před rychlostí (např. usměrňovače malých signálů, přesné komparátory). Na přesnost signálu – především linearitu, offset apod. – mají vysoké nároky i oscilátory a jiné generátory tvarových kmitů. Opakem jsou kmitočtové filtry (kromě nízkofrekvenčních dolních propustí), u kterých je často na prvním místě rychlost zpracování signálu [1].

Velkým pokrokem v elektronice je otevřená cesta k proudovému módu, který je částečnou odpovědí na výše uvedené požadavky. Skutečnost, kdy je signál reprezentován elektrickým proudem, umožňuje snížit napájecí napětí v porovnání s napěťovým módem na minimum, a tím i zásadně snížit výkonovou spotřebu celého zařízení. V proudovém módu lze dosáhnout rychlejších a lineárnějších obvodů.

V průběhu vývoje oblasti proudového módu byly publikovány i kritické názory na tento směr [2], z nichž některé jsou postaveny na reálných základech. Protikladem je většina článků vyzdvihujících právě výhody proudového módu a obvodů v něm pracujících, např. [1,3-9].

V průběhu vývoje nového směru proudového módu se objevila nejednotnost v označování proudů. Elementární branová teorie definuje napětí na vstupech/výstupech vždy proti společnému pólu a proudy směřující vždy do obvodu s odpovídajícím znaménkem. Při řešení konkrétních zapojení se toto pravidlo často opomíjí s opodstatněným důvodem názornosti předkládaného schématu zapojení. Navzdory této nejednotnosti je vždy ale nutné dodržet správnost matematického popisu obvodu s vlastním schématem a se směry proudů tam uvedených. Příkladem zápisu může být interpretace na obr. 1 (a), kde je znázorněn tzv. proudový operační zesilovač – více o tomto aktivním prvku níže. Zde je matematický popis obvodu vyjádřen rovnicí (2). Tedy kladný výstupní proud ve skutečnosti vytéká z obvodu.

V současné době lze pozorovat vývoj této široké oblasti mikroelektronické technologie ve dvou směrech [1], kdy se navazuje na původní obvody, a buď se jejich funkce rozšiřuje, nebo se s jejich pomocí vytváří nové výkonnější obvody.

První směr je založen na modifikacích konvenčních prvků VFA (Voltage Feedback Amplifier), CFA (Current Feedback Amplifier), OTA (Operational Transconductance Amplifier) a především CC (Current Conveyor). Cílem tohoto směru modifikací je rozšířit použitelnost modifikovaných prvků v dalších nových aplikacích. Základem pro modifikace je jednoduchá konstrukce nejen pro snižování výkonové spotřeby, ale i pro zvyšování rychlosti. Rozsáhlé konstrukce jsou příliš těžkopádné a z hlediska jejich vlastností obtížněji použitelné.

Druhý směr spočívá ve vývoji zcela nových aktivních prvků, které rozšiřují základní charakteristiky původních prvků (VFA, CFA, OTA, CC). Vývoj zpravidla probíhá již se známým cílem aplikace nového obvodu, a sice rozšířením některého stávajícího prvku, nebo zapojením zcela nového prvku. Kombinací původních obvodů (VFA, CFA, OTA, CC) lze dosáhnout zajímavých charakteristik výsledného obvodu a v kombinaci s efektivními komerčními integrovanými obvody lze získat reálné obvody s konkrétními měřitelnými charakteristikami. Nabízí se pak začlenění do konkrétní aplikace s cílem zlepšení důležitých parametrů definujících celou aplikaci.

2.2 Základní aktivní prvky pro proudový mód

COA (Current Operational Amplifier)

Proudový operační zesilovač (COA – Current Operational Amplifier) patří mezi první obvody, které pracovaly se signálem reprezentovaným hodnotou proudu. Schématická značka je na obr. 1 (a). COA je obdobou velmi známého běžného napětového operačního zesilovače (VOA – Voltage Operational Amplifier) se dvěma diferenčními vstupy a jedním výstupem, který je definován rovnicí:

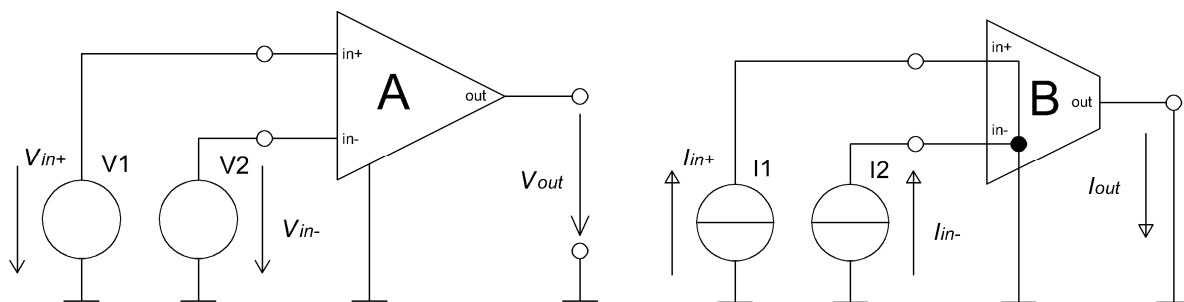
$$V_{out} = A(V_{in+} - V_{in-}), \quad (1)$$

kde A je zesílení operačního zesilovače, jehož hodnota je v ideálním případě rovna ∞ . Schématická značka VOA je uvedena na obr. 1 (b).

Analogický popis k napětovému zesilovači je rovnice proudového operačního zesilovače, která je následující:

$$I_{out} = B(I_{in+} - I_{in-}). \quad (2)$$

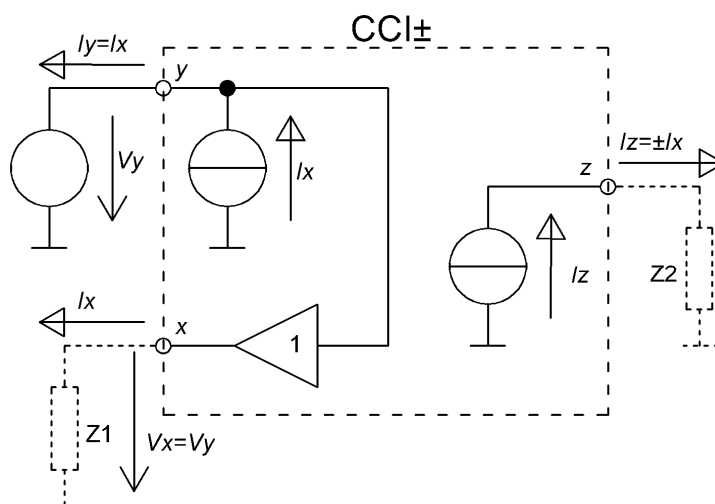
Zde B znamená proudové zesílení, jehož ideální hodnota je stejná jako v případě napětového operačního zesilovače – tedy ∞ .



Obr. 1: Schéma (a) proudového operačního zesilovače, (b) napětového operačního zesilovače.

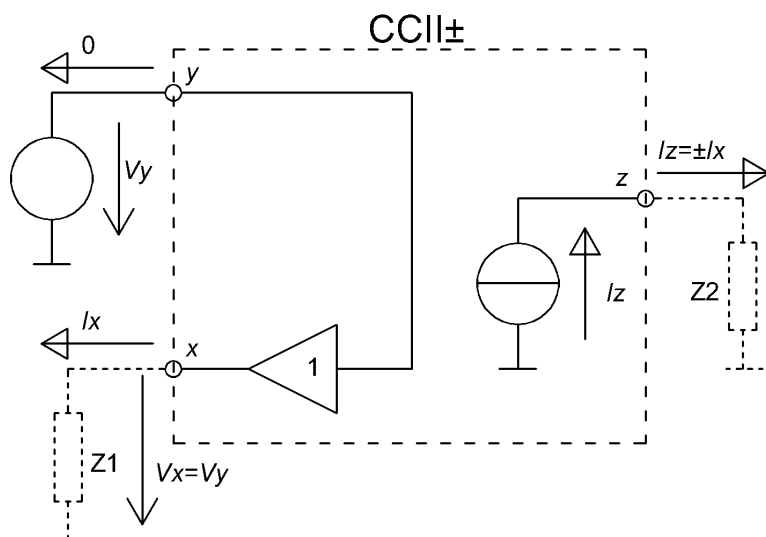
CC (Current Conveyor)

Jedním z prvních obvodů v proudovém módu byl také proudový konvektor (CC – Current Conveyor), který byl poprvé popsán v roce 1968 [3]. Tento jednoduchý stavební blok mnoha aplikací může pracovat v napětovém, proudovém, nebo smíšeném módu. Jeho základní schéma je zobrazeno na obr. 2.

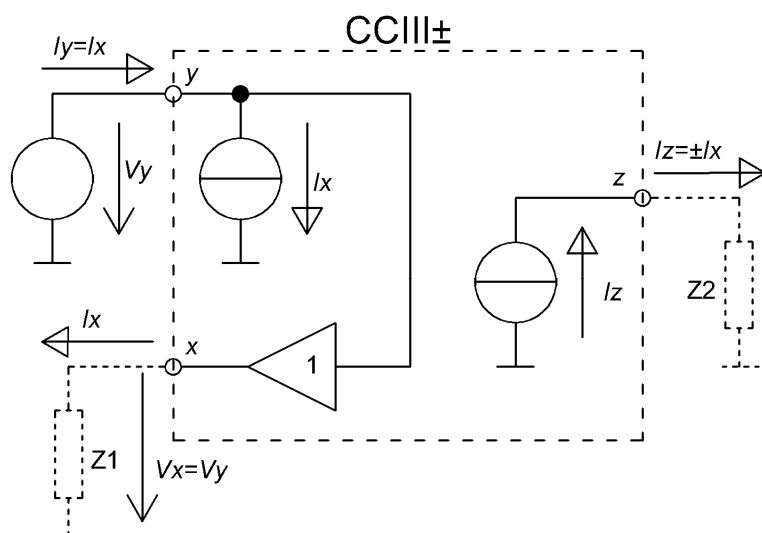


Obr. 2: Proudový konvektor první generace.

Postupem času se CC nadále vyvíjel v další generace. V roce 1970 byl publikován pravděpodobně nejrozšířenější obvod z rodiny konvektorů – CCII (proudový konvektor druhé generace) [4]. Základní principiální schéma je uvedeno na obr. 3. Proudový konvektor třetí generace – CCIII byl publikován v roce 1995 [5], jeho schéma je zobrazeno na obr. 4. Konvektory ve své době byly sice kriticky porovnávány s konvenčním operačním zesilovačem, ale i přesto byl již v roce 1989 představen integrovaný obvod PA630 [6] a operační transimpedanční zesilovač AD844, známý jako operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (CFA – Current Feedback Amplifier). Dále proběhlo několik modifikací pro konkrétní specifické aplikace, kdy se jednalo především o rozšíření vstupů nebo výstupů obvodu.



Obr. 3: Proudový konvektor druhé generace.



Obr. 4: Proudový konvektor třetí generace.

Matematický popis proudového konvektoru první generace (CCI) (obr. 2) je vyjádřen následující maticí rovnic:

$$\begin{pmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Napětí na svorce x je dáno napětím na svorce y , přičemž proud svorkou y je dán proudem svorky x , a to ve směrech naznačených ve schématu na obr. 2. Výstupní proud konvektoru svorkou z je dán proudem svorkou x . Tato hodnota může mít opačná znaménka, kterými pak odlišujeme proudový konvektor CCI+ a CCI- (invertující a neinvertující proudový konvektor).

Z matice rovnic (3) plyne, že vstup x je nízkoimpedanční (ideálně 0Ω) a výstup z je vysokoimpedanční s ideální hodnotou $\infty \Omega$.

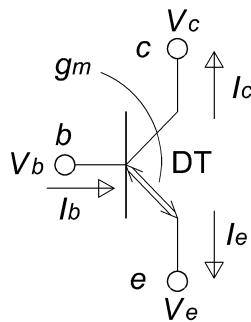
Budou-li respektovány směry proudů ve schématu proudového konveju druhé generace (obr. 3), lze sestavit matematický popis tohoto konveju v podobě následující hybridní maticové rovnice:

$$\begin{pmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Proudový konveju druhé generace (CCII) je odlišný od svého předchůdce (CCI) proudem svorkou y , který je nulový – resp. svorka y má vysokou vstupní impedanci. Nicméně napětí na této svorce je „kopírováno“ na svorku x a podobně jako u CCI je výstupní proud svorkou z určen proudem svorkou x včetně definice invertujícího a neinvertujícího proudového konveju – zde tedy CCII+ a CCII-. Vstupní svorka x je stejně jako v předchozím případě nízkoimpedanční (ideálně 0Ω) a impedance vstupní svorky y a výstupní svorky z je vysoká – ideálně $\infty \Omega$.

Matematickým popisem nejmladšího proudového konveju třetí generace (CCIII) (viz obr. 4) je stejná hybridní matice (3) jako pro CCI, s rozdílem ve schématu, kde proud svorkou y má zakreslený opačný směr. Impedance vstupní svorky x je stejná jako u jeho předchůdce CCI – tedy velmi nízká – ideálně nulová. Impedance výstupní svorky z je naopak velmi vysoká – ideálně nekonečná.

Novodobé konvejory jsou realizovány pomocí diamantového tranzistoru (DT), který je dnes velmi využíván v konstrukcích obvodů v proudovém módu. Jeho schématickou značku zobrazuje obr. 5.



Obr. 5: Schématická značka diamantového tranzistoru.

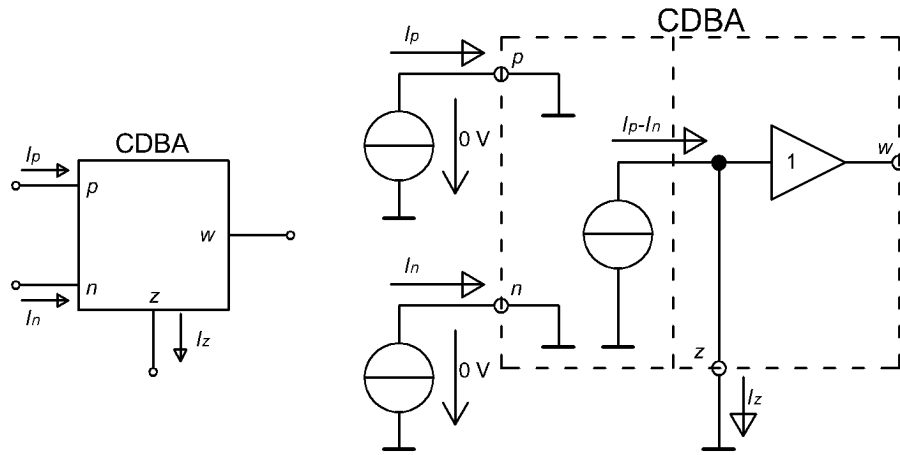
Diamantový tranzistor s elektrodami báze, kolektor a emitor koresponduje s proudovým konvejem druhé generace, přičemž báze odpovídá terminálu y , kolektor terminálu z a emitor

terminálu x . Funkce je také shodná s CCII, matici rovnic popisující CCII (4) lze přepsat pro diamantový tranzistor následovně:

$$\begin{pmatrix} I_b \\ I_c \\ I_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ g_m & 0 & -g_m \\ g_m & 0 & -g_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_b \\ V_c \\ V_e \end{pmatrix}. \quad (5)$$

CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier)

Dalšími významnými prvky jsou CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) [7] a CDTA (Current Differencing Transconductance Amplifier) [8-12]. Jedná se o aktivní prvky pro analogové zpracování signálu, a jak vyplývá z názvů, je zde již obsažena CDU (Current Differencing Unit). Schématická značka a obvodové zapojení CDBA je uvedeno na obr. 6.



Obr. 6: Schématická značka a obvodové zapojení aktivního prvku CDBA.

Aktivní prvek CDBA pracuje na základě CDU s doplněným napěťovým sledovačem. Rozdíl vstupních proudů I_p a I_n je veden na vysokoimpedanční výstup z , přičemž napětí na tomto výstupu V_z je kopírováno na nízkoimpedanční výstup w . Matematickým popisem tohoto prvku je následující maticová soustava rovnic:

$$\begin{pmatrix} I_z \\ V_w \\ V_p \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{pmatrix}. \quad (6)$$

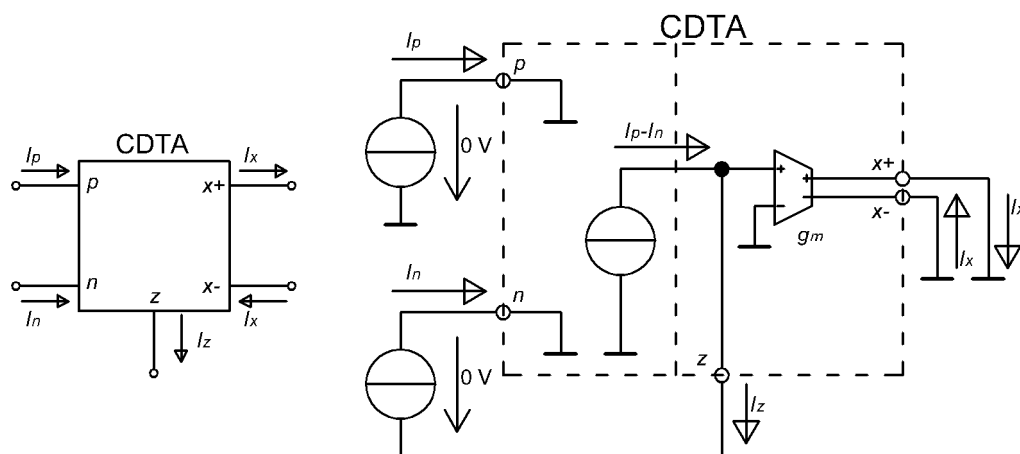
CDTA (Current Differencing Transconductance Amplifier)

Podobnou funkci má i prvek CDTA. Opět je založen na CDU s tím, že místo napěťového sledovače je doplněn transkonduktanční zesilovač, a proto je napětí na svorce z transkonduktančním zesilovačem převáděno na výstupní proud I_x . V některých aplikacích je vhodné využít MO-OTA (Multiple Output Operational Transconductance Amplifier) a získat

tím další výstupní proudy. Mnohovýstupový OTA, jak je naznačeno na obr. 7, může disponovat kladnými (neinvertovanými) i invertovanými výstupy. Matici (6) lze upravit na následující rovnice popisující funkci prvku CDTA:

$$\begin{pmatrix} I_z \\ I_{x\pm} \\ V_p \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{pmatrix}. \quad (7)$$

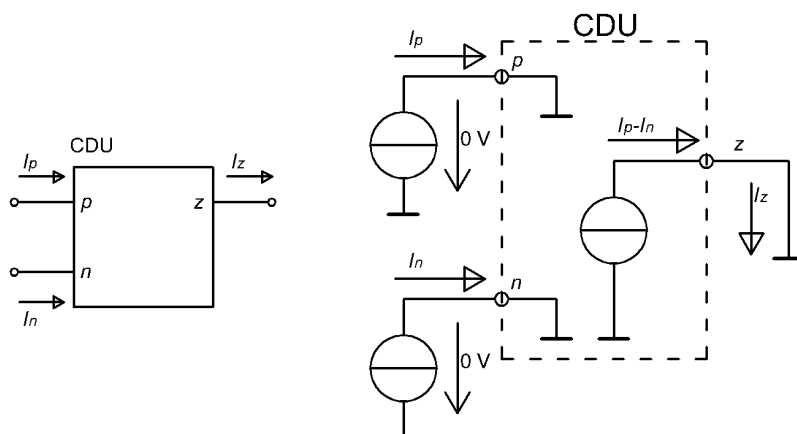
Schématickou značku tohoto prvku společně s obvodovým zapojením znázorňuje obr. 7.



Obr. 7: Schématická značka a obvodové zapojení aktivního prvku CDTA.

CDU (Current Differencing Unit)

CDU je funkční prvek se dvěma nízkoimpedančními vstupy (p a n , korespondující označení je invertující a neinvertující) a jedním vysokoimpedančním výstupem z , jak je uvedeno na obr. 8.



Obr. 8: Schématický symbol a jeho ekvivalentní obvod proudové diferenční jednotky (CDU).

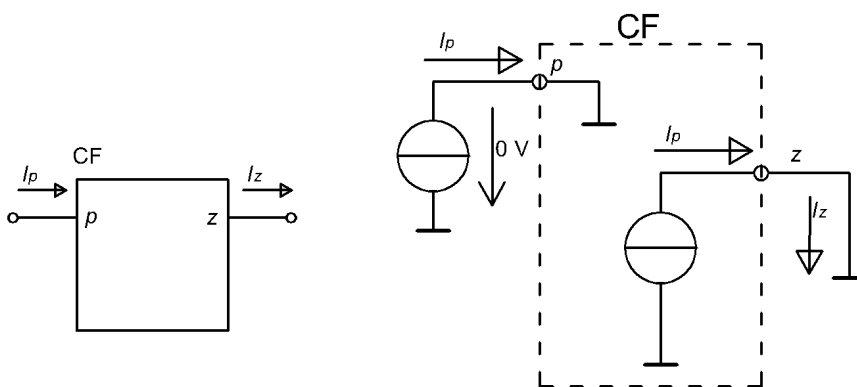
Tento prvek pracuje v proudovém módu. Funkce CDU je jednoduchá – hodnota výstupního proudu je rovna rozdílu vstupních proudů podle následující matice:

$$\begin{pmatrix} I_z \\ V_p \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \end{pmatrix}. \quad (8)$$

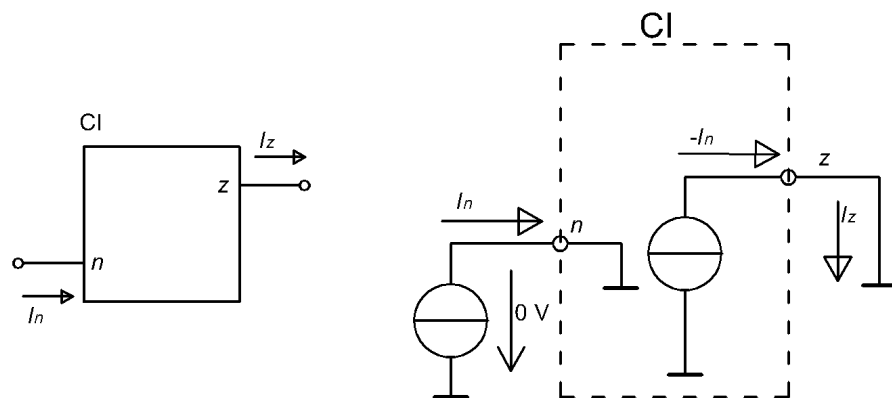
Jednotka CDU se zpočátku vyskytovala pouze s dalšími, již zmiňovanými, aktivními prvky v jednom integrovaném celku, kde reprezentovala vstupní stupeň. CDU byla tedy řešena pouze na tranzistorové úrovni [9]. Tím byla vyspecifikována její funkce a předpokládané vlastnosti, ale v konstrukci s několika obvody na jednom čipu byla pro její samostatné využití velmi těžkopádná.

CDU se využívá např. v konstrukcích aktivních bloků typu CDTA, CDBA, CDOA (Current Differencing Operational Amplifier), CDDIDOPA (Current Differencing Differential Input Differential Output Buffered Amplifier), CDDOPA (Current Differencing Differential Output Buffered Amplifier), CDDITA (Current Differencing Differential Input Transconductance Amplifier), CDDIBA (Current Differencing Differential Input Buffered Amplifier), CDCC (Current Differencing Current Conveyor), CDeTA (Current Differencing external Transconductance Amplifier) a jejich modifikacích [1].

Postupným využíváním CDU v konkrétních aplikacích, především v kmitočtových filtrech, byla zjištěna zbytečná složitost CDU, neboť v mnoha případech se využíval pouze jeden vstup prvku (p nebo n), druhý musel být uzemněn. V publikaci [13] byla zmíněna možnost zjednodušení CDU do podoby CF (Current Follower), resp. CI (Current Inverter) – schématicky a obvodově naznačeno na obr. 9, resp. 10. V některých případech má pak tato změna velký praktický význam nejen ekonomického charakteru. Prvky CF a CI mají na rozdíl od CDU jen jeden nízkaimpedanční vstup, a sice p , resp. n . Výstupní stupeň je shodný s CDU (vysokoimpedančním svorka z).



Obr. 9: Schématická značka a obvodové zapojení aktivního prvku CF.



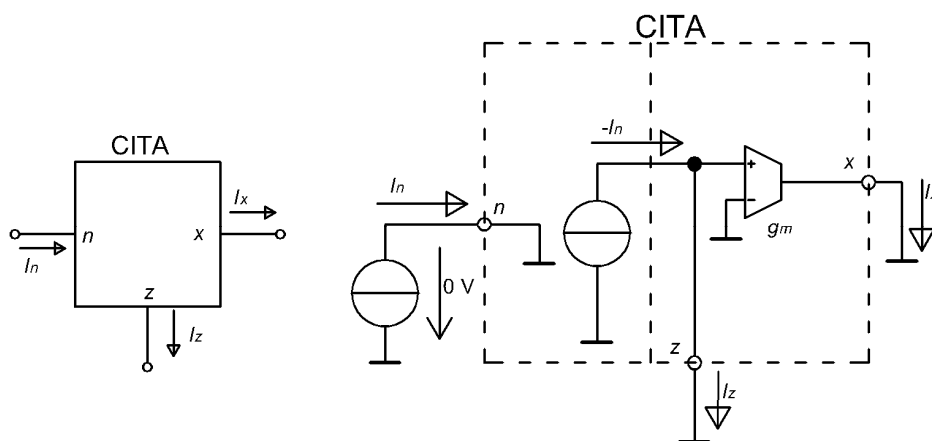
Obr. 10: Schématická značka a obvodové zapojení aktivního prvku CI.

CITA (Current Inverter Transconductance Amplifier)

Jedním z nových aktivních prvků, který vychází z CDTA a prošel výše popsaným zjednodušením, je aktivní prvek CITA (Current Inverter Transconductance Amplifier) [1], jehož schématická značka a obvodové zapojení zobrazuje obr. 11.

Funkce tohoto prvku je tedy podobná s jeho předchůdcem, matematicky lze tento prvek popsat následující maticí:

$$\begin{pmatrix} I_z \\ I_x \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & g_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_n \\ V_z \\ V_x \end{pmatrix}. \quad (9)$$



Obr. 11: Schématická značka a obvodové zapojení aktivního prvku CITA.

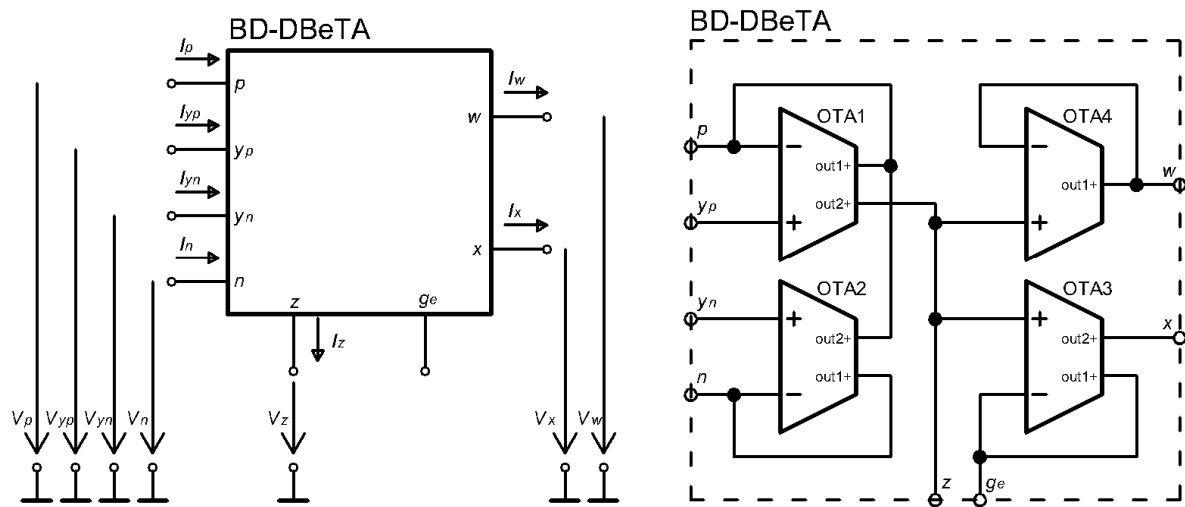
Častou modifikací tohoto prvku se stává ZC-CITA (Z-Copy Current Inverter Transconductance Amplifier), kdy je navíc doplněna kopie výstupního proudu svorkou z. Doplněním rovnice (9) lze získat matici rovnic popisující právě tento prvek:

$$\begin{pmatrix} I_z \\ I_{zc} \\ I_x \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_n \\ V_z \\ V_{zc} \\ V_x \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Jak je popsáno výše, vstupním stupněm může být i proudový sledovač CF, jehož matematický popis je analogický k popisu prvku s CI nebo CDU (rovnice (9), resp. (10)). Výsledný obvod má pak označení ZC-CFTA (Z-Copy Current Follower Transconductance Amplifier). Další vlastnost, která podstatně rozšiřuje oblasti použití těchto prvků (zejména u kmitočtových filtrů), je použití mnohovýstupového operačního transkonduktančního zesilovače na výstupu těchto prvků, jak je popsáno u definice prvku CDTA výše. Jedná se o typ MO-OTA (Multiple-Output Operational Transconductance Amplifier). Lze tak získat více stejných výstupních proudů I_x , a to i v invertovaných podobách (I_{x+} , I_{x-}).

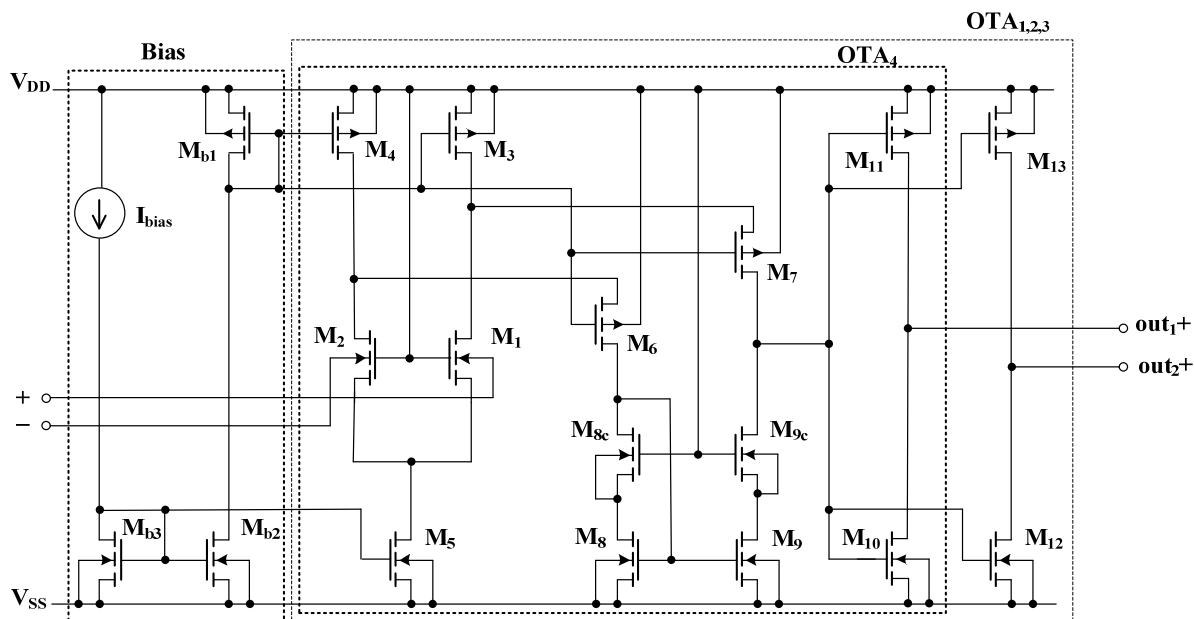
BD-DBeTA (Bulk-Driven Differential-Input Buffered and External Transconductance Amplifier)

Dalším využívaným aktivním prvkem je DBTA (Differential-Input Buffered and Transconductance Amplifier) [14]. Tento prvek se stal v poslední době předmětem výzkumu v implementacích v technologii BD (Bulk Driven), kdy jsou vstupní tranzistory řízené pomocí substrátové elektrody. Tato implementace se nejvíce uplatňuje v zařízeních s nízkým napájecím napětím a nízkou spotřebou [15]. Schématická značka tohoto nového prvku, označovaného jako BD-DBeTA (Bulk-Driven Differential-Input Buffered and External Transconductance Amplifier), je uvedena na obr. 12 a jeho matematický popis vyjadřuje hybridní matice rovnic (11). Autorem prvku je doc. Fabian Khateb (VUT Brno, 2011), který také navrhl implementaci v technologii CMOS AMIS 0,18 μm .



Obr. 12: Schématická značka a obvodové zapojení aktivního prvku BD-DBeTA.

BD-DBeTA využívá čtyři OTA, jejichž zapojení na tranzistorové úrovni zobrazuje obr. 13. Tabulka 1 k tomuto zapojení uvádí parametry tranzistorů.



Obr. 13: Schéma zapojení transkonduktančních zesilovačů z obr. 12.

Tab. 1: Tabulka parametrů tranzistorů z obr 13.

Tranzistor	W/L [μm]
M_1, M_2	30/1
M_3, M_4, M_8, M_9	10/3
M_5	12/2
M_{8c}, M_{9c}	2/1
M_6, M_7	30/3
M_{10}, M_{12}	35/3
M_{11}, M_{13}	40/1
M_{b1}, M_{b2}, M_{b3}	5/3

$$\begin{pmatrix} I_z \\ V_p \\ V_n \\ I_{yp} \\ I_{yn} \\ V_w \\ I_x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_z \\ I_p \\ I_n \\ V_{yp} \\ V_{yn} \\ I_w \\ V_x \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Základem tohoto aktivního prvku je kombinovaný diferenční vstup, kdy je rozdíl vstupních proudů I_p a I_n veden na vysokoimpedanční výstup z podobně jako u předchozích prvků s tím, že napěťové vysokoimpedanční vstupy y_p a y_n určují napětí na vstupech p a n . Tedy napětí na vstupu p již není 0 V, ale je kopírováno ze vstupu y_p , analogicky to platí i pro vstup n . Napětí na nízkoimpedančním výstupu w je kopírováno napěťovým sledovačem z vysokoimpedančního výstupu z . Výstupní proud I_x je dán napětím na výstupu z a celkovou transkonduktancí, která může být nastavitelná externí impedancí připojenou na svorku g_e .

2.3 Aplikace

Kmitočtové filtry

V této oblasti elektroniky se vyskytuje nejvíce publikovaných článků s různými konstrukcemi, návrhy a definicemi, které jsou úzce zaměřeny na konkrétní aplikace či požadavky. Je problematické najít publikace, které by shrnovaly současný stav a odpovídaly by na tuto problematiku v globálním měřítku. Tato oblast kmitočtových filtrů je tedy velmi obsáhlá a přesahuje rámec disertační práce, a proto práce nerozebírá konkrétní publikovaná zapojení.

Analogové kmitočtové filtry lze rozdělit na pasivní a aktivní. Disertační práce navazuje na aktivní filtry, pro které je typické použití aktivního prvku.

Při analogovém zpracování signálu se jedná o nepostradatelné bloky, které však mohou být velmi často zdrojem nežádoucího zkreslení. Obecné požadavky na jednotlivé konstrukce jsou průchodnost harmonických signálů s kmitočty v propustném pásmu bez jakékoliv změny a naopak maximální potlačení signálů s kmitočty definovanými nepropustným pásmem.

Kmitočtové filtry nacházejí uplatnění především v radiotechnice, elektroakustice, měřicí a regulační technice a v silnoproudé elektrotechnice.

Usměrňovače

Usměrňovače jsou důležitými stavebními bloky pro analogové zpracování signálu. Tradiční přístup, založený na diodách a operačních zesilovačích, se projevuje nežádoucími efekty způsobenými limitními hodnotami mezních rychlostí přeběhu operačních zesilovačů

a komutací diod. S klesající amplitudou zpracovávaného signálu a s rostoucím kmitočtem zmíněné zkreslení značně roste. Běžné usměrňovače tedy pracují na kmitočtech hluboko pod šířkou pásma použitého operačního zesilovače. Proudový mód nabízí přijatelnou cestu k přepracování tradičních obvodů směřující k jiným více elegantnějším řešením [16]. Několik dvoucestných usměrňovačů v proudovém módu, se snahou usměrnit signály s co nejmenší amplitudou a co nejvyšším kmitočtem, již bylo publikováno [9, 24-31]. Tyto publikace však využívají nejméně dva aktivní prvky v proudovém módu, 4 diody a další podobvody. Známa konstrukce usměrňovače s CCII využívá 4 diody [24, 25]. V [26, 27] bylo publikováno i několik podpůrných obvodů, které eliminují zpoždění zaváděné diodami při jejich přepínání mezi propustným a závěrným směrem. Tyto obvody jsou ale velmi často komplikované. V [9] je popsán usměrňovač s použitím jednoho CDTA a 4 diod.

Generátory harmonických kmitů

Oscilátory představují v elektronice velmi významnou skupinu stavebních bloků, které se stávají základními částmi větších celků v mnoha odvětvích elektroniky. Jedná se především o řídicí techniku, měřicí systémy, telekomunikaci, oblast zpracování signálu a výkonovou elektrotechniku. Vývoj těchto elektronických obvodů se soustřeďuje především na minimalizaci harmonického zkreslení výstupních signálů, přesnost, stabilitu, nízký offset a malou spotřebu elektrické energie. Pozornost je v současné době věnována proudovému módu, resp. aplikacím v tomto moderním směru elektrotechniky.

Oscilátory jsou obecně reprezentovány aktivními funkčními bloky, jejichž výstupem je harmonický signál definovaný kmitočtem a amplitudou. Snahou je generovat harmonické signály s co nejnižším harmonickým zkreslením (THD).

Kopírování proudů

Nevýhodou mnoha aplikací, jejichž výstupními signály jsou proudy, je skutečnost, že tyto proudy protékají pracovními, většinou uzemněnými impedancemi, které tvoří součást dané aplikace. Typickým příkladem jsou univerzální filtry v proudovém módu [10, 32], kde výstupní signály horních propustí jsou proudy tekoucí uzemněnými kapacitami ve funkci integrátoru [1, 13]. Ve skutečnosti tyto proudy nelze přímo využít k napájení nezávislých zátěží, neboť jakýkoliv pokus o jejich snímání, například zařazením sériových snímacích členů, vede na přímé ovlivnění funkce těchto obvodů. Základním problémem tedy je kopírování těchto proudů bez jakéhokoliv zásahu do funkce původního obvodu. První řešení tohoto problému je použití vícevýstupových stupňů realizovaných proudovými zrcadly na tranzistorové úrovni. Jedná se o tzv. mnohovýstupové stupně (MO – Multiple Output). Zásadní nevýhodou takového řešení je však velká citlivost výsledného proudu na chyby kopií proudů, které jsou v rámci současných technologií CMOS poměrně vysoké [23]. Tato varianta

má své opodstatnění při zanedbatelných velikostech zátěžových impedancí a navíc je vázána na procesně výrobní chybu. V případě, kdy je použit jako zátěžová impedance kapacitor a na druhém výstupu je lineární rezistor, vzniká velká chyba kopírovaného proudu z toho důvodu, že při změně kmitočtu se mění i poměr impedancí obou zátěží. Reaktance kapacitoru je kmitočtově závislá hodnota, naopak odpor u rezistoru je de facto stále stejný – na kmitočtu nezávislý. Tedy změnou poměru impedancí výstupních součástek se mění i podmínky pro proudová zrcadla (napětí na výstupu), a to má za následek změnu výstupního proudu (chybu).

Další známou variantou řešení kopírování proudů je vložení malého rezistoru sériově mezi výstup obvodu z a pracovní uzemněnou impedanci. Průchod proudu pak zajišťuje vytvoření malého úbytku na tomto vloženém senzoru. Vytvořený úbytek napětí lze pak v podstatě jednoduše změřit pomocí napěťových sledovačů a jakkoliv zpracovat. Výsledná měřená hodnota již reálně odpovídá originálu, ale nutno upozornit, že v sérii s pracovní impedancí funguje ještě “senzor” průchozího proudu, který svojí činností do funkce obvodu zasahuje. Je pak nutno zvážit, zdali ovlivnění “senzorem” je pro nějaký konkrétní případ podstatné, nebo naopak zanedbatelné.

2.4 Specifikace cílů disertační práce

Předkládaná disertační práce s názvem **Aktivní obvodové prvky s proudovými vstupy a výstupy a jejich aplikace** si klade za cíl hledání nových obvodových prvků pro analogové zpracování signálů a jejich aplikací. Konkrétně jde o teoretický návrh obvodů, prvků, bloků a aplikací, teoretické výpočty vlastností a ověření funkce, které bude vždy podloženo počítačovou simulací (zpravidla s využitím programu PSpice apod.), či měřením reálných vlastností na sestaveném prototypu. Naměřené hodnoty pak budou porovnány se simulovanými, vypočtenými a měřenými hodnotami.

Prvky budou postaveny na základě aktivních bloků CDU a CI s aplikacemi především v proudovém nebo smíšeném módu.

Sledované oblasti aplikací aktivních prvků jsou kmitočtové filtry, usměrňovače, generátory harmonických a tvarových kmitů a obvody pro kopírování proudů na obvodové úrovni.

Cílem hledání nových obvodových prvků, stejně tak cílem disertační práce je reagovat na současné trendy elektroniky. Jedná se především o zvyšování rychlosti obvodů a zlepšování jejich charakteristických vlastností. V neposlední řadě jde také o rozšiřování oblasti použití nových prvků založených na osvědčené funkci stávajícího prvku.

3 Výsledky disertace

Oblast disertační práce navázala na stávající stav, který je popsán v **kapitole 2**, rozvojem nových zapojení s nabídkou lepších parametrů. Tyto řešené oblasti analogové elektroniky v proudovém nebo smíšeném módu lze definovat jako:

1. **Nové aktivní prvky pro analogové zpracování signálů.**
2. **Kmitočtové filtry.**
3. **Tvarovače signálů – usměrňovače.**
4. **Generátory harmonických kmitů.**
5. **Obvody pro kopírování proudů.**

Základním stavebním kamenem nových aktivních prvků jsou proudový invertor CI (Current Inverter), proudový sledovač CF (Current Follower), nebo kombinace obou v podobě proudové diferenční jednotky CDU (Current Differencing Unit). Aplikace těchto nových prvků jsou v oblasti kmitočtových filtrů, usměrňovačů, generátorů harmonických kmitů a obvodů pro kopírování proudů. Pozornost je také věnována konstrukci samotné CDU.

Mnohé aplikační návrhy, ověřené PSpice simulacemi, jsou sestaveny z komerčně dostupných součástek a proměřeny, čímž je demonstrována reálná funkce navržených obvodů. Měřením získané hodnoty jsou následně porovnávány se simulacemi a výpočty. Váha těchto výsledků je pak umocněna analýzami reálných vlivů a kritickými analýzami.

3.1 Nové aktivní prvky pro analogové zpracování signálů

Cílem této části disertační práce je hledání nových obvodových prvků pro analogové zpracování signálů a jejich následná aplikace. Hledáním se rozumí teoretický návrh obvodů, prvků, bloků a aplikací, teoretické výpočty vlastností a ověření funkcí, které jsou vždy podloženy počítačovou simulací (zpravidla s využitím programu PSpice).

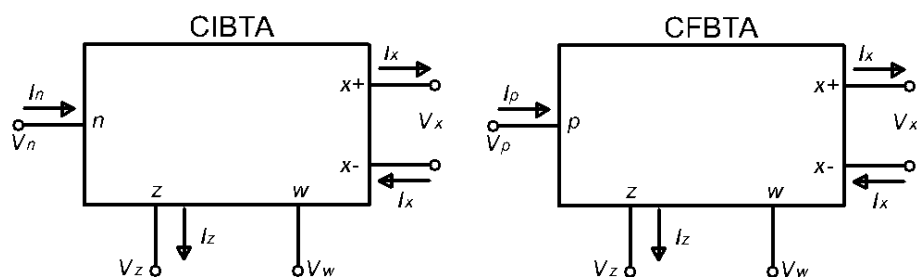
Podnětem k zavedení nových aktivních prvků je zlepšování parametrů, rozšiřování oblasti použití a zjednodušení konstrukcí již stávajících částí.

CIBTA, CFBTA (Current Inverter – Follower Buffered Transconductance Amplifier)

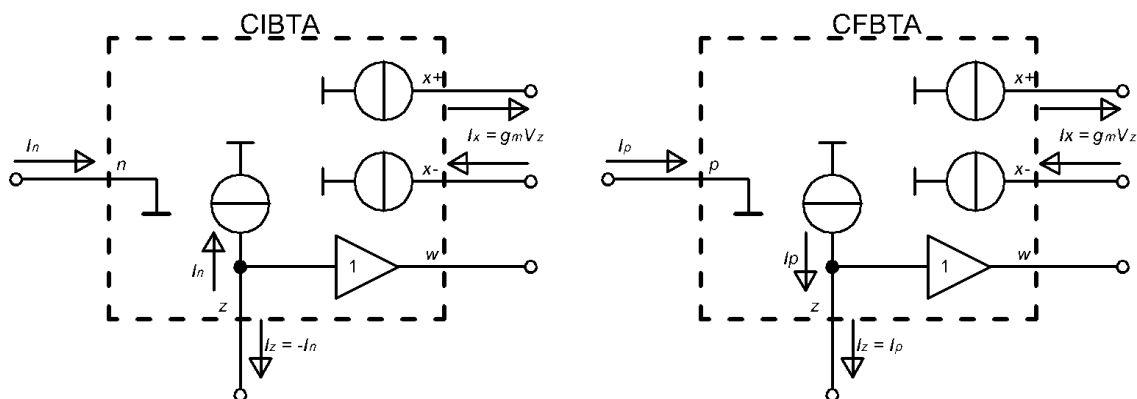
Jednou z aplikací CI je implementace do aktivního prvku, který vznikl spojením dvou základních stavebních bloků z oblasti analogového zpracování signálu, a sice CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) a CDTA. CI zde nahradil funkci CDU a zjednodušil tím vstupní stupeň konečného navrhovaného obvodu CIBTA (Current Inverter Buffered Transconductance Amplifier) [33]. Prvek CIBTA tedy sdružuje dva charakteristické popisy

po svých předchůdcích – oba bloky obsahovaly vstupní proudovou diferenční jednotku, jejíž výstup byl vyveden na výstupní svorku z . U prvku CDTA bylo následně snímáno odpovídající napětí této výstupní svorky a transformováno na další proudový výstup (výstupy) x přes transkonduktanci g_m (OTA, MO-OTA). Rozdíl u CDBA spočívá v tom, že odpovídající výstupní napětí na svorce z přenáší napěťový sledovač na napěťový výstup w . CIBTA tedy obsahuje jak proudový výstup (výstupy) x , tak i napěťový výstup w . Schématickou značku a ekvivalentní obvodové zapojení aktivního prvku CIBTA uvádí obr. 14 a obr. 15.

Ekvivalentním novým aktivním prvkem je CFBTA (Current Follower Buffered Transconductance Amplifier) [33], který nabízí podobnou funkci jako CIBTA s rozdílem ve vstupním stupni, který je tvořen proudovým sledovačem (zesilovač se zesílením 1). Schématická značka a ekvivalentní obvodové zapojení uvádí obr. 14 a obr. 15.



Obr. 14: Schématické značky aktivních prvků CIBTA a CFBTA



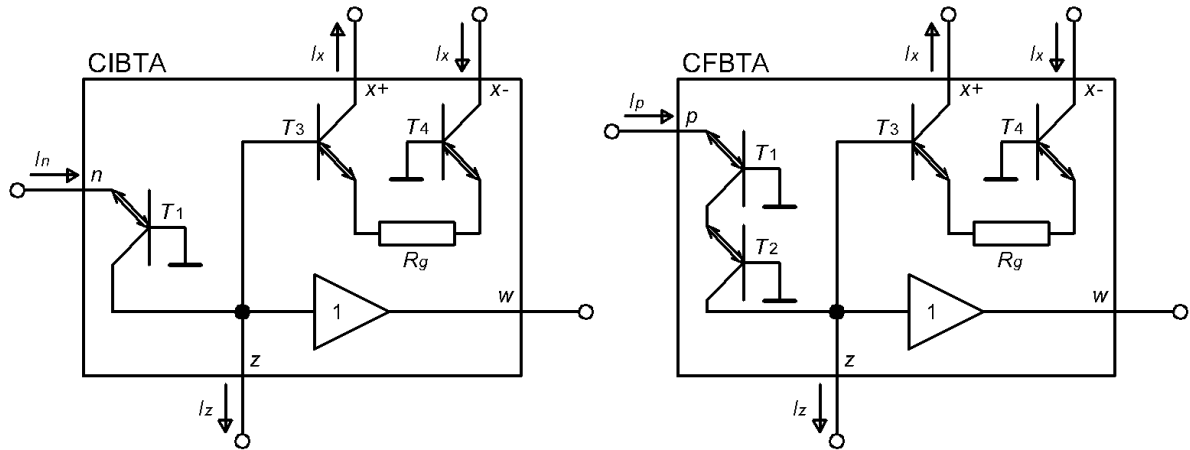
Obr. 15: Obvodové zapojení ideálních aktivních prvků CIBTA a CFBTA.

Společný matematický popis obou nových aktivních prvků naznačuje následující hybridní matice:

$$\begin{pmatrix} I_z \\ V_w \\ I_x \\ V_{p(n)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & (-1) \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_z \\ I_w \\ V_x \\ I_{p(n)} \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Jak naznačuje předchozí maticový zápis (12), vstupní svorky p a n mají vstupní impedanci ideálně 0Ω . Svorky se chovají jako uzemněné, proto je jejich napětí nulové. Proud výstupní svorky z je kopií vstupního proudu p pro CFBTA a inverzní kopií proudu n pro CIBTA, přičemž orientace vstupních proudů je vždy ve směru do obvodu a orientace výstupního proudu je ve směru z obvodu. Napětí na výstupní svorce z kopíruje napěťový sledovač na výstupní svorku w . Dále toto napětí převádí OTA přes svoji transkonduktanci g_m na výstupní proud svorky x .

Jedny z možných implementací prvků CIBTA a CFBTA ukazuje obr. 16. Tyto realizace pomocí komerčně dostupných součástek využívají integrovaného obvodu OPA860 společnosti Texas Instruments [34]. Integrovaný obvod je rozdělen na dvě části – obvod tzv. diamantového tranzistoru a obvod napěťového sledovače. Diamantový tranzistor je součástka s funkcí podobnou proudově řízenému proudovému konvejšoru druhé generace CC-CCII (Current Controlled Current Conveyor II), jehož báze (b), emitor (e) a kolektor (c) odpovídají svorkám y , x a z proudového konvejšoru s bližším popisem v **kapitole 2** a v [34].



Obr. 16: Schématické zapojení aktivních prvků CIBTA a CFBTA pomocí komerčních součástek.

Předností těchto nových aktivních prvků je jejich rozšířená oblast použití díky doplněnému napěťovému výstupu. Výhodné použití mohou tyto prvky nacházet především v konstrukcích kmitočtových filtrů, generátorech tvarových a harmonických kmitů i v tvarovačích signálů. V konkrétních aplikacích se uplatňují parazitní impedance těchto prvků, které omezují jejich

použití. Konkrétním příkladem mohou být implementace pomocí zmíněných integrovaných obvodů OPA860, kde jsou charakteristické následující parametry reálných obvodů CIBTA a CFBTA vycházející především z katalogového listu integrovaného obvodu [34] a z počítačových simulací nástrojem PSpice (α_n , α_p):

Tab. 2: Tabulka charakteristických parametrů aktivních prvků CIBTA a CFBTA

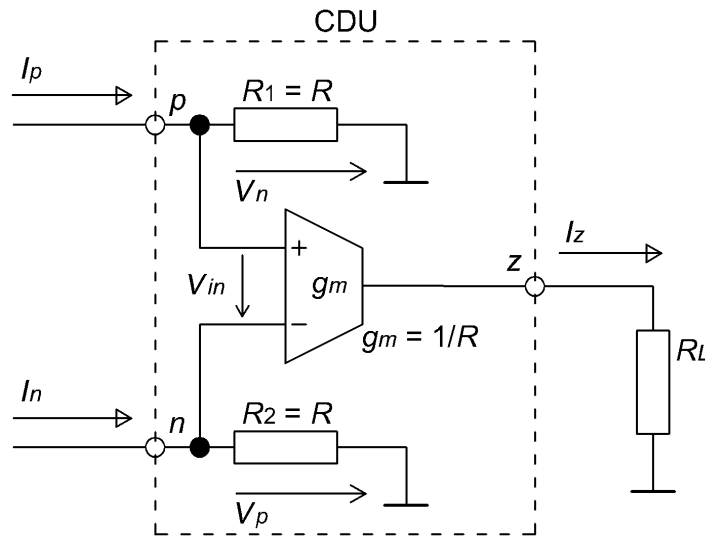
Parametr	Hodnota	Ideální hodnota
R_p	10,5 Ω	0 Ω
R_n	10,5 Ω	0 Ω
R_z	51,2 k Ω	∞ Ω
C_z	6,2 pF	0 F
R_x	54 k Ω	∞ Ω
C_x	2 pF	0 F
R_w	1,4 Ω	0 Ω
g_m	1/ R_g	1/ R_g
α_n	0,99 / 750 MHz _{-3 dB}	1
α_p	0,97 / 620 MHz _{-3 dB}	1

Konstanty α_n , α_p vyjadřují proudový přenos z daného vstupu na výstupní svorku z. Tyto přenosy jsou kmitočtově závislé a jsou omezeny kmitočtovým pásmem, ohraničeným poklesem o 3 dB na dekádu. Tabulka 2 porovnává ideální hodnoty charakteristických parametrů s jejich reálnými hodnotami, které jsou platné pro uvedenou konstrukci pomocí integrovaných obvodů OPA860.

CDU (Current Differencing Unit)

CDU se stala základním kamenem několika funkčních bloků (hlavně typu CDTA, CDBA apod.). Jak je zřejmé z mnoha aplikací [1], sama o sobě není novým obvodem. Novinkou v této oblasti je implementace na úrovni dostupných integrovaných obvodů, protože tento základní kámen (v asociaci s operačním zesilovačem) dosud neexistuje v podobě integrovaného obvodu. V případě potřeby je nezbytné navrhnout tento obvod na úrovni tranzistorů, nebo integrovaných obvodů. V této oblasti byly navrženy dvě realizace právě na úrovni komerčně dostupných integrovaných obvodů. **První realizace** spočívá ve využití záměrně vložených malých vstupních impedancí a na převodu vzniklého diferenčního napětí na výstupní proud [35-37]. **Druhá realizace** využívá diamantových tranzistorů – viz níže

(konstrukce aktivního prvku ZC-CDU (Z-Copy Current Differencing Unit)). V první realizaci tvoří vstupy dva uzemněné rezistory $R_1 = R_2 = R$, jak znázorňuje na obr. 17. Tato koncepce vychází z reálných vlastností CDU, kdy ideální nulová vstupní impedance bývá v reálných zapojeních na tranzistorové úrovni v technologii CMOS v řádech desítek až stovek ohmů, v této realizaci je zmíněná impedance záměrně vložena. Napětí vytvořené na těchto rezistorech V_p a V_n , vlivem průchodu vstupních proudů I_p a I_n , je přivedeno přímo na vstup OTA. Rozdíl vstupních proudů tvoří diferenční napětí V_{in} na vysokoimpedančních vstupech OTA a toto je přes transkonduktanci $g_m = 1/R$ převáděno na výstupní proud I_z . Pro PSpice simulace byl použit komerční integrovaný obvod MAX436 [38] a obvod OPA615 [39].



Obr. 17: Realizace CDU pomocí OTA.

Obvod na obr. 17 lze popsat rovnicí:

$$I_z = g_m (R_1 I_p - R_2 I_n) = I_p - I_n, \quad (13)$$

pouze za předpokladu $R_1 = R_2 = R$ a $g_m = 1/R$.

Je nutné, aby odpor rezistoru R byl nízký, a aby odpovídal hodnotám vstupních impedancí CDU realizovaných na úrovni tranzistorů v technologii CMOS. Tento předpoklad určuje nároky na transkonduktanční zesilovač, jehož g_m by měla být poměrně vysoká – podle výše uvedené podmínky, dále by měl být rychlý a přesný. Ne každý OTA vyhovuje těmto náročným požadavkům. Jedním z uvažovaných integrovaných obvodů (IO) je MAX435/436 [38] s šířkou pásma 275/200 MHz a s extrémně lineární převodní charakteristikou $I = f(V)$, protože jeho transkonduktance je určena externím dvojpólem, což může být lineární rezistor.

Amplitudová kmitočtová charakteristika CDU sestaveného pomocí MAX436 je však značně závislá na velikosti připojené zátěžové impedance, a to z důvodu relativně malé

výstupní impedance OTA ($3,3 \text{ k}\Omega$). Je tedy zřejmé, že se tento integrovaný obvod pro aplikace v proudovém nebo smíšeném módu příliš nehodí.

Jinak je tomu u realizace s integrovaným obvodem OPA615 [39], který má výstupní impedanci asi 150x větší. Jeho, ke konstrukci CDU důležité, parametry jsou následující:

- Transkonduktance g_m minimálně 19 mA/V v různých teplotních režimech, typicky 25 mA/V .
- Vstupní impedance: $R_i = 200 \text{ k}\Omega$, $C_i = 1,2 \text{ pF}$.
- Výstupní impedance: $R_o = 500 \text{ k}\Omega$, $C_o = 1,2 \text{ pF}$.
- Proudový offset ΔI_{out} do $50 \text{ }\mu\text{A}$ při $25 \text{ }^\circ\text{C}$, typicky $10 \text{ }\mu\text{A}$. Tomu odpovídá typický napěťový offset $\Delta V_{in} = 0,4 \text{ mV}$.
- Maximální výstupní proud 5 mA , v různých teplotních režimech je jeho garantovaná velikost alespoň 2 mA .
- Mezní kmitočet f_{3dB} : typicky 730 MHz , v různých teplotních režimech minimálně 400 MHz .

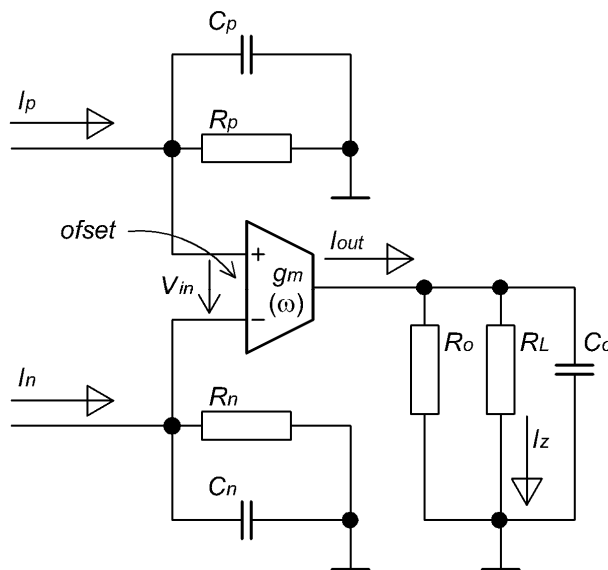
Pro finální návrh a PSpice simulace navržené CDU byl využit SPICE model obvodu OPA615, který dodává výrobce obvodu.

Pro návrh vstupních snímacích rezistorů R_1 a R_2 byla uvažována typická hodnota transkonduktance $g_m = 25 \text{ mA/V}$, kdy podle podmínky pro vzorec (13) vychází odpor snímacích rezistorů $R_1 = R_2 = R = 40 \text{ }\Omega$. V reálném případě k těmto rezistorům paralelně působí ještě parazitní odpor vstupů OTA, který v porovnání s navrženými rezistory bude mít zanedbatelný vliv.

Za předpokladu hodnoty vstupních proudů v rozmezí od -1 mA do $+1 \text{ mA}$ se výstupní proud pohybuje mezi -2 mA a $+2 \text{ mA}$. Generované vstupní napětí V_p a V_n se tedy pohybuje od -40 mV do $+40 \text{ mV}$, vstupní napětí transkonduktančního zesilovače V_{in} bude tedy v rozmezí od -80 mV do $+80 \text{ mV}$. Podle převodní charakteristiky v katalogovém listu [39] $I_{out} = f(V_{in})$ se bude pracovní bod pohybovat v relativně lineární části charakteristiky.

Na obr. 18 je navržený obvod CDU doplněný o uvažované parazitní impedance a další reálné vlastnosti OTA. Odpory R_p a R_n zde zahrnují snímací odpory R_1 a R_2 spolu se vstupními odpory R_i transkonduktančního zesilovače, kapacity C_p a C_n jsou vstupní kapacity OTA: $R_p = R_n = R || R_i \approx R = 40 \text{ }\Omega$, $C_p = C_n = C_i = 1,2 \text{ pF}$. R_o a C_o jsou výše specifikované parametry výstupní impedance OTA. Kmitočtová závislost transkonduktance je modelována jednopólovým modelem:

$$g_m(s) = \frac{g_m}{1 + \frac{s}{\omega_{-3dB}}} \quad (14)$$



Obr. 18: CDU doplněna o reálné vlastnosti.

S ohledem na řešení vlivu velikosti výstupní impedance použitého OTA v asociaci s diskutovanou variantou IO MAX435/436 je obvod analyzován i z hlediska vlivu velikosti odporu připojené zátěže R_L . Tento odpor je volen v hodnotách 0 Ω , 10 Ω , 100 Ω , 1 k Ω a 10 k Ω . Po zavedení linearizovaného modelu transkonduktančního zesilovače (rovnice (15)) s předpokládaným ofsetem lze provést stejnosměrnou analýzu navrženého obvodu na obr. 18, která může být definována rovnicí (16).

$$I_{out} = g_m(V_{in} + \Delta V_{in}) = g_m V_{in} + \Delta I_{out} \quad (15)$$

$$I_z = \frac{g_m R_o}{R_L + R_o} (R_p I_p - R_n I_n + \Delta V_{in}) = \frac{R_o}{R_L + R_o} (g_m R_p I_p - g_m R_n I_n + \Delta I_{out}) \quad (16)$$

Vyčíslením rovnice (16) je následující rovnice (17):

$$I_z = \frac{500 \text{ k}\Omega}{R_L + 500 \text{ k}\Omega} (I_p - I_n + 10 \mu A) \quad (17)$$

Pro odpory zátěže 0 Ω , 10 Ω , 100 Ω , 1 k Ω a 10 k Ω vychází proudový zisk (první člen v rovnici (16)) 1; 0,99998; 0,9998; 0,998 a 0,98.

Malosignálová analýza modelu na obr. 18 vede na následující vztah pro výstupní proud zátěží R_L :

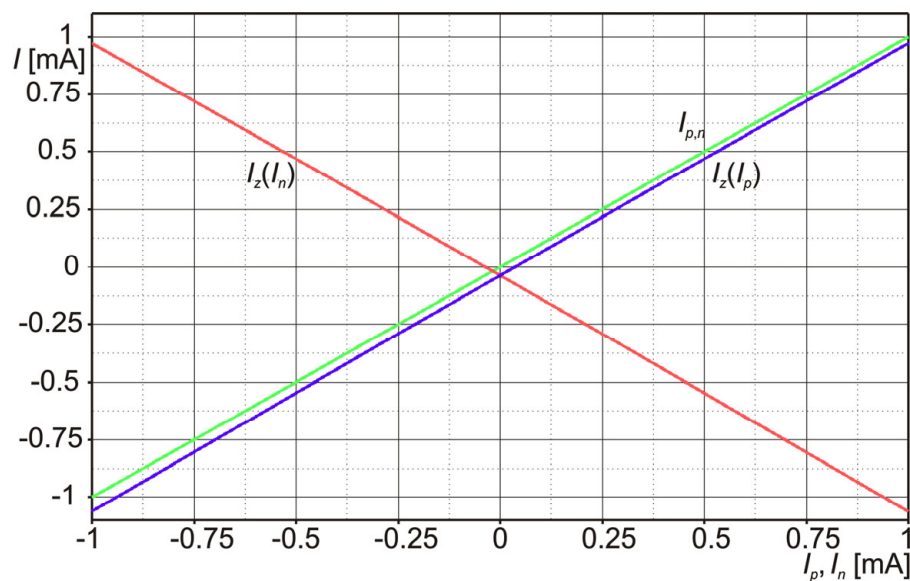
$$I_z = \frac{R_o}{R_o + R_L} \frac{1}{1 + s \frac{R_o R_L}{R_o + R_L}} \frac{g_m}{1 + \frac{s}{\omega_{-3dB}}} \left(\frac{R_p}{1 + s R_p C_p} I_p - \frac{R_n}{1 + s R_n C_n} I_n \right). \quad (18)$$

Přenosová funkce z obou vstupů (jak z I_p tak i z I_n) na výstup I_z obsahuje trojici reálných pólů. První z nich (pól č. 1) je vyvolán působením proudového děliče v důsledku nenulové zatěžovací impedance. Jeho vliv lze eliminovat volbou dostatečně nízkého odporu zátěže CDU. Druhý pól č. 2 je dán kmitočtovou závislostí transkonduktance. Ve skutečnosti bude tato závislost poněkud komplikovanější. Třetí pól (č. 3) existuje v důsledku působení parazitních RC článků na vstupech CDU. Tabulka 3 ukazuje vliv těchto pólů s ohledem na velikost zátěže R_L , kde jsou kmitočty vyjádřeny jak v klasických jednotkách [$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$], tak i v přepočtených jednotkách [Hz]. Z této tabulky je zřejmá dominanta druhého pólu (tedy lomový kmitočet transkonduktančního zesilovače) do odporu zatěžovacího rezistoru v řádu několika set k Ω . Pro větší hodnoty zátěže se stává dominantním pól č. 1, tedy vliv konečné výstupní impedance OTA. Dochází zde k degradaci jak kmitočtových charakteristik, tak i odpovídající rychlosti odezvy CDU na skokové změny vstupních proudů.

Tab. 3: Tabulka souvislosti pólů přenosové funkce s velikostí zátěže CDU

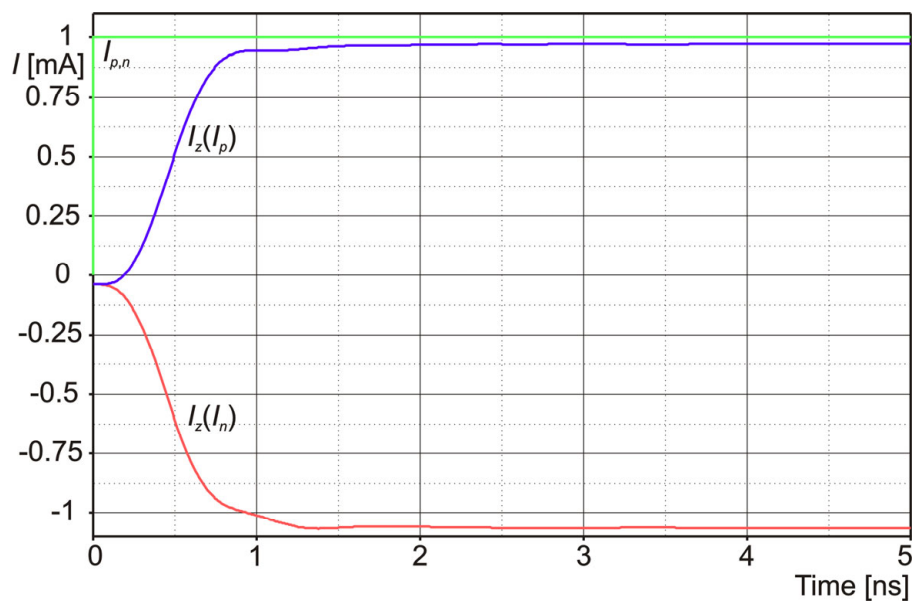
R_L [Ω]	Absolutní hodnota v [rad/s] / [Hz] pólu č.		
	1	2	3
0	∞	4,59 G / 730 M	20,8 G / 3,32 G
10	83,3 G / 13,3 G		
100	8,34 G / 1,33 G		
1 k	833 M / 133 M		
10 k	85 M / 13,5 M		

PSpice simulace byly provedeny na základě SPICE modelu prvku OPA615 společnosti Texas Instruments (REV. A ze 7.11.2006) [40]. Byla provedena stejnosměrná analýza s výslednou statickou převodní charakteristikou zachycenou na obr. 19 pro buzení na vstupu p i na n . Z této charakteristiky lze určit proudový offset CDU cca 37 μA , který je v mezích katalogových údajů. Proudový zisk činí asi 1,015. Zkreslení výstupního proudu při buzení harmonickým proudem o amplitudě 1 mA a kmitočtu 10 MHz s následnou Fourierovou analýzou bylo THD = 0,4 %.



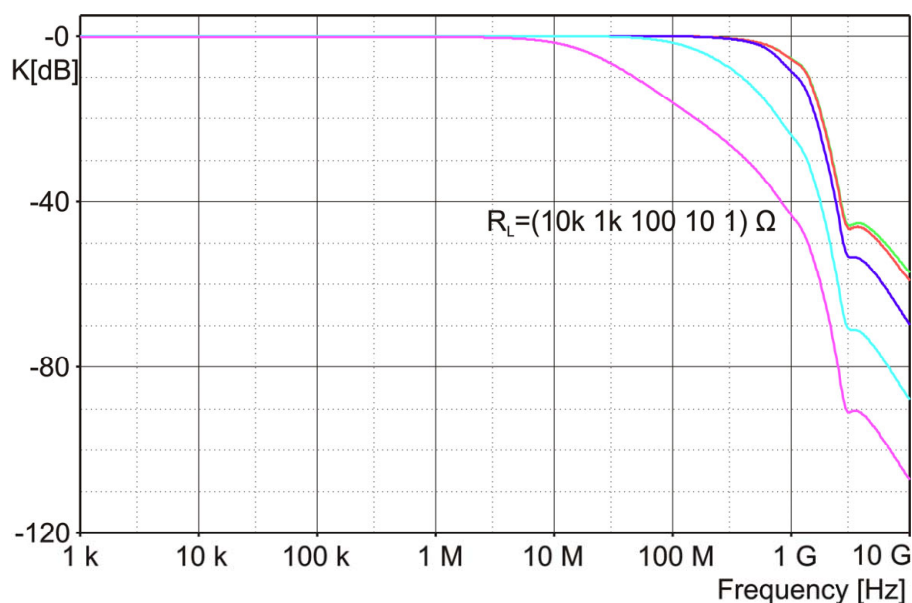
Obr. 19: PSpice simulace statické převodní charakteristiky CDU při odporu zátěže $R_L = 1 \Omega$, $I_z = f(I_p, I_n)$.

Na obr. 20 je detail odezvy CDU na obdélníkové buzení proudem I_p , resp. I_n s délkou náběžné hrany odezvy pod 1 ns.

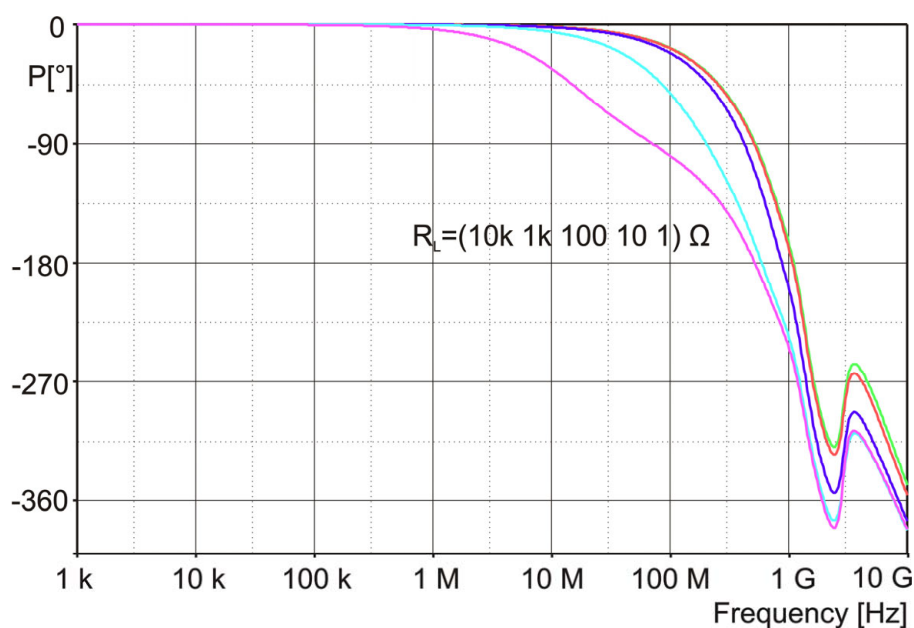


Obr. 20: Reakce na jednotkový skok navržené CDU.

Následující kmitočtové charakteristiky na obr. 21 a 22 potvrzují skutečnost z tab. 3, že zátěž o odporu nad cca 100Ω degraduje kmitočtovou charakteristiku vlivem pólu č. 1, který se stává dominantním.



Obr. 21: Simulovaná amplitudová kmitočtová charakteristika CDU pro různé hodnoty odporu zatěžovacího rezistoru při buzení ze vstupu p . Buzením ze vstupu n jsou charakteristiky shodné.



Obr. 22: Simulovaná fázová kmitočtová charakteristika CDU pro různé hodnoty odporu zatěžovacího rezistoru při buzení ze vstupu p . Buzením ze vstupu n jsou charakteristiky shodné, pouze posunuté o 180° .

Navržené obvodové řešení CDU je velmi jednoduché, protože sestává z dvojice uzemněných rezistorů a komerčního prvku OTA. Obvod pracuje v dostatečně širokém kmitočtovém pásmu, které je vyšší než u většiny publikovaných CMOS struktur CDU. Odezvy jednotky na skokové změny vstupních signálů jsou rychlé a bez rušivých zákmitů. Určitou nevýhodou je nutnost přesného dostavení dvojice snímacích rezistorů s ohledem na

hodnotu transkonduktance konkrétního vzorku OTA zesilovače. Linearita převodních charakteristik a jejich teplotní stabilita jsou dány vlastnostmi transkonduktančního zesilovače.

ZC-CDU (Z Copy Current Differencing Unit)

Základem bloku ZC-CDU je CDU doplněná o další dva proudové výstupy z_c a iz_c , kde výstupní proud I_{z_c} je přímou kopií proudu I_z a I_{iz_c} je její invertovaná hodnota, jak ukazuje obr. 23 a hybridní matice rovnic (19).

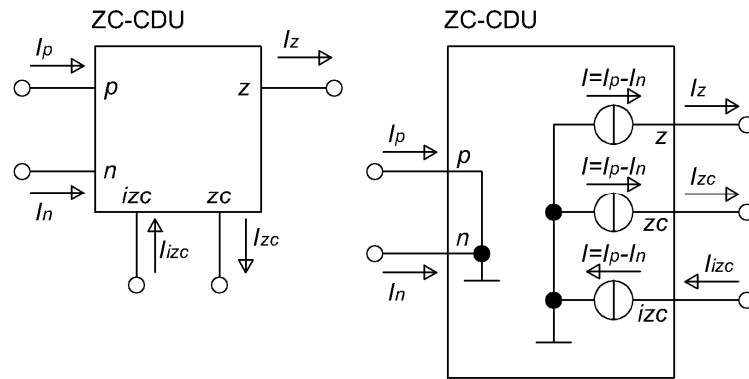
CDU tvoří v několika aktivních prvcích pro analogové zpracování signálů vstupní stupeň jako je CDTA (Current Differencing Transconductance Amplifier), CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) a podobně [1].

ZC-CDU je aktivní blok s proudovými vstupy i výstupy (CICO) se dvěma nízkoimpedančními vstupy (p a n) a několika vysokoimpedančními výstupy (z , z_c , iz_c ,...). Funkci aktivního bloku popisuje následující hybridní maticová rovnice:

$$\begin{pmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_{z_c} \\ I_{iz_c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ V_{z_c} \\ V_{iz_c} \end{pmatrix}. \quad (19)$$

Význam kopírování proudů a jeho pravidla jsou shrnuta v přehledné publikaci [1], která naznačuje rozšiřující možnosti stávajících základních aktivních bloků, kdy se přidáním kopie základního proudu (většinou I_z) podstatně rozšíří oblast použití.

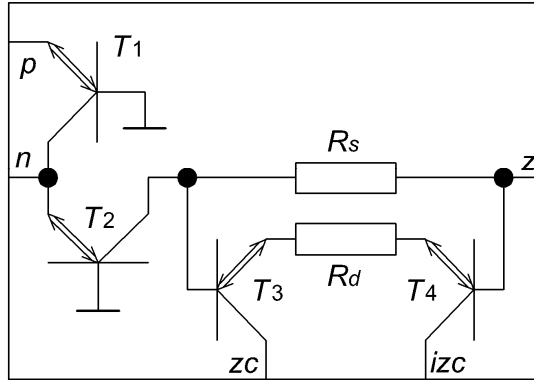
Výstupní proud I_z je dán rozdílem vstupních proudů I_p a I_n podle rovnice $I_z = I_p - I_n$. Obr. 23 (a) a (b) ukazuje schématický symbol a ekvivalentní ideální obvod složený z proudových zdrojů. V ideálním případě je impedance vstupních svorek nulová a výstupních svorek nekonečná. Nízká vstupní impedance redukuje vliv parazitních impedancí na přenos signálu.



Obr. 23: (a) Schématický symbol a (b) ekvivalentní obvod aktivního bloku ZC-CDU.

Druhá realizace (v návaznosti na CDU realizovanou pomocí OTA – viz výše) (ZC)CDU je založena na diamantových tranzistorech (DT), které jsou součástí integrovaného obvodu OPA860 [34]. Schéma zapojení implementace ZC-CDU ukazuje obr. 24. Funkce diamantových tranzistorů byly již zmíněny v **kapitole 2.2**.

ZC-CDU



Obr. 24: Implementace ZC-CDU pomocí diamantových tranzistorů.

První dva DT (T_1 a T_2) tvoří proudovou diferenční jednotku, kde invertovaný vstupní proud svorky p (pomocí T_1) vtéká do emitoru druhého DT – T_2 , ve kterém se sčítá se vstupním proudem svorky n a jejich suma je následně invertována tranzistorem T_2 . Výsledný proud protéká přes rezistor R_s na výstup z . Hodnoty napětí na obou terminálech rezistoru R_s jsou kopírovány na terminály rezistoru R_d pomocí T_3 a T_4 , přičemž je-li odpor rezistoru R_d stejný s odporem rezistoru R_s , protéká zde stejný proud jako přes rezistor R_s . Vtéká-li proud do emitoru DT, pak stejná hodnota vtéká také do kolektoru DT. Tím je realizována kopie výstupního proudu svorky z a její invertovaná hodnota.

Rovnice, charakterizující tuto implementaci ZC-CDU, jsou následující:

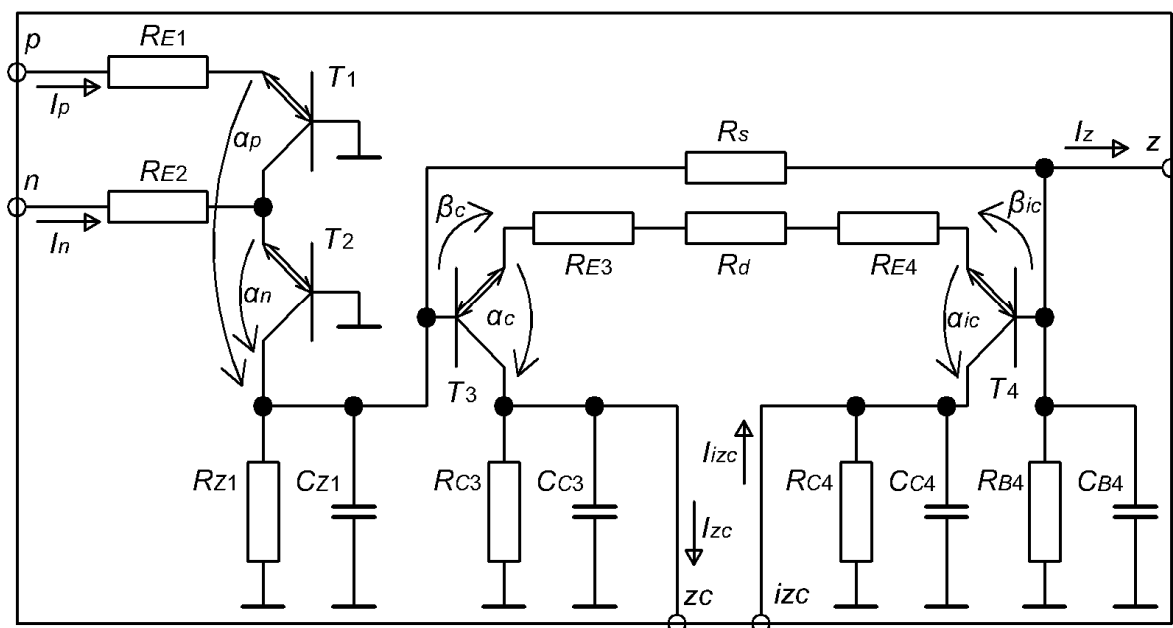
$$\begin{aligned} I_z &= I_p - I_n, \\ I_{zc} &= \frac{R_s}{R_d} (I_p - I_n), \\ I_{izc} &= \frac{R_s}{R_d} (I_n - I_p). \end{aligned} \quad (20)$$

Z těchto rovnic plyne výhoda tohoto zapojení – pomocí poměru odporů R_s a R_d lze řídit zesílení výstupních proudů I_{zc} a I_{izc} . Tuto výhodu lze využít ke kompenzaci některých parazitních tlumících vlivů, jak je dokázáno v konstrukcích oscilátorů v **kapitole 3.4**.

Pro kompletní analýzu reálného prvku ZC-CDU je nezbytné zahrnout parazitní vlivy, které mají dominantní vliv na chování navrženého obvodu v praxi. Jedná se především o chybu přenosu vstupních svorek p a n , symbolizovaných konstantami α_p a α_n , a podobně chyby proudových a napěťových přenosů tranzistorů T_3 a T_4 symbolizovaných konstantami

α_c a α_{ic} a β_c a β_{ic} . Tyto konstanty jsou pro ideální proudovou diferenční jednotku rovny 1, ve skutečnosti se ale jejich hodnota pohybuje okolo 0,97-0,99. Tento parazitní vliv způsobuje vnitřní reálný útlum DT. Z katalogového listu integrovaného obvodu OPA860 [34] jsou zřejmé parazitní impedance DT. Jedná se především o nenulovou vstupní impedanci emitoru a konečnou výstupní impedanci a parazitní kapacitu kolektoru. Výsledné schéma aktivního prvku ZC-CDU s hlavními parazitními vlivy zobrazuje obr. 25, kde rezistor R_{Z1} a kapacitor C_{Z1} nahrazují paralelní kombinaci parazitních impedancí kolektoru T_2 a báze T_3 .

ZC-CDU



Obr. 25: ZC-CDU sestavená pomocí DT s hlavními parazitními vlivy.

Jak je uvedeno v katalogovém listu integrovaného obvodu OPA860 [34], lze do určité míry eliminovat vliv parazitní impedance báze tranzistoru T_3 a T_4 vložení pomocného rezistoru o odporu 25-200 Ω . Tento pomocný rezistor navíc pomáhá zvyšovat stabilitu DT.

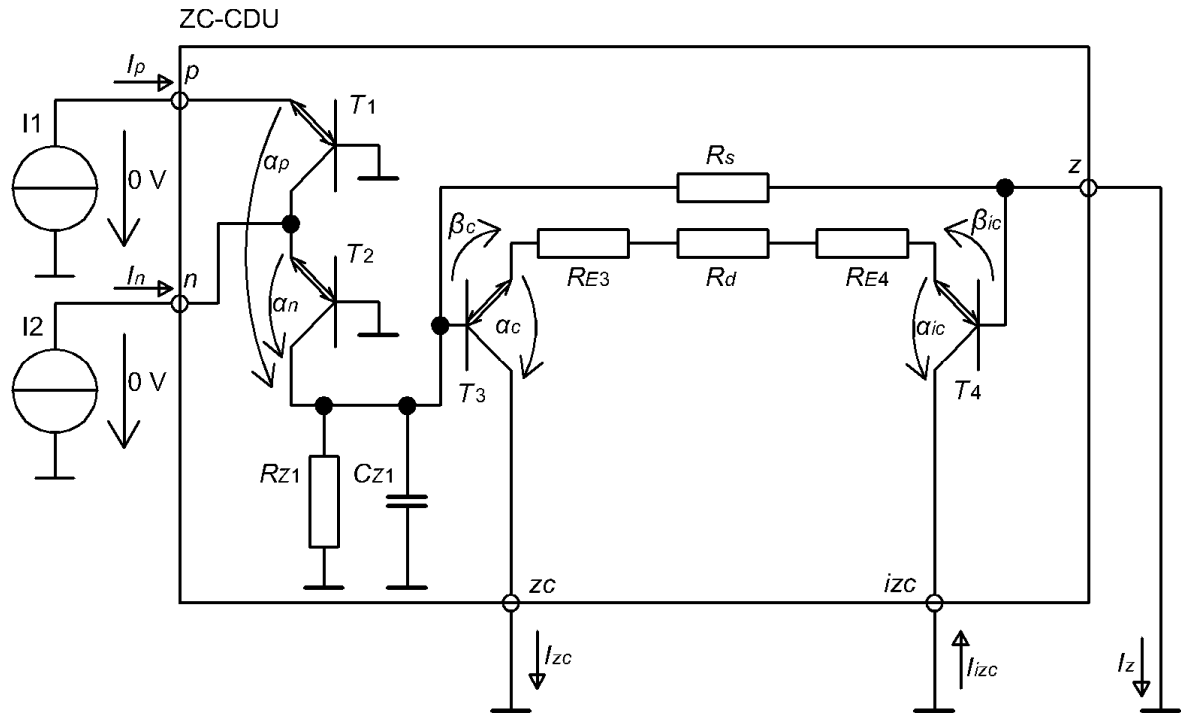
Tab. 4: Tabulka charakteristických parametrů diamantových tranzistorů podle katalogového listu [34].

Parametr	Hodnota
R_E	10,5 Ω
R_B	455 k Ω
R_C	54 k Ω
C_C	2 pF
C_B	2,1 pF

Po zavedení výše diskutovaných parazitních vlivů lze jednoduché přenosové funkce stejnosměrného signálu pro každý výstup zapsat jako:

$$\begin{aligned} I_z &= \frac{R_{Z1}(\alpha_p I_p - \alpha_n I_n)}{R_{Z1} + R_s}, \\ I_{zc} &= \frac{\alpha_c \beta_c \beta_{ic} R_s I_z}{R_d + R_{E3} + R_{E4}}, \\ I_{izc} &= \frac{-\alpha_{ic} \beta_c \beta_{ic} R_s I_z}{R_d + R_{E3} + R_{E4}}. \end{aligned} \quad (21)$$

Obvody v proudovém módu pracují s proudovými zdroji s nekonečnou výstupní impedancí a pracují do zátěží s nulovými impedancemi. Tedy za předpokladu ideálních budících zdrojů připojených ke vstupům p a n a nulových vstupních impedancí dalších obvodů (zátěží) se náhradní model značně zjednoduší. Výsledné schéma na obr. 26 uvádí podstatné parazitní vlivy navrženého obvodu ZC-CDU. Je nutné pamatovat na situace, kdy bude obvod pracovat v komplexním nadřazeném systému, ve kterém je zapotřebí uvažovat konečné impedance budících zdrojů a nenulové vstupní impedance dalších navazujících obvodů. V tom případě se začnou projevovat nenulové vstupní impedance ZC-CDU a také vliv parazitních impedancí výstupních svorek ZC-CDU.



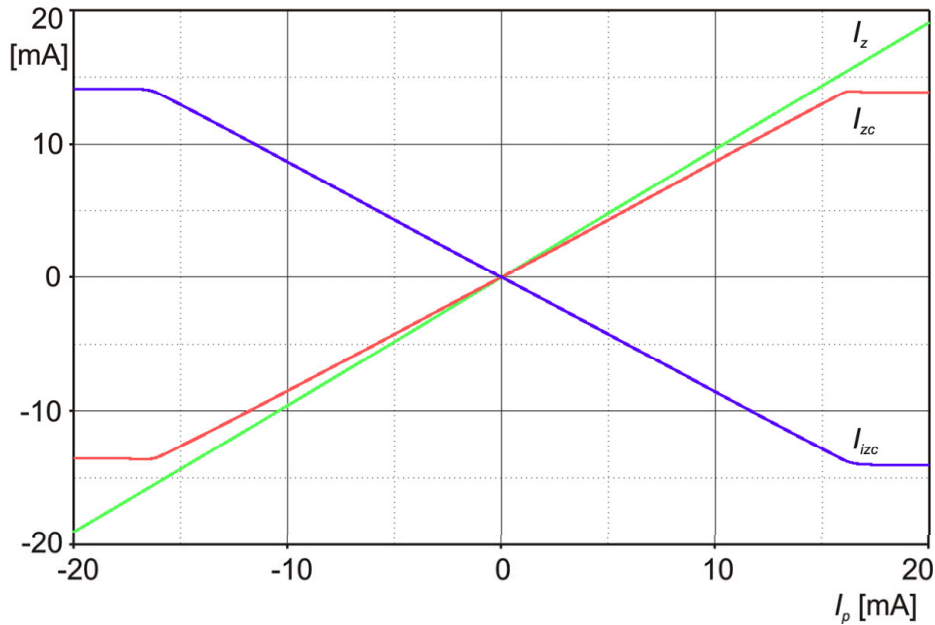
Obr. 26: ZC-CDU sestavená pomocí DT s podstatnými parazitními vlivy.

Za předpokladu ideálních budících zdrojů a nulových zátěžových impedancí, lze zapsat následující obecnou rovnici pro proudový přenos:

$$I_z = \frac{R_{Z1}(\alpha_p I_p - \alpha_n I_n)}{R_{Z1} + R_S + s(R_{Z1}C_{Z1}R_S)} \quad (22)$$

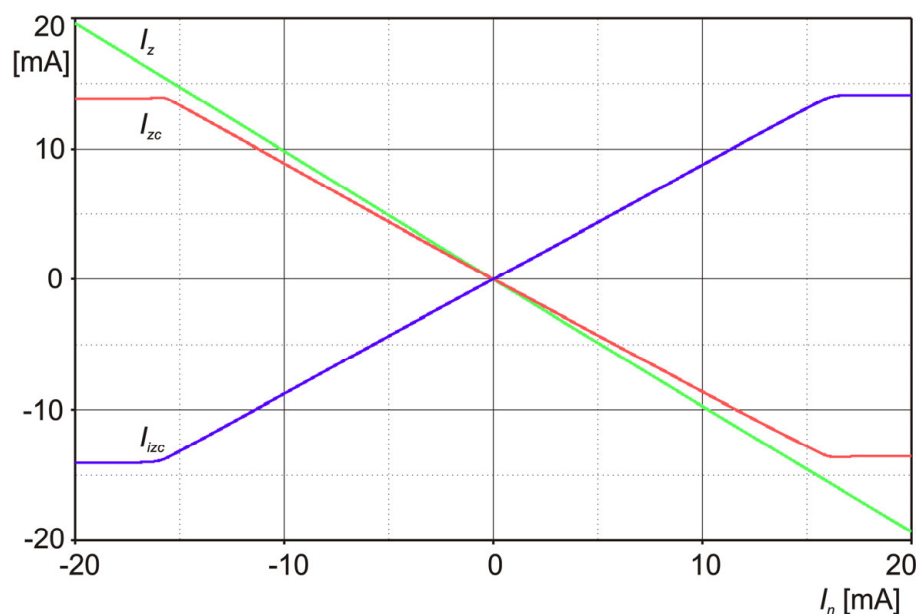
Výpočty kopírovaných výstupních proudů I_{zc} a I_{izc} jsou stejné jako v rovnici (21). Pro získání standardního proudového přenosu K_i je nutné definovat pouze jeden vstup a jeden výstup. Druhý nepoužitý vstup se pak rozpojí a výstupy zkratují. Matematickými úpravami rovnic (21) a (22) lze získat požadovanou funkci.

Funkce navržené implementace aktivního prvku ZC-CDU s DT (obr. 24) byla prověřována počítačovými simulacemi v programu PSpice provedením stejnosměrné analýzy s ideálními proudovými zdroji a zkratovanými výstupními svorkami se symetrickým napájecím napětím ± 5 V. Odpory rezistorů R_s a R_d byly zvoleny shodně 220Ω . Pro nastavení DT byl použit rezistor R_{adj} s odporem 330Ω podle doporučení v katalogovém listu. Simulace proběhly bez použití pomocného rezistoru v sérii s bázemi DT. Výsledné průběhy výstupních proudů v závislosti na vstupním proudu I_p zobrazuje obr. 27. Obr. 28 ukazuje průběhy výstupních proudů v závislosti na vstupním proudu I_n .



Obr. 27: Stejnosměrná analýza aktivního prvku ZC-CDU z obr. 24 při buzení svorkou p .

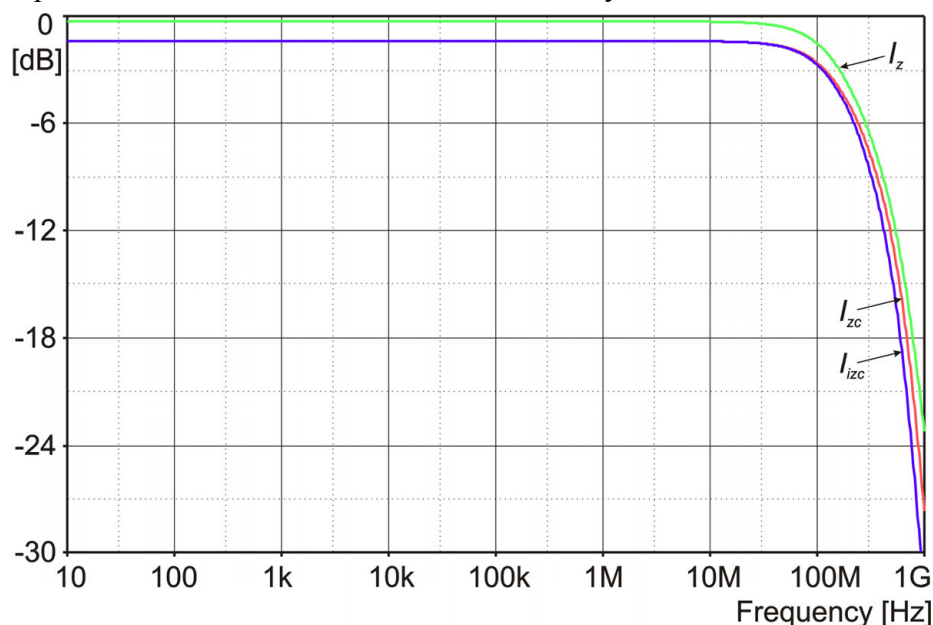
Rozdíly výstupních charakteristik při buzení ze vstupu p a n jsou až na inverzi nepatrné, protože jediným rozdílem ve stejnosměrném přenosu jsou proudové přenosy α_p a α_n , které se od sebe liší v řádu jednotek procent.



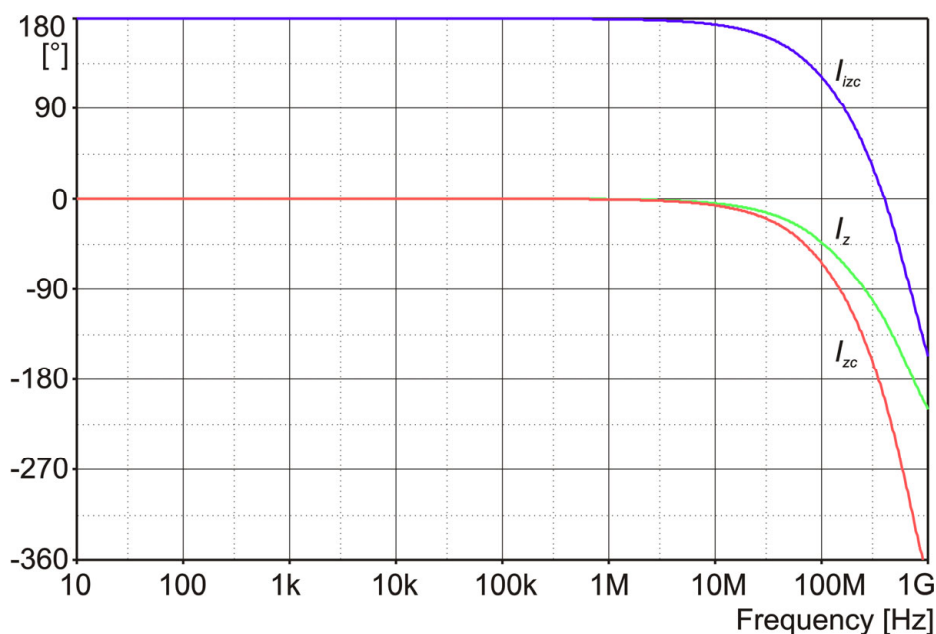
Obr. 28: Stejnosměrná analýza aktivního prvku ZC-CDU z obr. 24 při buzení svorkou n .

Z těchto výsledků je patrný vliv nejednotkových proudových přenosů DT, který se projevil odklonem od ideálního průběhu. V případě proudů I_{zc} a I_{izc} lze tento vliv eliminovat nastavením poměru rezistorů R_s a R_d , jak je popsáno výše.

V rámci ověřování funkce a možností navržené implementace aktivního prvku ZC-CDU nástrojem PSpice byla dále provedena kmitočtová analýza obvodu s buzením svorkou p . Výsledné amplitudové a fázové kmitočtové charakteristiky uvádí obr. 29 a 30.



Obr. 29: Amplitudové kmitočtové charakteristiky výstupních proudů aktivního prvku ZC-CDU z obr. 24 při buzení svorkou p .



Obr. 30: Fázové kmitočtové charakteristiky výstupních proudů aktivního prvku ZC-CDU z obr. 24 při buzení svorkou p .

Obr. 29 zachycuje na nízkých kmitočtech vliv nejednotkových proudových a napěťových přenosů DT (α_p , α_n , α_c , α_{ic} a β_c , β_{ic}) a na vysokých kmitočtech prudký pokles amplitudové kmitočtové charakteristiky vyvolané parazitní kapacitou C_{Z1} naznačenou na obr. 25. Zároveň tak tato kapacita na vysokých kmitočtech posouvá fázi, jak znázorňuje obr. 30. Zde je také potvrzen fázový posuv 180° výstupního proudu I_{izc} . Z numerických i simulovaných výsledků lze shrnout, že navržený obvod ZC-CDU je funkční pro amplitudy vstupních signálů do 15 mA a kmitočtu 1 MHz bez dodatečného výstupního fázového posuvu, nebo 128 MHz (tj. kmitočet 3dB poklesu) s dodatečným fázovým posuvem -79° pro nejhorší případ, který zde platí pro I_{zc} .

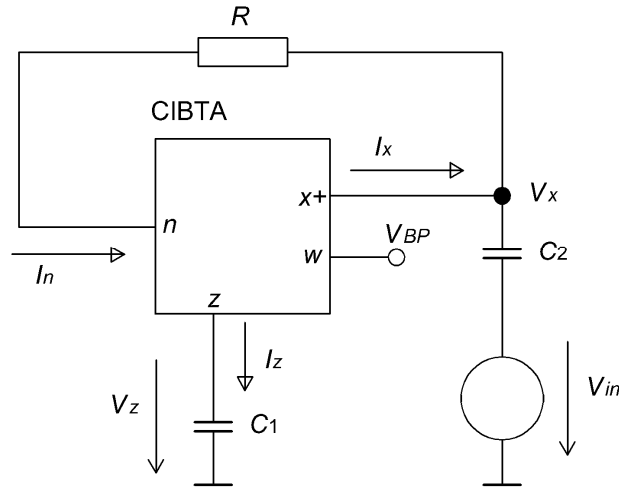
3.2 Kmitočtové filtry

Návrhy kmitočtových filtrů v proudovém a smíšeném módu využívají nové aktivní prvky definované v kapitole 3.1. Funkci těchto teoretických návrhů a analýz dokládají počítačové simulace s modely sestavenými z dostupných součástek. Měření vlastností sestavených prototypů vybraných implementací potvrzují správnost analýz reálných vlivů a vypovídací hodnotu simulací.

Pásmová propust 2. řádu s CIBTA

Zapojením jednoho aktivního prvku CIBTA, dvou kapacitorů a jednoho rezistoru podle obr. 31 lze získat kmitočtový filtr pásmovou propust druhého řádu [33]. Tato aplikace pracuje ve smíšeném módu, avšak z hlediska vstupně-výstupní charakteristiky se jedná o VIVO filtr,

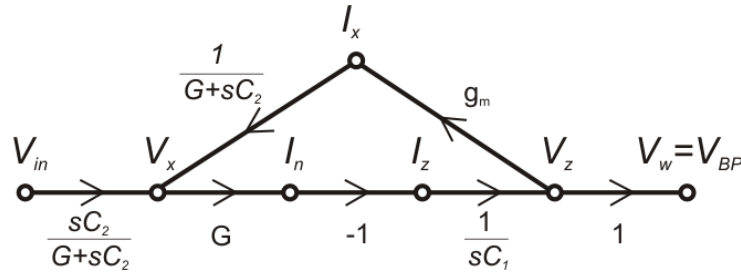
protože vstupní signál je napětí a za výstup bylo zvoleno výstupní napětí svorky z okopírované na svorku x . Vlastní CIBTA je však prvek pracující ve smíšeném módu.



Obr. 31: VIVO pásmová propust s CIBTA.

Kmitočtové vlastnosti tohoto filtru byly získány programem PSpice i obvodovým analyzátozem na sestaveném prototypu filtru.

Součástí teoretického rozboru navrženého filtru je graf signálových toků pro vstupní napětí V_{in} a výstupní napětí V_w . Graf signálových toků zobrazuje obr. 32, kde místo odporu R je uvedena jemu odpovídající vodivost G .



Obr. 32: Graf signálových toků pro pásmovou propust 2. řádu s aktivním prvkem CIBTA.

Z obr. 32 lze sestavit následující napěťovou přenosovou funkci:

$$K_{BP} = \frac{V_{BP}}{V_{in}} = - \frac{s \frac{1}{RC_1}}{s^2 + s \frac{1}{RC_2} + \frac{g_m}{RC_1 C_2}}, \quad (23)$$

kde g_m je rovno převrácené hodnotě R_g ($g_m = 1/R_g$).

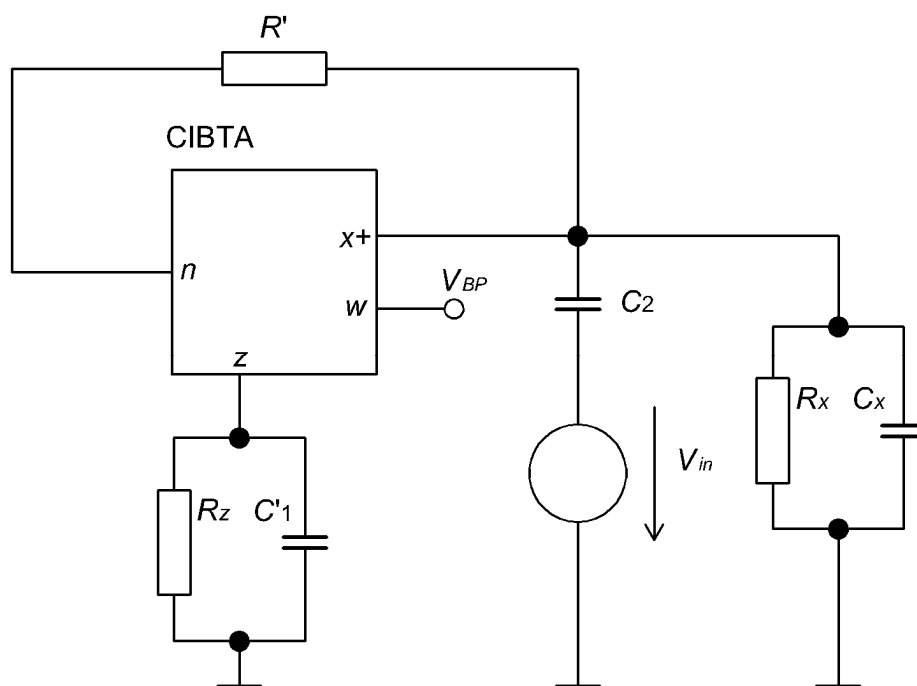
Z rovnice (23) lze určit parametry, které charakterizují navržený filtr (vlastní kmitočet filtru f_0 , šířku pásma B a činitel jakosti Q). Matematický zápis těchto parametrů vyjadřují následující rovnice (24):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{RR_g C_1 C_2}}, \quad B = \frac{1}{RC_2}, \quad Q = \sqrt{\frac{R}{R_g} \frac{C_2}{C_1}}. \quad (24)$$

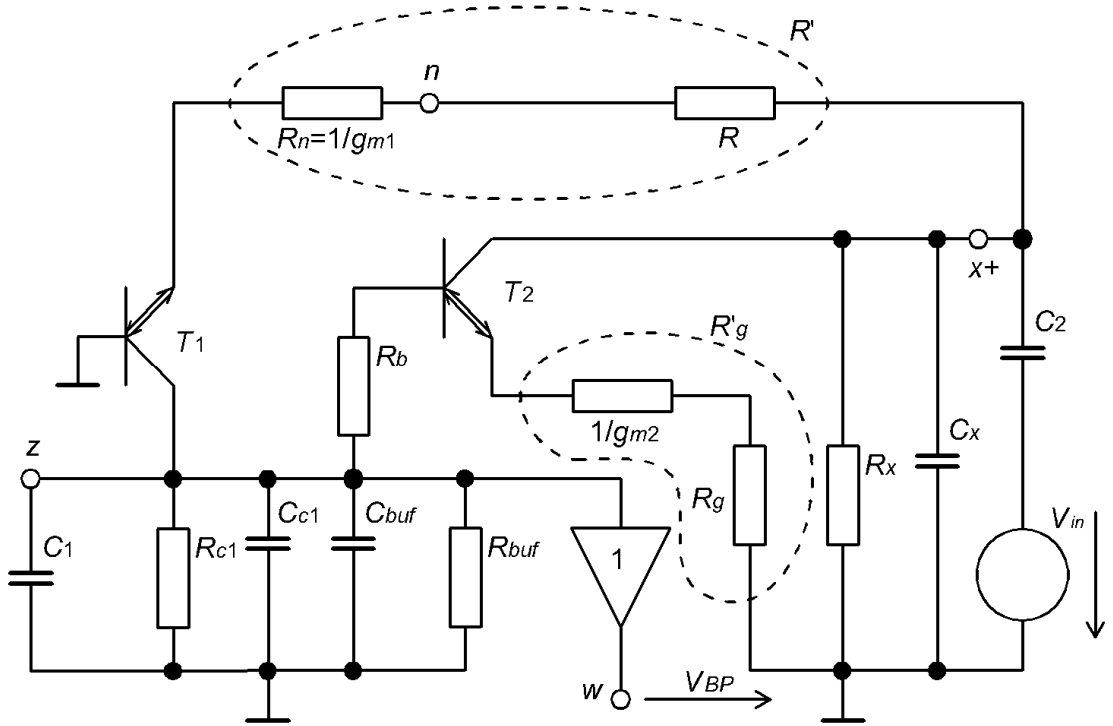
Pro konstrukci aktivního prvku CIBTA byl zvolen integrovaný obvod společnosti Texas Instruments OPA860. Tato konstrukce je popsána v **kapitole 3.1**.

Analýza reálných vlivů:

Analýzou reálných vlivů na toto zapojení je zavedení parazitních impedancí aktivního prvku do teoretických výpočtů (rovnice (23) a (24)), které uvažují ideální chování součástek v obvodu. Výsledné schéma kmitočtového filtru se všemi uvažovanými parazitními impedancemi je uvedeno na obr. 33. Zde odpor R' reprezentuje celkový odpor jako součet pracovního odporu R a parazitního odporu vstupní svorky n . Podobně kapacita C'_1 reprezentuje celkovou kapacitu svorky z a pracovní kapacity C_1 . Odpor R_x a kapacita C_x modelují celkovou parazitní impedanci výstupní svorky x . Obr. 34 uvádí zapojení parazitních impedancí přímo ve schématu implementovaného obvodu s integrovanými obvody OPA860. Zde je zapojen odpor R_b , který eliminuje vliv parazitní impedance báze tranzistoru T_2 (viz katalogový list [34]), a dále je každému tranzistoru nastavena vnitřní transkonduktance pomocí rezistoru o odporu $330 \, \Omega$, jehož význam je definován katalogovým listem [34]. Na obr. 34 není zapojen diamantový tranzistor T_4 z obr. 16, protože výstup x není vyžadován.



Obr. 33: VIVO pásmová propust s CIBTA s některými parazitními vlivy.



Obr. 34: Schéma zapojení VIVO pásmové propusti s CIBTA pomocí IO OPA860 s uvažováním reálných vlivů.

Po zavedení reálných vlivů do obvodu kmitočtového filtru dochází ke změně teoretických výpočtů napěťové přenosové funkce a parametrů ω_0 , B a Q . Výsledkem jsou následující rovnice:

$$K'_{BP} = \frac{V_w}{V_{in}} = - \frac{s \frac{C_2}{R' C'_1 C'_2}}{s^2 + s \left[\frac{1}{R'_x C'_2} + \frac{1}{R'_z C'_1} \right] + \frac{1}{R' R'_g C'_1 C'_2} + \frac{1}{R'_z R'_x C'_1 C'_2}}, \quad (25)$$

kde

$$C'_2 = C_2 + C_x, \quad R'_x = R' \& R_x. \quad (26)$$

Modifikované rovnice pro vlastní kmitočet filtru a pro šířku pásma jsou následující:

$$\omega'_0 = \frac{1}{\sqrt{R' R'_g C'_1 C'_2}} \sqrt{1 + \frac{R'_g}{R'_z} \left(1 + \frac{R'}{R_{c2}} \right)}, \quad (27)$$

$$B' = \frac{1}{R' C'_2} + \frac{1}{R_{c2} C'_2} + \frac{1}{R'_z C'_1}. \quad (28)$$

Upravená rovnice pro činitel jakosti je poměrem vlastního kmitočtu ω'_0 a šířky pásma B' , a lze ji vyjádřit následovně:

$$Q' = \frac{\omega'_0}{B'} = \frac{\sqrt{1 + \frac{R'_g}{R_z} \left(1 + \frac{R'}{R_{c2}}\right)}}{\sqrt{R' R'_g C'_1 C'_2 \left(\frac{1}{R' C'_2} + \frac{1}{R_{c2} C'_2} + \frac{1}{R_z C'_1}\right)}}. \quad (29)$$

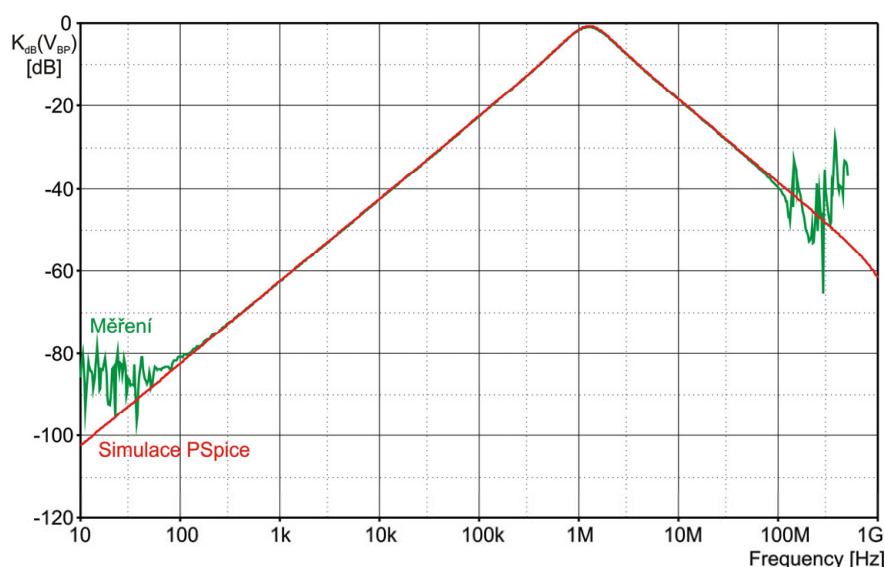
Je-li reálná hodnota Q včetně parazitních impedancí menší než její ideální hodnota, bude šířka pásma B vlivem parazitních impedancí větší, což lze omezit volbou velikostí odporů R a R_g tak, aby jejich hodnoty byly mnohem menší, než výstupní impedance kolektoru diamantového tranzistoru (54 k Ω).

Ověření funkce:

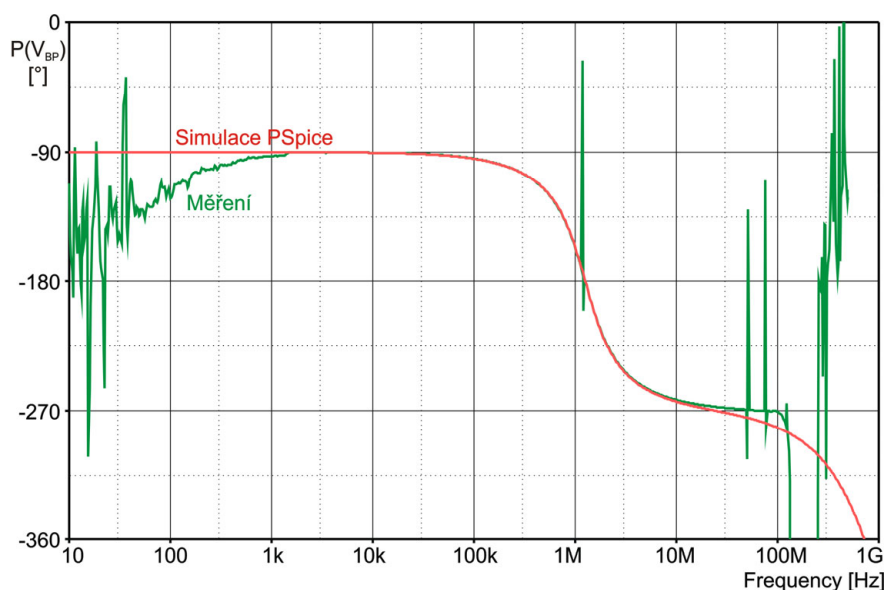
Pro návrh konkrétní aplikace kmitočtového filtru s parametry $f_0 = 1,3$ MHz a $Q = 1$ jsou zvoleny součástky s těmito parametry: $R = R_g = 1$ k Ω ; $C_1 = C_2 = 120$ pF. Využije-li se k realizaci kmitočtového filtru integrovaný obvod OPA860, jak je popsáno v kapitole 3.1, jsou reálné hodnoty součástek ve schématu na obr. 32 následující: $R' = R'_g = 1010,5$ Ω ; $C_2 = 120$ pF; $R_x = 54$ k Ω ; $C_x = 2$ pF; $R_z = 51,2$ k Ω ; $C'_1 = 124,1$ pF. Pro správnou funkci diamantového tranzistoru je nutné doplnit nastavovací rezistory $R_{adj} = 330$ Ω a $R_b = 100$ Ω , viz katalogový list [34]. Uvedené hodnoty již zahrnují všechny uvažované parazitní vlivy a tím je vytvořen reálný model filtru pro teoretické výpočty charakteristických parametrů. V souladu s rovnicí (27) lze vypočítat teoretickou hodnotu vlastního kmitočtu $f_0 = 1,326$ MHz, která se od ideální hodnoty působením parazitních vlivů změnila.

Pro experimenty a počítačové simulace navrženého filtru bylo použito symetrické napájecí napětí ± 5 V. Počítačové simulace proběhly na základě původního modelu integrovaného obvodu OPA860, který vydal výrobce obvodu Texas Instruments (Rev. B – Revised 4/25/06) [41]. Měření sestaveného prototypu filtru bylo provedeno obvodovým analyzátozem HP4195A s oddělením vstupní části filtru napětěovým sledovačem (část integrovaného obvodu OPA860), jehož vstup byl impedančně přizpůsoben rezistorem o hodnotě 50 Ω pro připojení obvodového analyzátoru za současného přizpůsobení výstupní svorky w zapojením rezistoru o hodnotě 50 Ω do série s napětěovým sledovačem. Při měření obvodovým analyzátozem byla zvlášť proměřena kmitočtová závislost výše popsaných přizpůsobovacích obvodů pro následné odečtení od celkové amplitudové kmitočtové závislosti celého zapojení se všemi výše popsanými obvody. Touto úpravou výsledků byla získána amplitudová a fázová kmitočtová charakteristika samostatného kmitočtového filtru bez podpůrných obvodů. Po exportování výsledků z obvodového analyzátoru do programu PSpice následovalo porovnání tohoto relevantního výsledku s výsledky počítačových simulací

navrženého obvodu podle obr. 33. Výsledné měření i simulované výsledky jsou vyneseny do jednoho společného grafu na obr. 35 a 36, z nichž je patrná velmi dobrá shoda mezi měřeným a simulovaným průběhem v kmitočtovém pásmu 100 Hz – 100 MHz. Odečtením z grafů byla získána měřená i simulovaná hodnota vlastního kmitočtu $f_0 = 1,259$ MHz, což je velmi blízko teoretické hodnotě 1,2935 MHz vypočítané z rovnice (27). Tyto výborné výsledky dokazují použitelnost a potřebu jednoduchého modelování reálných vlivů například tak, jak zobrazuje obr. 33 a 34. Konečný útlum měřené amplitudové kmitočtové charakteristiky na nízkých kmitočtech je způsoben parazitní impedancí svorky z. S tím souvisí i odklon fázové kmitočtové charakteristiky.



Obr. 35: Naměřená a simulovaná amplitudová kmitočtová charakteristika pásmové propusti s CIBTA podle obr. 31.



Obr. 36: Naměřená a simulovaná fázová kmitočtová charakteristika pásmové propusti s CIBTA podle obr. 31.

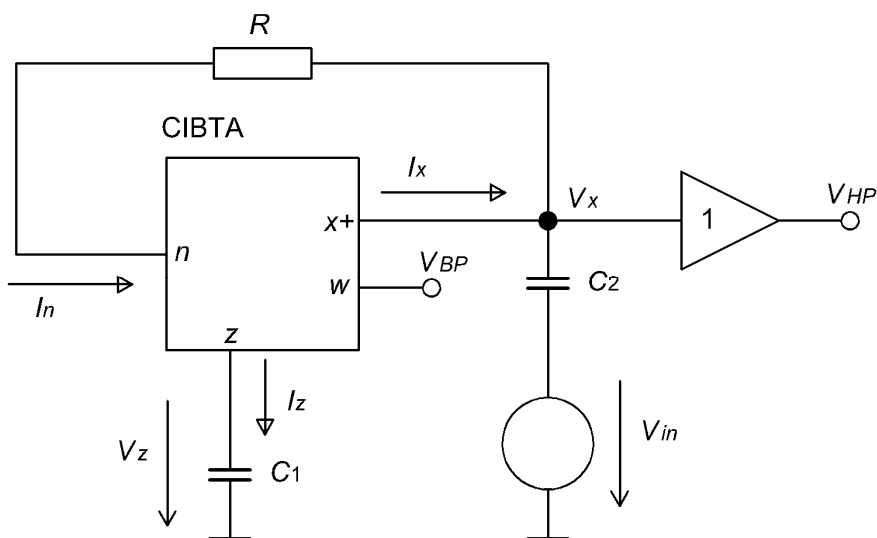
Kompletní analýzu navrženého filtru doplňují fázové kmitočtové charakteristiky na obr. 36, ze kterých je patrný kmitočtově závislý průběh fáze od -90° do -270° a při hodnotě vlastního kmitočtu f_0 je patrný dominantní pól přenosové funkce. Rozkmit kmitočtových charakteristik na nízkých kmitočtech způsobuje šířka pásma obvodového analyzátoru a na vysokých kmitočtech tuto nedokonalost měření může vyvolávat mnoho dalších vlivů jako kapacita měřicích vodičů, konektorů, pájených spojů apod.

Dílčí závěr:

Jako jeden z příkladů využití nového aktivního prvku CIBTA lze jmenovat kmitočtový filtr pásmová propust 2. řádu realizovaný z komerčně dostupných integrovaných obvodů. Výhodou tohoto zapojení je velmi jednoduchá konstrukce, která využívá pouze jednoho aktivního prvku a dvou kapacitorů. Funkce byla ověřena na sestaveném vzorku. Měřené průběhy amplitudové a fázové kmitočtové charakteristiky se shodují se simulovanými průběhy a teoretickými výpočty s přihlédnutím k reálným vlivům. Analýzou byla potvrzena jak správnost návrhu, tak i vypovídací hodnota simulovaných průběhů a teoretické analýzy s reálnými vlivy.

Horní propust 2. řádu s CIBTA

Výše uvedená konstrukce kmitočtového filtru nabízí širší použití. Zvolením napětí V_x jako výstupního signálu (viz obr. 37) lze při jinak stejném obvodovém zapojení získat VIVO kmitočtový filtr horní propust druhého řádu. Schéma zapojení znázorňuje obr. 37.



Obr. 37: Schéma zapojení kmitočtového filtru horní propust druhého řádu s CIBTA.

V návrhu filtru je použit napěťový sledovač pro oddělení výstupního napěťového signálu od pracovních proudů navrženého kmitočtového filtru. Jedná se o podobné zapojení jako na obr. 31, pouze s odlišnou výstupní svorkou. Sestavený graf signálových toků na obr. 38

naznačuje funkci obvodu. Z tohoto grafu lze odvodit přenosovou funkci, která je po úpravě následující:

$$K_{HP} = \frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{1}{RC_2} + \frac{g_m}{RC_1 C_2}}, \quad (30)$$

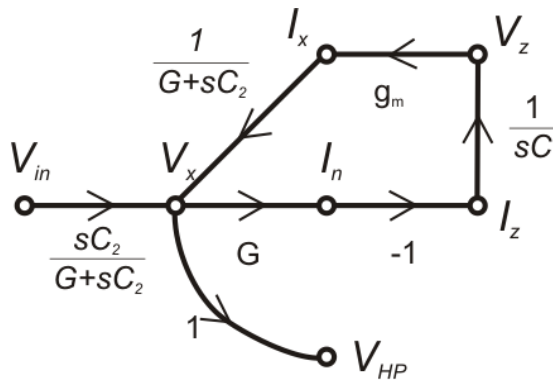
kde g_m je rovno převrácené hodnotě R_g ($g_m = 1/R_g$).

Z rovnice (30) lze určit parametry, které charakterizují navržený filtr, a to mezní kmitočet f_0 a činitel jakosti Q . Matematický zápis těchto parametrů vyjadřují rovnice (24), které jsou pro pořádek zopakovány:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R R_g}}, \quad Q = \sqrt{\frac{R}{R_g} \frac{C_2}{C_1}}. \quad (31)$$

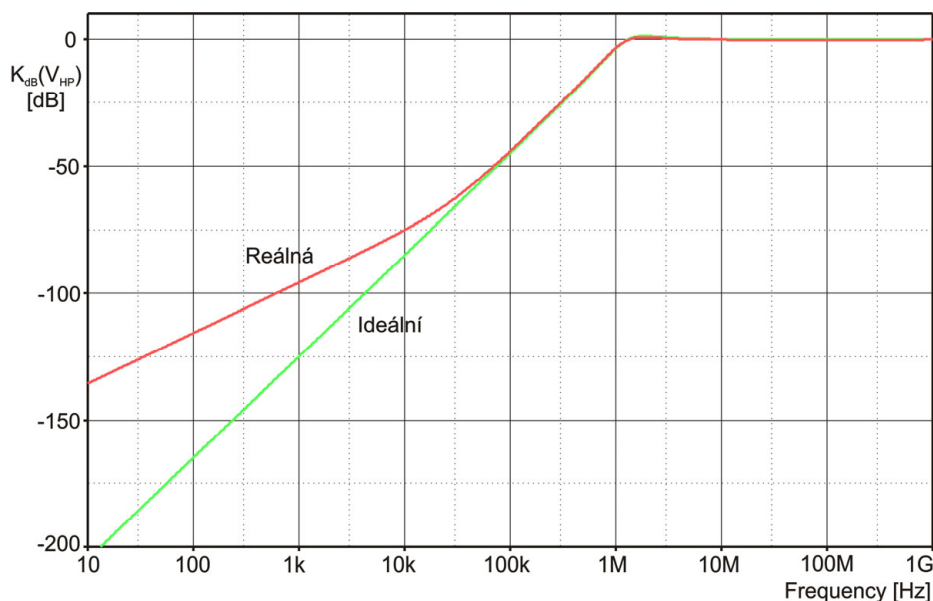
Ověření funkce:

Počítačovou simulací byla ověřena funkce tohoto obvodu, kterou dokládá amplitudová kmitočtová analýza znázorněná na obr. 39. Při simulaci byly použité stejné pracovní impedance jako v realizaci pásmové propusti ($R = R_g = 1 \text{ k}\Omega$; $C_1 = C_2 = 120 \text{ pF}$). Dosazením do vzorce (31) lze vyčíslit mezní kmitočet $f_0 = 1,3 \text{ MHz}$ a činitel jakosti $Q = 1$.



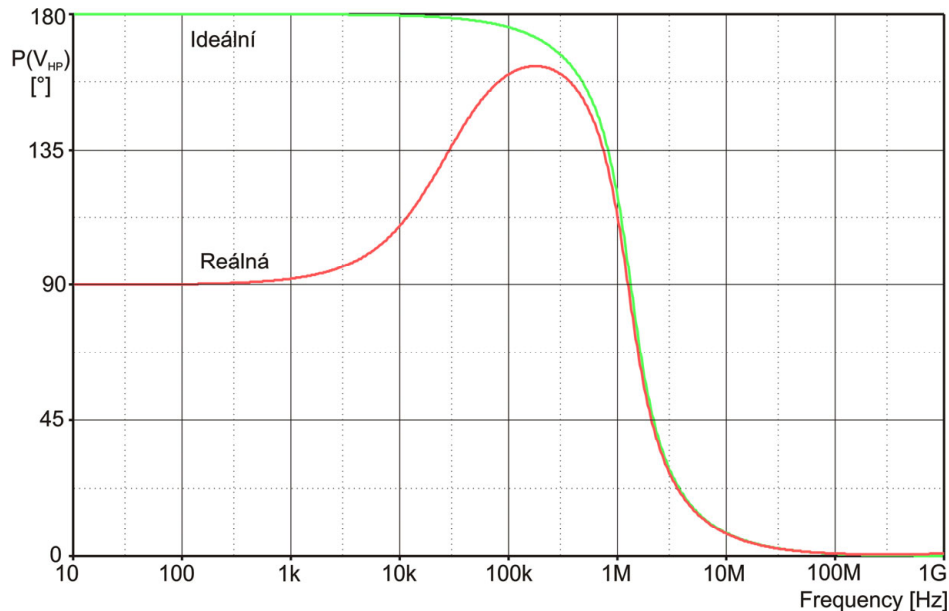
Obr. 38: Graf signálových toků horní propusti 2. řádu s CIBTA podle obr. 37.

Amplitudová kmitočtová charakteristika navrženého filtru na obr. 39 odpovídá ideálnímu průběhu při kmitočtech nad 100 kHz. Odchylku simulovaného průběhu od ideální charakteristiky na nižších kmitočtech způsobuje konečná hodnota výstupního odporu proudového výstupu z působícího paralelně k pracovní kapacitě C_1 . Tento odpor je dán především výstupním kolektorovým odporem tranzistoru T_1 (viz obr. 34) o hodnotě 54 k Ω (viz katalogový list [34]).



Obr. 39: Amplitudová kmitočtová charakteristika filtru horní propust druhého řádu s CIBTA podle obr. 37 v porovnání s ideálním průběhem.

Obr. 40 zobrazuje výsledky počítačové simulace fázového posuvu výstupního signálu. Poměrně značnou odchylku reálné simulace na nízkých kmitočtech opět způsobuje konečný výstupní odpor svorky z , jak je popsáno výše. Z obrázku je také patrný fázový posuv na mezním kmitočtu f_0 o velikosti 90° .



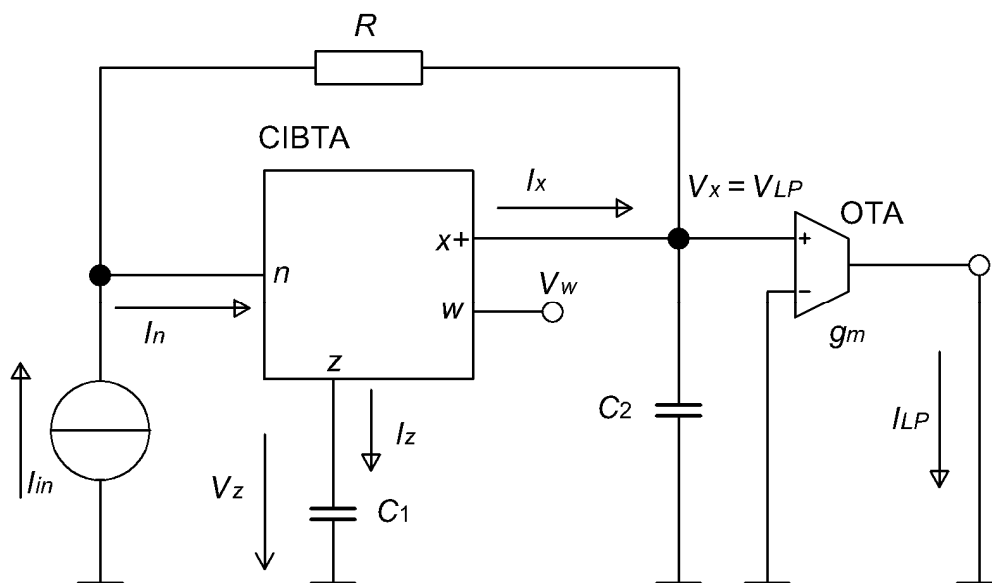
Obr. 40: Fázová kmitočtová charakteristika filtru horní propust druhého řádu s CIBTA podle obr. 37 v porovnání s ideálním průběhem.

Dílčí závěr:

Další z příkladů využití nového aktivního prvku CIBTA lze jmenovat kmitočtový filtr horní propust 2. řádu. Pro ověření funkce byl sestaven model filtru v programu PSpice z modelů komerčně dostupných integrovaných obvodů. Výhoda tohoto zapojení spočívá opět ve velmi jednoduché konstrukci, která využívá pouze dva aktivní prvky a dva kapacitory. Funkce byla ověřena počítačovými simulacemi, při kterých se projevila nízká hodnota výstupního odporu svorky z . Tato relativně nízká hodnota způsobuje odklon charakteristik od ideálních průběhů.

Dolní propust 2. řádu s CIBTA

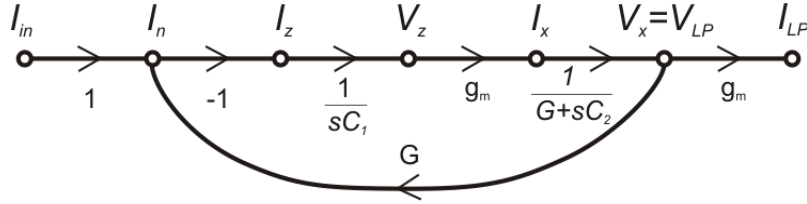
Podobnou úpravou lze získat CICO kmitočtový filtr dolní propust druhého řádu, jehož schéma zapojení znázorňuje obr. 41. Navržený kmitočtový filtr pracuje ve smíšeném módu, kde je jeho vstupním signálem proud vstupující do nízkoimpedanční svorky n a výstupem napětí na vysokoimpedanční svorce x . S použitím transkonduktančního operačního zesilovače (OTA) lze využít proudového výstupu. Aby byl zajištěn jednotkový přenos v propustném pásmu, musí být doplněná transkonduktance OTA shodná s vnitřní transkonduktancí aktivního prvku CIBTA. Napěťová výstupní svorka w zde nemá konkrétní uplatnění.



Obr. 41: Schéma zapojení kmitočtového filtru dolní propust druhého řádu s CIBTA v proudovém a smíšeném módu.

Ověření funkce:

Analýzou navrženého obvodu na obr. 41 vznikl graf signálových toků, který je uveden na následujícím obr. 42.



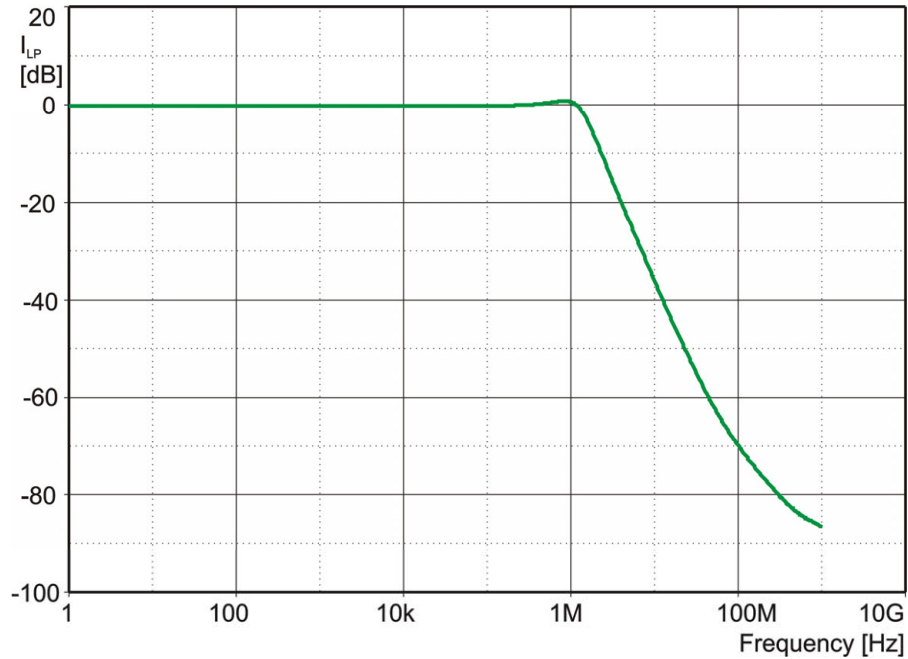
Obr. 42: Graf signálových toků dolní propusti 2. řádu s CIBTA podle obr. 41.

Na základě tohoto grafu byla sestavena následující přenosová funkce navrženého filtru:

$$K_{LP} = \frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{\frac{-g_m^2}{C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{1}{RC_2} + \frac{g_m}{RC_1 C_2}}, \quad (32)$$

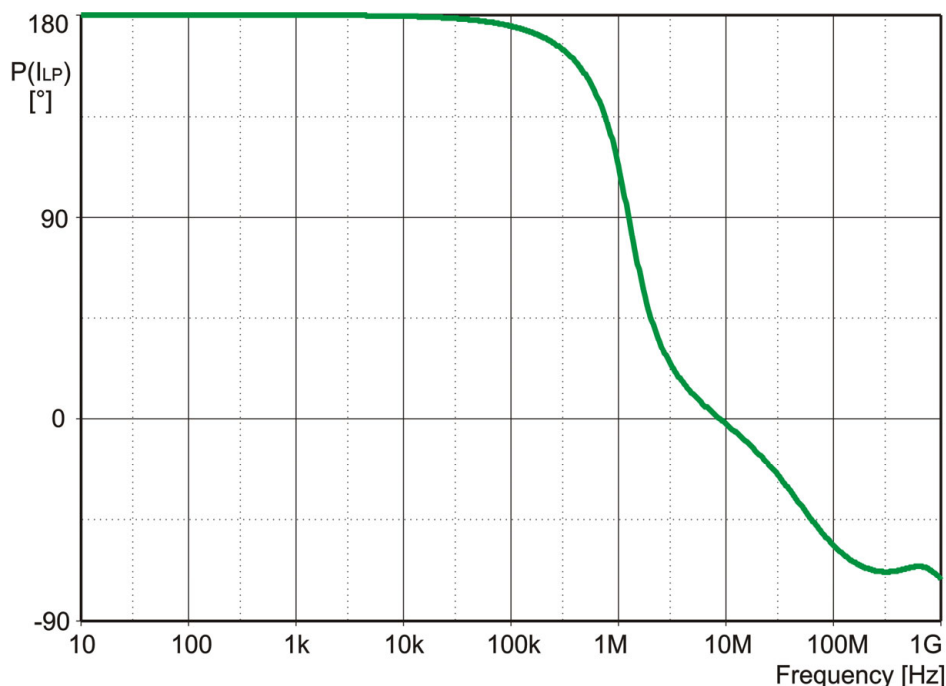
kde se g_m rovná převrácené hodnotě R_g ($g_m = 1/R_g$). Velikost g_m aktivního prvku CIBTA je stejná s velikostí g_m oddělujícího transkonduktančního zesilovače OTA.

Amplitudová kmitočtová charakteristika byla simulována se stejnými součástkami jako v případě kmitočtových filtrů pásmová propust a horní propust popsanych výše. Tedy $R = 1 \text{ k}\Omega$; $C_1 = C_2 = 120 \text{ pF}$. Tato charakteristika je uvedena na obr. 43. Z rovnice (32), resp. (31) lze opět určit charakteristické parametry: $f_0 = 1,3 \text{ MHz}$ a $Q = 1$.



Obr. 43: Amplitudová kmitočtová charakteristika filtru dolní propust druhého řádu s CIBTA podle obr. 41.

Podobně jako v předchozích případech následuje fázová kmitočtová charakteristika filtru dolní propust simulovaná nástrojem PSpice. Z charakteristiky na obr. 44 lze odečíst fázový posuv výstupního signálu na mezním kmitočtu f_0 o velikosti 90° . Kmitočtově závislý průběh fáze je na nízkých kmitočtech 180° , v oblasti mezního kmitočtu se fázový posuv mění k 0° . Reálnými vlivy dochází k velkému zkreslení fázové charakteristiky při vysokých kmitočtech nad 10 MHz.



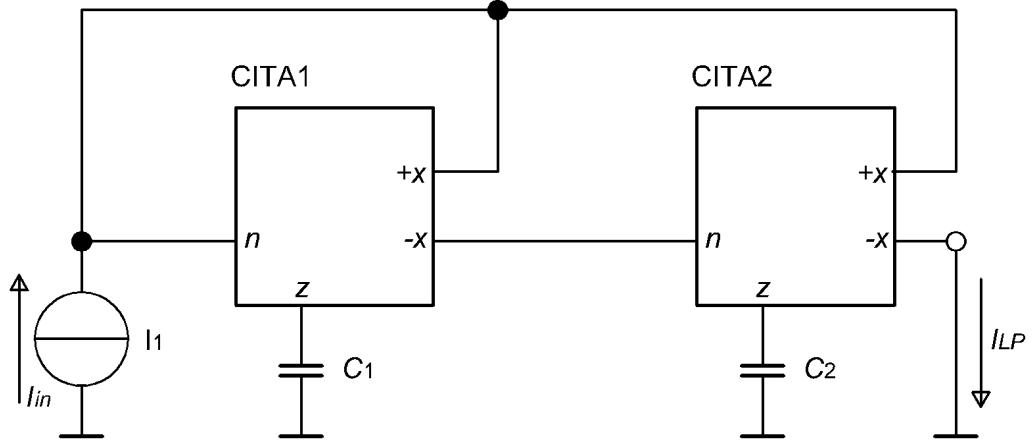
Obr. 44: Fázová kmitočtová charakteristika filtru dolní propust druhého řádu s CIBTA podle obr. 41.

Dílčí závěr:

Další z příkladů využití nového aktivního prvku CIBTA lze jmenovat kmitočtový filtr dolní propust 2. řádu. Pro ověření funkce byl filtr modelován v programu PSpice. Výhodou tohoto zapojení je opět velmi jednoduchá konstrukce využívající pouze ze dvou aktivních prvků a dvou uzemněných kapacitorů. Počítačové simulace ověřují funkci obvodu a potvrzují teoretické výpočty.

Dolní propust 2. řádu s CITA

Jedno z dalších možných zapojení CICO kmitočtového filtru dolní propust druhého řádu s využitím aktivních prvků CITA (Current Inverter Transconductance Amplifier) [1] zobrazuje obr. 45. Toto řešení využívá dvou aktivních prvků a dvou uzemněných kapacitorů a je realizováno v proudovém módu. CITA je aktivní prvek, který vznikl zjednodušením jeho předchůdce CDTA, od kterého se liší svým vstupním stupněm. Vstupní část CDTA tvoří CDU, kdežto u CITA tuto úlohu zastává jednodušší proudový invertor.



Obr. 45: Schéma zapojení kmitočtového filtru dolní propust 2. řádu s CITA.

Funkci aktivního prvku CITA demonstruje následující hybridní maticová rovnice:

$$\begin{pmatrix} I_z \\ I_{+x} \\ I_{-x} \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ g_m & 0 & 0 & 0 \\ -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_z \\ V_{+x} \\ V_{-x} \\ I_n \end{pmatrix}. \quad (33)$$

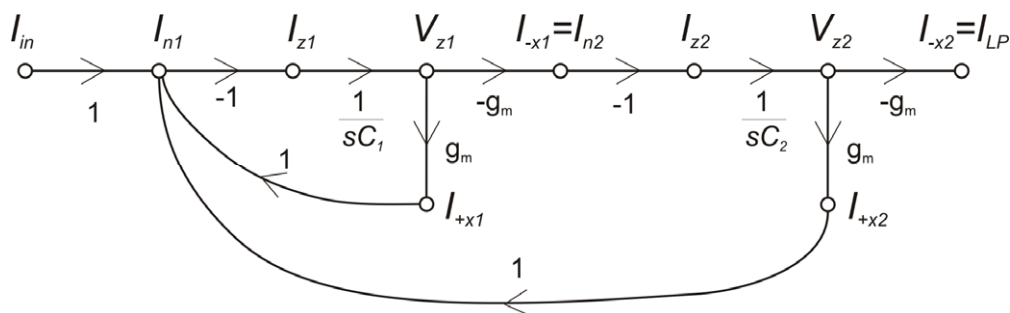
Invertovaný vstupní proud I_n ze vstupu n se převádí na výstup z . Napětí na této svorce se pomocí transkonduktančního zesilovače převádí na výstupní proudy svorek x . Výstupní stupeň zde může být realizován mnohovýstupovým transkonduktančním zesilovačem MO-OTA, jehož výstupy mohou disponovat odlišnými orientacemi výstupních proudů. V této aplikaci je použito dvou výstupů, z nichž je jeden invertovaný.

Na základě analýzy navrženého obvodu vznikl graf signálových toků, uvedený na obr. 46 a také následující přenosová funkce velmi podobná výše uvedené přenosové funkci pro kmitočtový filtr dolní propust 2. řádu s jedním aktivním prvkem CIBTA:

$$K_{LP} = \frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{\frac{g_m^2}{C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{g_m}{C_1} + \frac{g_m^2}{C_1 C_2}}. \quad (34)$$

Z této přenosové funkce jsou zřejmé následující parametry charakterizující navržený filtr:

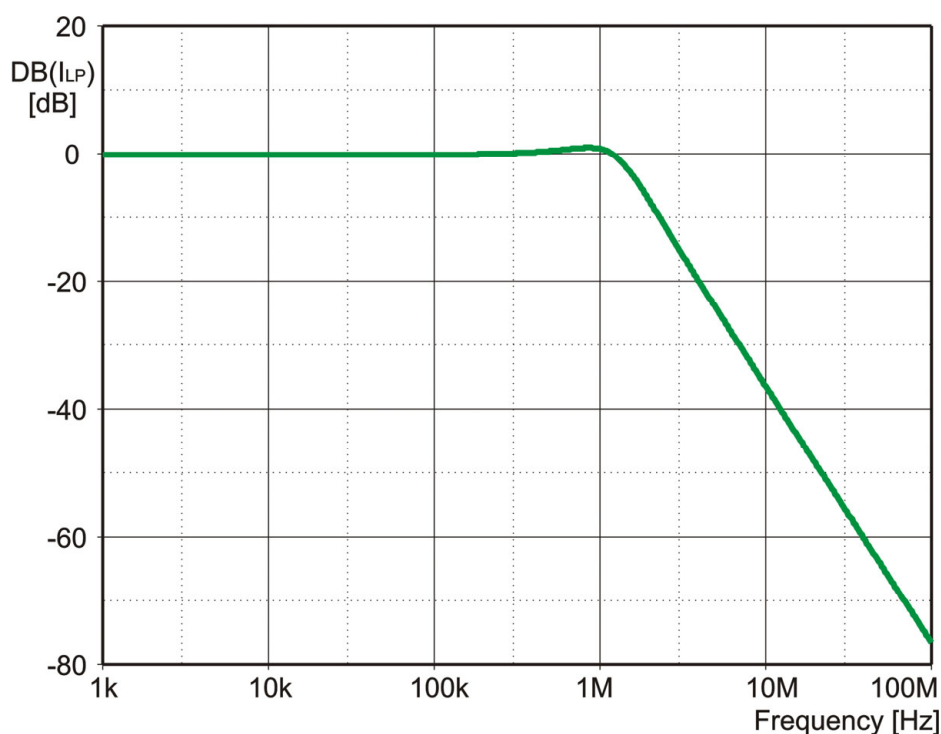
$$\omega_0 = \frac{g_m}{\sqrt{C_1 C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}. \quad (35)$$



Obr. 46: Graf signálových toků navrženého kmitočtového filtru dolní propust druhého řádu s CITA.

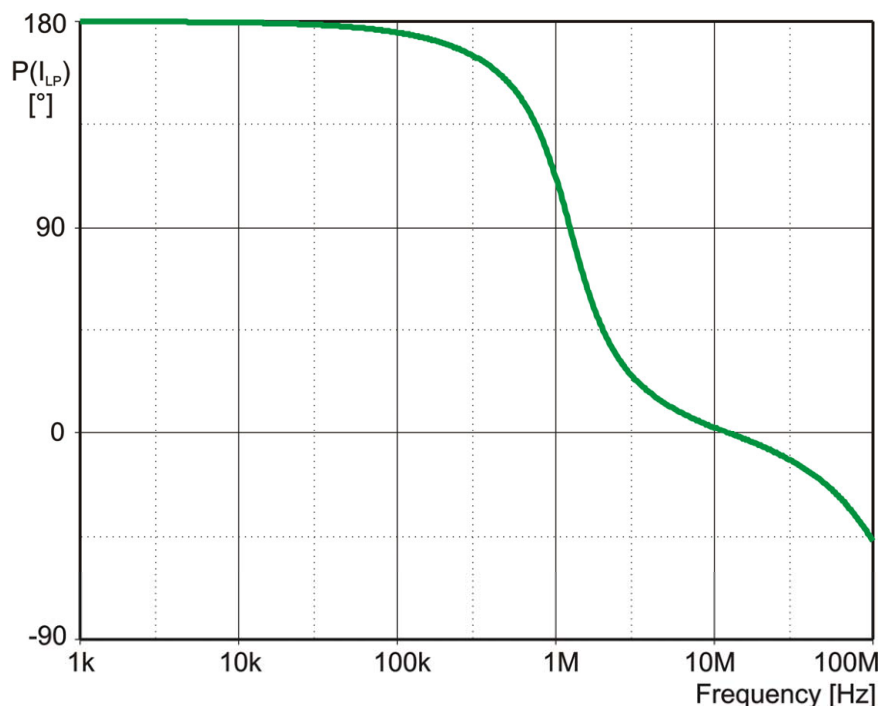
Ověření funkce:

Pro ověření funkce byly aktivní prvky CITA realizovány pomocí diamantových tranzistorů dostupných v integrovaných obvodech OPA860 společnosti Texas Instruments [34]. Schéma zapojení je podobné jako zapojení CIBTA s těmito DT s tím, že byl ve vnitřní struktuře vynechán napěťový sledovač a svorka w . Předmětné schéma znázorňuje obr. 16. Parametry pasivních součástek byly zvoleny následovně: $C_1 = C_2 = 120$ pF. Dosazením těchto hodnot do rovnice (31) lze získat ideální hodnotu mezního kmitočtu $f_0 = 1,326$ MHz a činitele jakosti $Q = 1$. Simulovanou amplitudovou kmitočtovou charakteristiku uvádí obr. 47. Z této charakteristiky vyplývá mezní kmitočet simulovaného filtru $f_{0sim} = 1,434$ MHz. Rozdíl oproti ideální hodnotě je způsoben reálnými vlivy aktivního prvku CITA.



Obr. 47: Amplitudová kmitočtová charakteristika filtru dolní propust druhého řádu s CITA podle obr. 45.

Simulovaný průběh fázové kmitočtové charakteristiky zachycuje obr. 48. Z tohoto grafu lze odečíst fázový posuv navrženého filtru na nízkých kmitočtech, na mezním kmitočtu f_0 a na vyšších kmitočtech, které jsou v ideálním případě 180° , 90° a 0° . Závěrečné zakřivení fázové charakteristiky do nižších hodnot je způsobeno přidavnými fázovými posuvy aktivních prvků na vysokých kmitočtech.



Obr. 48: Fázová kmitočtová charakteristika filtru dolní propust druhého řádu s CITA podle obr. 45.

Dílčí závěr:

Byl navržen kmitočtový filtr dolní propust 2. řádu s aktivními prvky CITA, který byl pro ověření funkce modelován v programu PSpice z modelů komerčně dostupných integrovaných obvodů. Výhoda spočívá v konstrukční jednoduchosti, kdy jsou použité pouze dva aktivní prvky a dva uzemněné kapacitory. Teoretické výsledky potvrzují počítačové simulace.

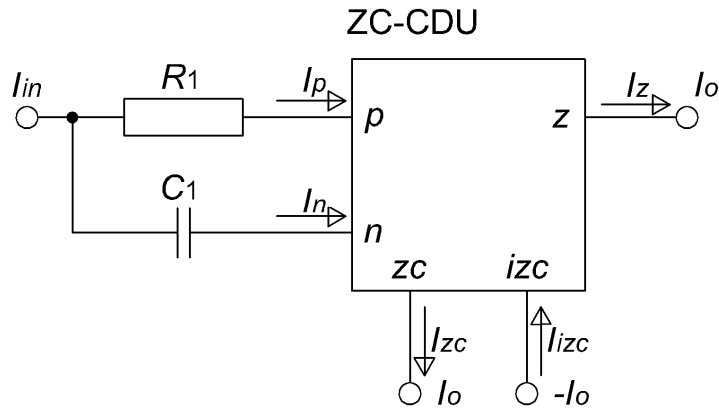
Fázovací články

Speciální druh kmitočtových filtrů tvoří tzv. fázovací články, pro které jsou typické průběhy amplitudových a fázových kmitočtových charakteristik. Absolutní hodnota přenosu těchto filtrů není závislá na kmitočtu, ale je konstantní – v ideálním případě dosahuje tento konstantní přenos 0 dB. Fázová kmitočtová charakteristika se s kmitočtem mění, např. pro fázovací článek 1. řádu od 0° do -180° . Typickou hodnotou fázového posuvu výstupního signálu oproti vstupnímu je zde právě -90° , kterou bude fázovací článek vykazovat při průchodu signálu o tzv. vlastním kmitočtu fázovacího článku.

V rámci disertační práce byly zkonstruovány dva tyto fázovací články včetně jejich podrobných analýz reálných vlivů. První fázovací článek byl sestaven s aktivním prvkem ZC-CDU a druhý s využitím nového aktivního prvku pro nízkonapěťové a nízkovýkonové aplikace DBETA (Differential-input Buffered and external Transconductance Amplifier).

Fázovací článek s aktivním prvkem ZC-CDU

Fázovací článek prvního řádu v proudovém módu, jehož schéma znázorňuje obr. 49, sestává z jednoho aktivního prvku ZC-CDU, jednoho rezistoru a jednoho kapacitoru [42]. Konstrukce aktivního prvku ZC-CDU je blíže popsána v kapitole 3.1 včetně implementace pomocí komerčně dostupných integrovaných obvodů. Vlastní kmitočet takto navrženého fázovacího článku je dán časovou konstantou RC článku, viz rovnice (36).

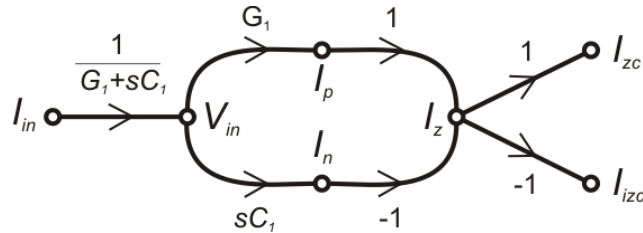


Obr. 49: Fázovací článek založený na aktivním prvkem ZC-CDU.

Analýzou obvodu fázovacího článku na obr. 49 lze získat graf signálových toků (obr. 50), kde G_1 značí vodivost rezistoru R_1 , a následující proudovou přenosovou funkci:

$$K_i = \frac{I_z(s)}{I_{in}(s)} = \frac{a - s}{a + s}, \quad a = \frac{1}{R_1 C_1}. \quad (36)$$

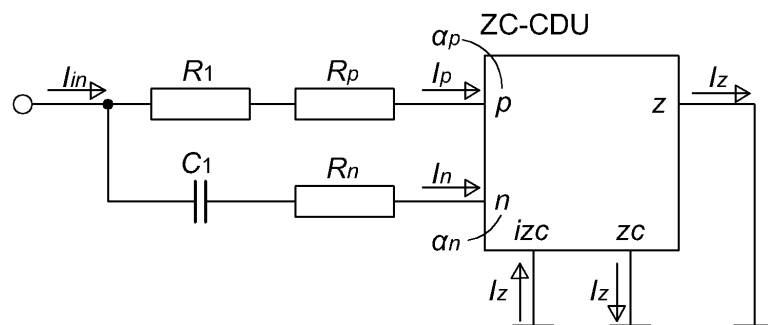
kde konstanta a je rovna vlastnímu kmitočtu ω_0 .



Obr. 50: Graf signálových toků fázovacího článku s aktivním prvkem ZC-CDU.

Analýza reálných vlivů:

Pro přesnější matematický popis reálného chování navrženého fázovacího článku je nezbytné zahrnout do teoretických výpočtů reálné vlivy, které v praxi zasahují do ideálních modelů.



Obr. 51: Fázovací členek s aktivním prvkem ZC-CDU a uvažovanými parazitními vlivy.

Obr. 51 zobrazuje uvažované parazitní vlivy na chování fázovacího članku. Je to především nenulový vstupní odpor svorek p a n a přenos z těchto svorek na výstupní svorku z , který se projevuje poklesem modulu přenosu z ideálních 0 dB na nižší hodnotu, což je patrné z rovnice (37).

Pro možné navazující obvody může hrát významnou roli parazitní impedance výstupních svorek, která zde není uvažována z důvodu předpokladu výstupu nakrátko – resp. pracujícího do nízké impedance.

Zavedením zmíněných reálných vlivů podle obr. 51 dojde ke změně přenosové funkce do následující podoby:

$$K_i = \frac{I_z(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\alpha_p - sC_1\alpha_n(R_1 + R_p - R_n)}{1 + sC_1(R_1 + R_p + R_n)}. \quad (37)$$

Reálné vlivy se projeví i v následující rovnici pro definici vlastního kmitočtu fázovacího članku:

$$\omega_0 = \frac{1}{C_1(R_1 + R_p + R_n)}. \quad (38)$$

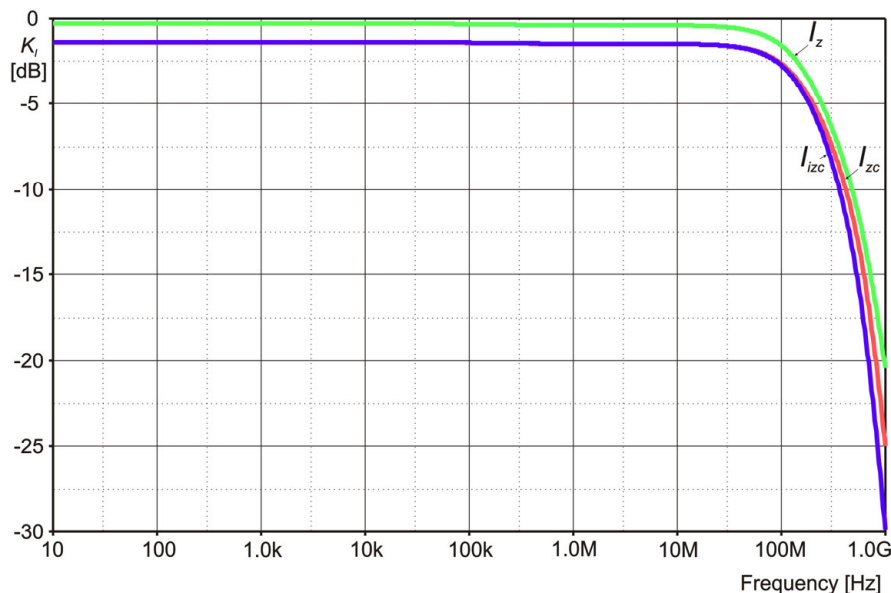
Z upravené přenosové funkce (37) plyne přenos proudového signálu velmi nízkých kmitočtů, resp. stejnosměrných signálů, který definuje rovnice $K_{iDC} = \alpha_p$, ze které je patrný vliv proudového přenosu vstupních svorek aktivního prvku ZC-CDU.

Ověření funkce:

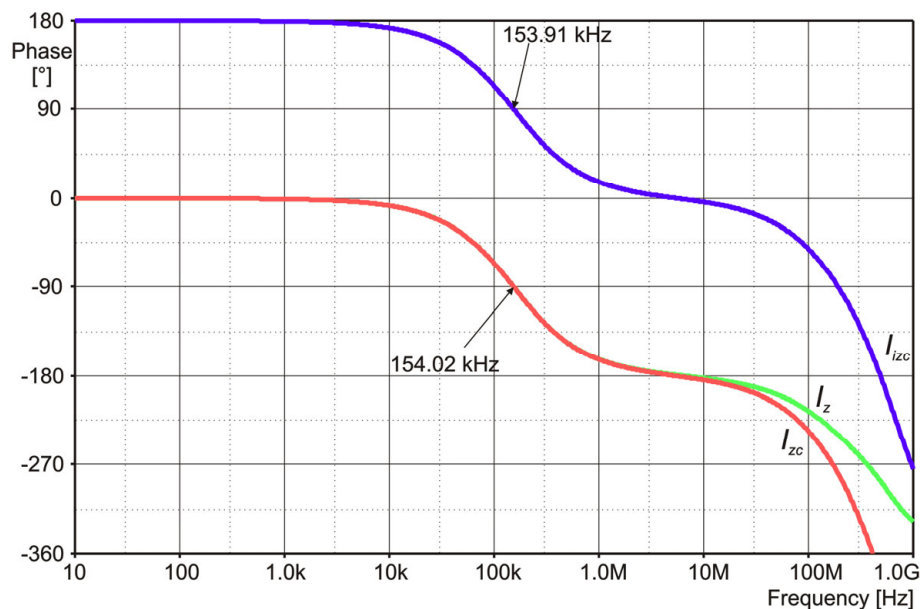
Modelováním navrženého obvodu podle obr. 51 byla ověřena funkce zapojení. Vnitřní zapojení bylo zvoleno podle návrhu v kapitole 3.1, kde je jednotka CDU sestavena pomocí diamantových tranzistorů v integrovaném obvodu OPA 860 společnosti Texas Instruments. Pracovní impedance při simulacích byly zvoleny následovně: $R_s = 220 \, \Omega$, $R_d = 220 \, \Omega$, $R_1 = 1 \, \text{k}\Omega$, $C_1 = 1 \, \text{nF}$, $R_{adj} = 330 \, \Omega$. Vnitřní rezistor R_{adj} diamantového tranzistoru nastavuje transkonduktanci – viz [34]. Podle tohoto katalogového listu je parazitní vstupní odpor svorek p a n roven $10,5 \, \Omega$. Na základě hodnot použitých součástek lze vypočítat teoretickou hodnotu

vlastního kmitočtu $f_0 = 159,15$ kHz. Po dosazení parazitních vlivů lze vypočítat hodnotu 155,88 kHz.

Výsledkem počítačových simulací je amplitudová kmitočtová charakteristika fázovacího článku včetně přídavných výstupních proudů I_{zc} a I_{izc} zobrazená na obr. 52. Zde je patrný vliv výše zmiňovaného proudového přenosu vstupních svorek aktivního prvku ZC-CDU, který způsobil pokles charakteristiky proudu I_z o 0,3 dB a proudů I_{zc} a I_{izc} o 1,4 dB.



Obr. 52: Amplitudové kmitočtové charakteristiky fázovacího článku podle obr. 51.



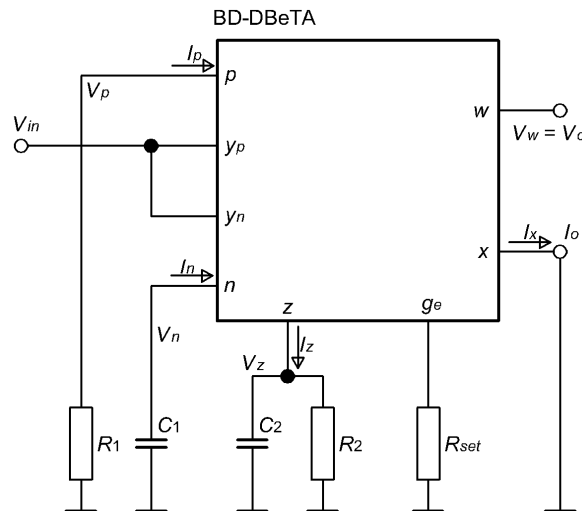
Obr. 53: Fázové kmitočtové charakteristiky fázovacího článku podle obr. 51.

Dílčí závěr:

Pro využití fázovacího článku v oblasti analogového zpracování signálu je nejdůležitější graf průběhu fázové charakteristiky v závislosti na kmitočtu zobrazený na obr. 53. Z tohoto grafu lze odečíst hodnotu vlastního kmitočtu fázovacího článku všech výstupů: $f_{0z,zc} = 154,02$ kHz a $f_{0izc} = 153,91$ kHz. Tyto hodnoty velmi přesně odpovídají teoretickým výpočtům s uvažovanými parazitními vlivy. Získaný výsledek dokazuje správnost analýzy reálných vlivů, ze které je patrný vliv na změnu hodnoty vlastního kmitočtu v porovnání s ideálními teoretickými výsledky (viz rovnice (36)).

Fázovací článek s využitím aktivního prvku DBeTA

Konstrukce tohoto fázovacího článku ve smíšeném módu využívá jednoho aktivního prvku DBeTA (Differential-Input Buffered and External Transconductance Amplifier), dva uzemněné rezistory a dva uzemněné kapacitory. Opět platí stejné definice pro amplitudovou a fázovou kmitočtovou charakteristiku jako v předchozím fázovacím článku 1. řádu – v ideálním případě se přenos v celém kmitočtovém spektru rovná jedné a průběh fázové kmitočtové charakteristiky se pohybuje v rozsahu od 0° do -180° s tím, že při vlastním kmitočtu vstupního signálu je výstupní signál zpožděn přesně o 90° . Navržený filtr je uveden na obr. 54.



Obr. 54: Fázovací článek založený na aktivním prvku BD-DBeTA.

Analýzou navrženého obvodu na obr. 54 lze získat napěťovou přenosovou funkci (K_V) a transadmitanční přenosovou funkci (K_A), které mohou být zapsány následujícími výrazy:

$$K_V = \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{G_1 - sC_1}{G_2 + sC_2}, \quad (39)$$

$$K_A = \frac{I_o(s)}{V_{in}(s)} = g_c \frac{G_1 - sC_1}{G_2 + sC_2}, \quad (40)$$

kde g_C značí celkovou transkonduktanci danou vnitřním OTA a externím rezistorem R_{set} podle následujícího vzorce:

$$g_C = \frac{g_m}{1 + g_m R_{set}}. \quad (41)$$

Za předpokladu $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$ lze přenosové funkce zjednodušit na následující rovnice:

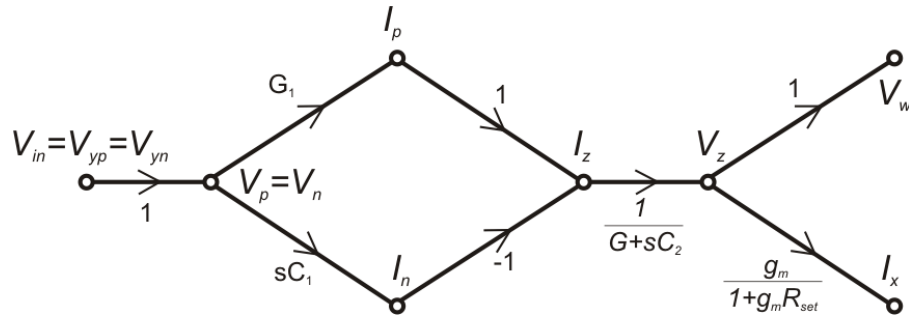
$$K_V = \frac{a - s}{a + s}, \quad (42)$$

$$K_A = g_C \frac{a - s}{a + s}, \quad (43)$$

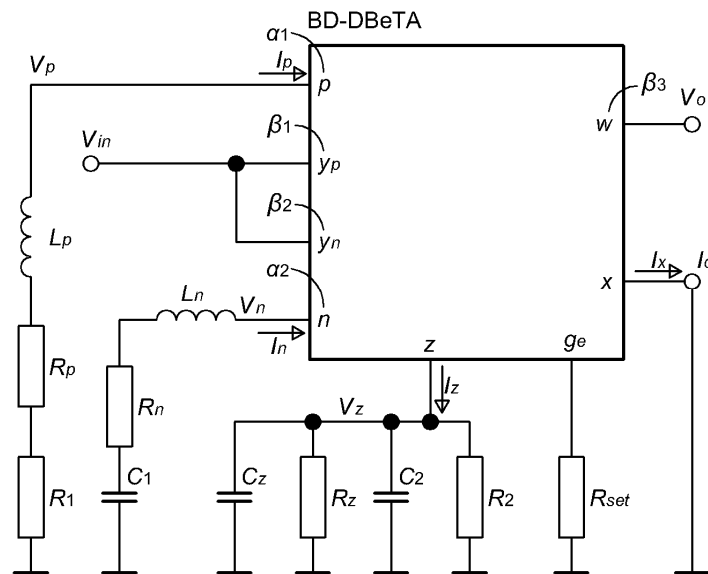
kde a značí vlastní kmitočet filtru:

$$a = \frac{1}{RC}. \quad (44)$$

Navrženému fázovacímu článku odpovídá graf signálových toků uvedený na obr. 55.



Obr. 55: Graf signálových toků navrženého fázovacího článku s BD-DBeTA.



Obr. 56: Fázovací článek s aktivním prvkem BD-DBeTA a uvažovanými parazitními vlivy.

Pro detailní analýzu navrženého obvodu je nutné uvažovat parazitní vlivy, které vždy nějakým způsobem ovlivňují ideální předpoklady a teoretické návrhy. Na obr. 56 je fázovací článek doplněný uvažovanými parazitními vlivy, které nejvíce ovlivňují funkci ideálního obvodu. Za budící zdroj je uvažován ideální zdroj napětí a je předpokládáno, že proudový výstup x bude pracovat do ideální nulové impedance, naopak napěťový výstup w do nekonečné impedance. Těmito předpoklady byly redukovány vlivy výstupních impedancí DBETA. Pokud v praxi nebude možné tyto předpoklady naplnit, nelze opomenout další omezení, která z těchto výstupních impedancí plynou.

Mezi uvažované parazitní vlivy patří především parazitní impedance vstupních svorek p , n , y_p , y_n a výstupní svorky z a neideální proudové (α_p , α_n) a napěťové přenosy (β_1 , β_2 a β_3), které jsou v ideálním případě rovny jedné. Jak ukazuje obr. 56, parazitní impedance vstupních svorek p a n reprezentují rezistory R_p , R_n s induktory L_p , L_n . Parazitní impedance výstupní svorky z zastupuje rezistor R_z s kapacitorem C_z .

Po zavedení těchto diskutovaných vlivů do přenosových funkcí (39) – (43) lze získat následující rovnice pro napěťový (V_o/V_{in}) a transadmitanční (I_o/V_{in}) přenos:

$$K_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{\alpha_1 \beta_1}{sL_p + R_p + R_1} - \frac{\alpha_2 \beta_2}{sL_n + R_n + \frac{1}{sC_1}} \right) \frac{\beta_3}{s(C_2 + C_z) + G_2 + G_z}, \quad (45)$$

$$K_A = \frac{I_o}{V_{in}} = \left(\frac{\alpha_1 \beta_1}{sL_p + R_p + R_1} - \frac{\alpha_2 \beta_2}{sL_n + R_n + \frac{1}{sC_1}} \right) \frac{g_c}{s(C_2 + C_z) + G_2 + G_z}, \quad (46)$$

kde g_c je dáno opět rovnicí (41).

Výsledná napěťová přenosová funkce na velmi nízkých kmitočtech se pak rovná ideální hodnotě jedna pouze za předpokladu, že $\alpha_1 \approx \beta_1 \approx \beta_3 \approx 1$, $R_p \approx 0 \Omega$, $G_z \approx 0 \text{ S}$ a $R_1 = R_2$. Rovnice pro přenos na velmi nízkých kmitočtech je následující:

$$K_{VDC} = \frac{\alpha_1 \beta_1}{R_1 + R_p} \frac{\beta_3}{G_2 + G_z}. \quad (47)$$

Výsledná transadmitanční přenosová funkce na velmi nízkých kmitočtech je silně závislá na hodnotě celkové transkonduktance. V ideálním případě bude tato přenosová funkce závislá pouze na této celkové transkonduktanci a to za předpokladu, že $\alpha_1 \approx \beta_1 \approx 1$, $R_p \approx 0 \Omega$, $G_z \approx 0 \text{ S}$ a $R_1 = R_2$. Rovnice pro přenos na velmi nízkých kmitočtech je následující:

$$K_{ADC} = \frac{\alpha_1 \beta_1}{R_1 + R_p} \frac{g_c}{G_2 + G_z}. \quad (48)$$

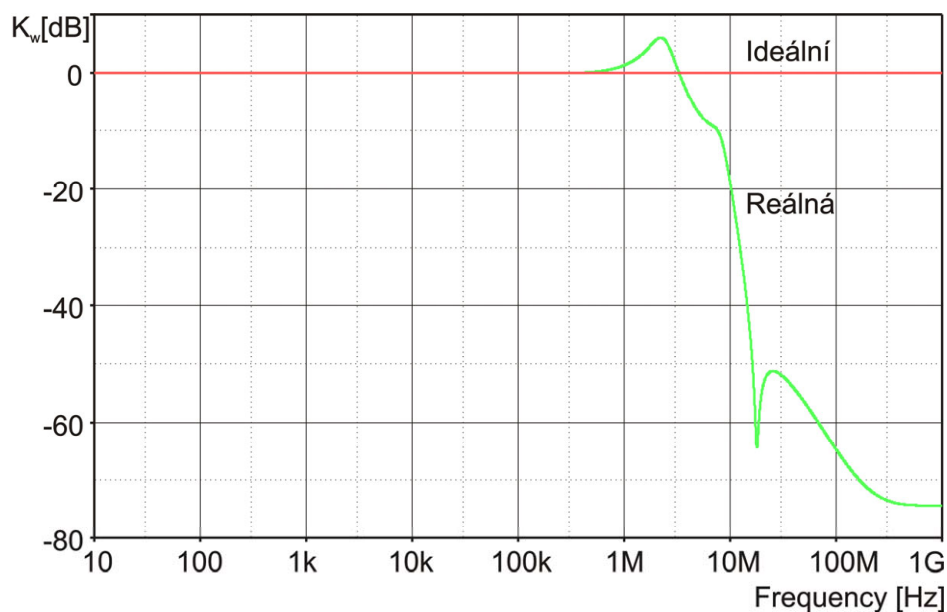
Pro ověření funkce byla využita implementace na obr. 13 s nastavovacím proudem $I_{bias} = 4 \mu\text{A}$. Symetrické napájecí napětí obvodu je pouze $\pm 400 \text{ mV}$. Hodnoty parazitních impedancí aktivního prvku BD-DBeTA uvádí následující tab. 5:

Tab. 5: Tabulka charakteristických parametrů modelu BD-DBeTA.

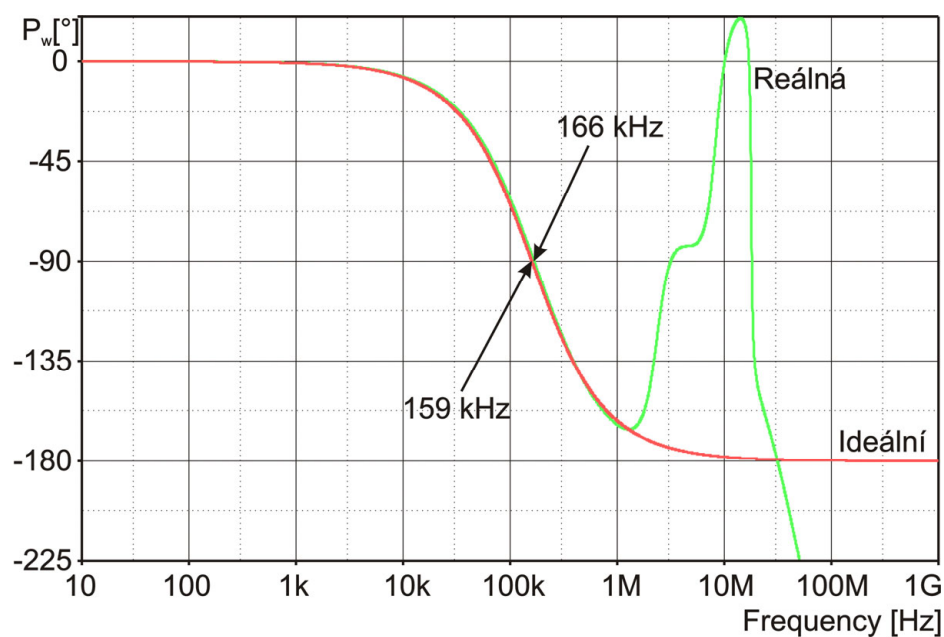
Parametr	Hodnota
$R_{p,n}$	14Ω
$L_{p,n}$	$518; 343 \mu\text{H}$
R_z	$15 \text{ M}\Omega$
C_z	$0,13 \text{ pF}$
$\alpha_{1,2}$	1
$\beta_{1,2,3}$	1

Pasivní součástky byly nastaveny následovně: $R_{set} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ pF}$. Teoretická hodnota vlastního kmitočtu fázovacího článku je podle (44) $159,15 \text{ kHz}$, po zahrnutí parazitních impedancí do výpočtu je výsledkem reálná hodnota vlastního kmitočtu $158,8 \text{ kHz}$. Výsledkem počítačových simulací jsou amplitudové a fázové kmitočtové charakteristiky navrženého filtru porovnávány s ideálními průběhy na obr. 57 a 58. Simulovaná hodnota vlastního kmitočtu je 166 kHz .

Jak plyne z reálných charakteristik, na vyšších kmitočtech dochází k zásadním odlišnostem – především ve fázové kmitočtové charakteristice (obr. 58) – které jsou způsobeny parazitními indukčnostmi vstupů p a hlavně n . Simulované výsledky ale souhlasí s teoretickými výpočty v kmitočtovém pásmu do cca 1 MHz .



Obr. 57: Amplitudová kmitočtová charakteristika fázovacího článku podle obr. 54 v porovnání s ideálním průběhem.

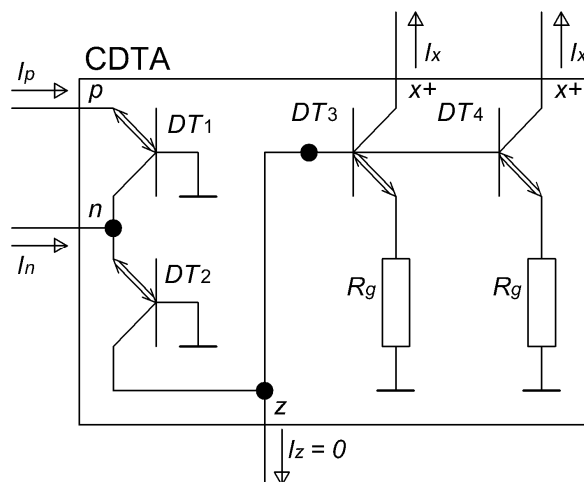


Obr. 58: Fázová kmitočtová charakteristika fázovacího článku podle obr. 54 v porovnání s ideálním průběhem.

Dílčí závěr

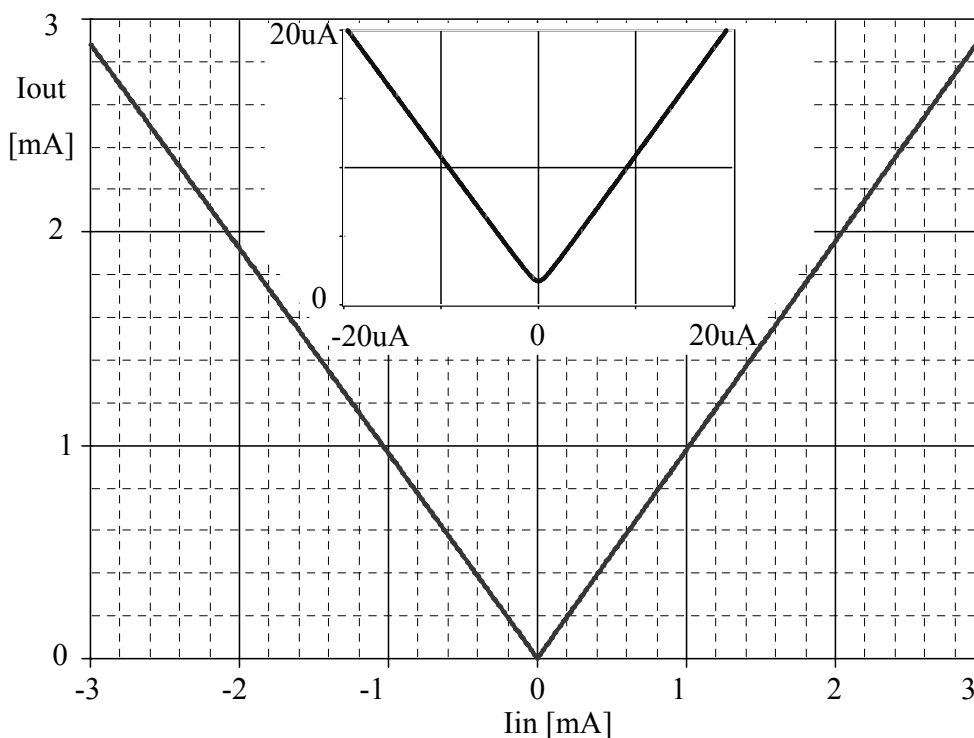
Navržený fázovací článek může nalézt použití především v mobilních zařízeních díky technologii BD s extra nízkým napájecím napětím a extra nízkou spotřebou elektrické energie. Funkce byla ověřena modelováním obvodu v PSpice s použitím tranzistorových modelů společnosti ON Semiconductor. Teoretické výsledky jsou potvrzeny počítačovými simulacemi.

Schottkyho diody 1PS79SB63 [44]. Transkonduktance g_m byla nastavena rezistorem $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ na hodnotu 1 mA/V a odpor zátěžového rezistoru R_L na hodnotu 1Ω .



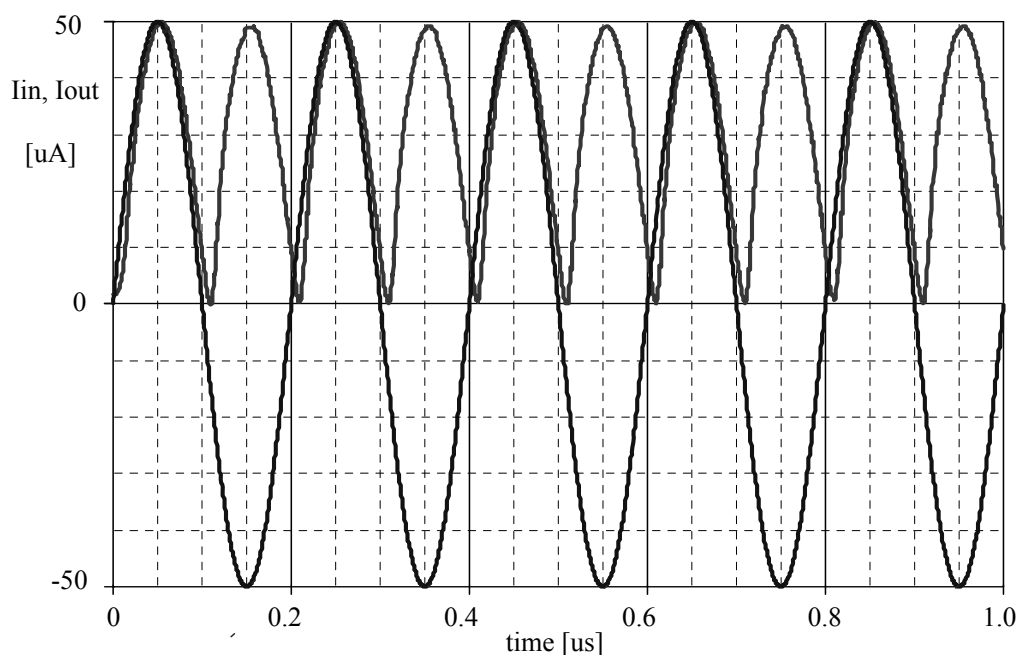
Obr. 60: Implementace CDTA s diamantovými tranzistory.

Stejnoseměrné převodní charakteristiky na obr. 61 potvrzují usměrnění v širokém rozsahu vstupních proudů $[-3 \text{ mA}, 3 \text{ mA}]$. Jak ukazuje detail na tomto obrázku, offset výstupního proudu je cca $1,72 \mu\text{A}$. Pozitivní a negativní sklony charakteristiky jsou $0,961$ a $0,978$.



Obr. 61: Stejnoseměrná analýza navrženého usměrňovače při teplotě 27°C .

Časovou analýzu navrženého usměrňovače zachycuje obr. 62. Usměrňovač byl buzen harmonickým proudem o amplitudě $50 \mu\text{A}$ s kmitočtem 5 MHz .



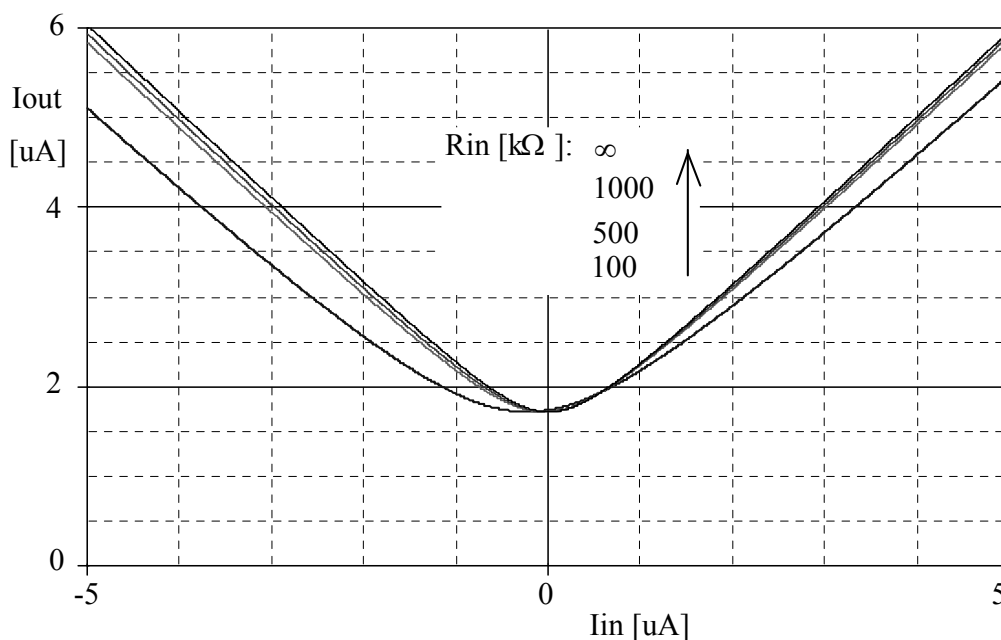
Obr. 62: PSpice simulace vstupních a výstupních průběhů.

Jak je ukázáno na obr. 62, přesnost usměrňovače může být hodnocena podle velikosti offsetu a podle sklonu stejnosměrné převodní charakteristiky, která je v ideálním případě rovna +1 a -1. Navíc byla výše uvedená analýza provedena při buzení ideálním zdrojem proudu bez ohledu na vliv na vnitřní impedanci tohoto zdroje. Lze očekávat, že vysoká vstupní impedance může být zdrojem potenciálních problémů.

Časová analýza na obr. 62 byla provedena s pevnými hodnotami kmitočtu a amplitudy vstupního signálu. Jeví se jako užitečné zhodnotit kvalitu usměrnění pro větší rozsah těchto parametrů vstupního signálu.

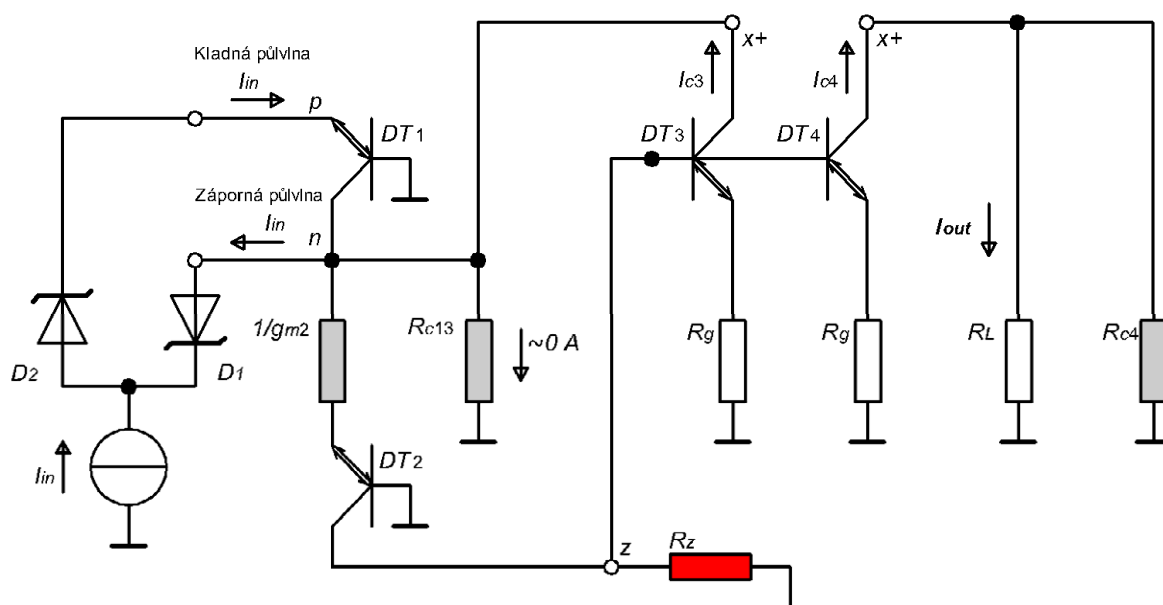
Chování na nízkých kmitočtech:

Obr. 63 ukazuje vliv konečné vnitřní impedance proudového zdroje I_{in} na stejnosměrnou převodní charakteristiku navrženého usměrňovače. Zde si lze všimnout, že tato impedance nemá vliv na proudový offset, ale může zásadně zhoršit výše diskutované strmosti stejnosměrné převodní charakteristiky. Pro odstranění tohoto jevu lze zvolit vstupní budicí zdroj I_{in} s dostatečně vysokou výstupní impedancí (pokud možno více jak 500 k Ω).



Obr. 63: Stejnoseměrná převodní charakteristika usměrňovače.

Vzhledem k tomu, že diody D_1 a D_2 jsou řízeny proudem, je proudový offset usměrňovače dán offsetem diamantových tranzistorů, ze kterých je sestaven stavební prvek CDTA.



Obr. 64: Pomocné schéma pro analýzu reálných vlivů pro stejnosměrné signály navrženého usměrňovače na obr. 59.

Pro kladnou amplitudu vstupního proudu ($I_{in} > 0$ A) platí:

$$I_{c3} = \alpha_{3+} I_{in} + \Delta I_3, \quad (50)$$

pro zápornou amplitudu vstupního proudu ($I_{in} < 0$ A):

$$I_{c3} = \alpha_{3-} I_{in} + \Delta I_3, \quad (51)$$

kde

$$\alpha_{3+} = \frac{R_z}{R_g} \frac{\alpha_{c1}\alpha_{c2}\alpha_{c3}}{1 + \alpha_{c2}\alpha_{c3} \frac{R_z}{R_g}}, \alpha_{3-} = -\frac{R_z}{R_g} \frac{\alpha_{c2}\alpha_{c3}}{1 + \alpha_{c2}\alpha_{c3} \frac{R_z}{R_g}},$$

$$\Delta I_3 = \frac{\frac{R_z}{R_g} \alpha_{c3} (\Delta I_{c2} - \alpha_{c2} \Delta I_{c1}) + \alpha_{c3} \frac{\Delta V_3}{R_g} + \Delta I_{c3}}{1 + \alpha_{c2}\alpha_{c3} \frac{R_z}{R_g}}, \quad (52)$$

a z hlediska výstupního proudu – pro kladnou amplitudu vstupního proudu ($I_{in} > 0$ A) platí:

$$I_{out} = \alpha_{out+} I_{in} + \Delta I_{out}, \quad (53)$$

pro zápornou amplitudu vstupního proudu ($I_{in} < 0$ A) pak platí:

$$I_{out} = \alpha_{out-} I_{in} + \Delta I_{out}, \quad (54)$$

kde

$$\alpha_{out+} = \frac{R_z}{R_g} \frac{\alpha_{c1}\alpha_{c2}\alpha_{c4}}{1 + \alpha_{c2}\alpha_{c3} \frac{R_z}{R_g}}, \alpha_{out-} = -\frac{R_z}{R_g} \frac{\alpha_{c2}\alpha_{c4}}{1 + \alpha_{c2}\alpha_{c3} \frac{R_z}{R_g}},$$

$$\Delta I_{out} = \alpha_{c4} \frac{R_z}{R_g} \frac{\Delta I_{c2} - \alpha_{c2} (\Delta I_{c1} + \alpha_{c3} \frac{\Delta V_3}{R_g} + \Delta I_{c3})}{1 + \alpha_{c2}\alpha_{c3} \frac{R_z}{R_g}} + \alpha_{c4} \frac{\Delta V_4}{R_g} + \Delta I_{c4}. \quad (55)$$

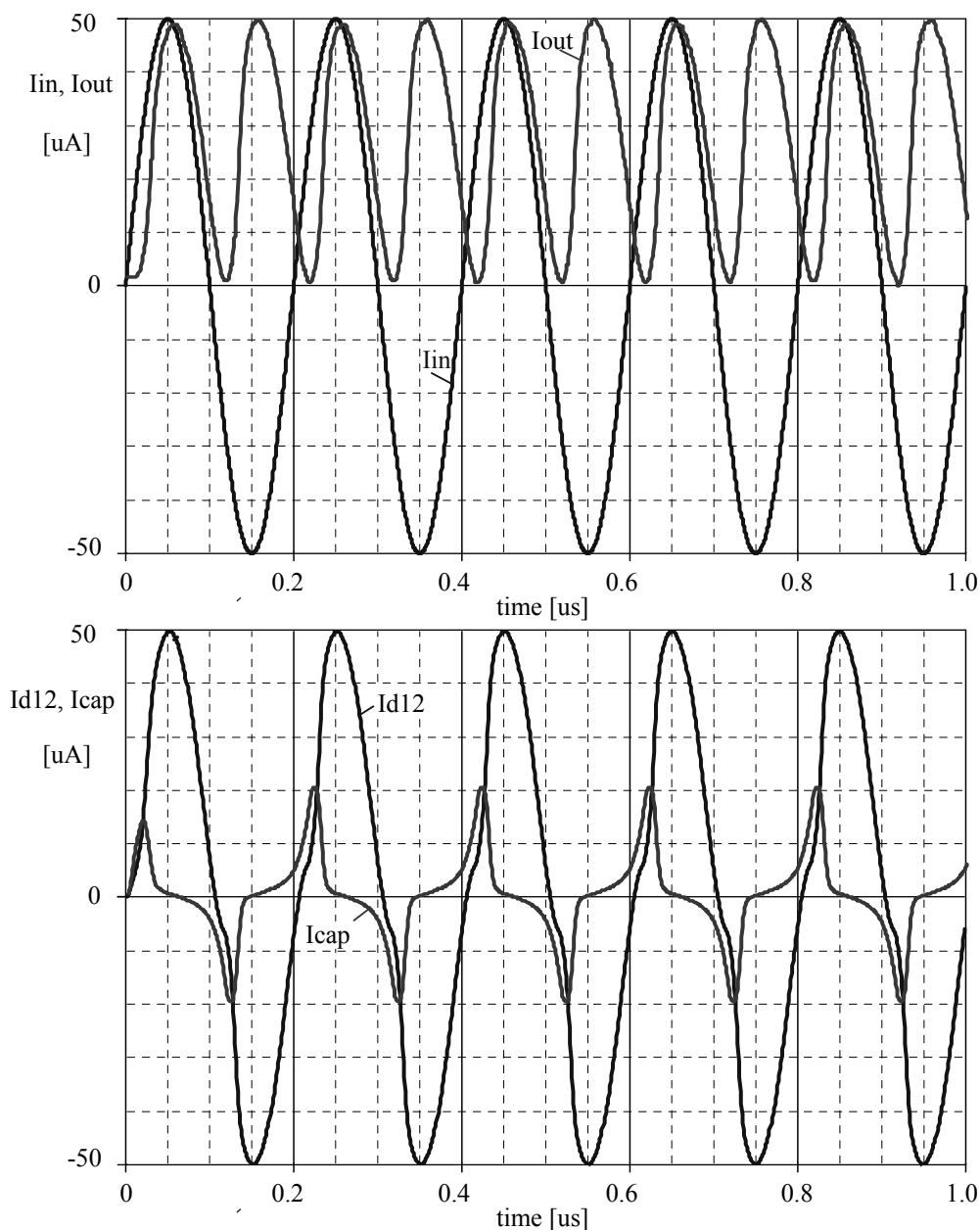
Rovnice (50) až (55) popisují navržený usměrňovač z hlediska výstupních usměrněných proudů I_{c3} a $I_{c4} \approx I_{out}$. V případě stejných a ideálních tranzistorů DT_3 a DT_4 , které tvoří dvojitý výstup transkonduktančního zesilovače, budou výstupní proudy I_{c3} a I_{c4} stejné. Bohužel v reálném případě je výstupní proud I_{c3} přesnější než I_{c4} . Rovnice (53) a (54) nebo (50) a (51) reprezentují jednoduchý stejnosměrný matematický model usměrňovače na obr. 59.

Chování na vysokých kmitočtech:

Kromě vysokofrekvenčních vlastností prvku CDTA a spínacích vlastností diod bude funkce usměrňovače ovlivňována ještě parazitními kapacitami vysokoimpedančního vstupního terminálu.

Na obr. 65 jsou uvedeny podobné výsledky časové analýzy jako na obr. 61, kdy je usměrňovač buzen harmonickým signálem amplitudy 50 μ A o kmitočtu 5 MHz, avšak tato analýza je provedena s ohledem na vstupní impedanci 1 M Ω /2 pF. Výsledné časové průběhy ukazují deformaci výstupního signálu, jejíž důvod lze zjistit z průběhů I_{d12} (součet proudů tekoucích přes diody D_1 a D_2) a I_{cap} (proud tekoucí parazitní kapacitou) na obr. 65.

Superpozicí těchto dvou signálů lze získat průběh vstupního proudu I_{in} . Signál I_{cap} není zanedbatelný vzhledem k jeho velikosti na kmitočtu 5 MHz a proto je proud tekoucí přes diody vystaven zkreslení, které se se zvyšujícím kmitočtem zvětšuje. Je-li žádoucí zachovat dobré vysokofrekvenční vlastnosti navrženého usměrňovače, musí být hodnota vstupní parazitní kapacity udržována na co možná nejnížší hodnotě.



Obr. 65: PSpice simulace pro vstupní impedanci 1 M Ω /2 pF. Na druhém obrázku je celkový proud tekoucí diodami I_{d2} , a proud tekoucí vstupní parazitní kapacitou I_{cap} .

Vzhledem k tomu, že je usměrňovač vysoce nelineární obvod, nelze použít běžné kmitočtové analýzy pro posouzení kvality jeho vysokofrekvenčních vlastností.

Dílčí závěr:

Navržený dvoucestný usměrňovač představuje velmi ekonomické řešení oproti již známým návrhům, neboť využívá pouze jeden aktivní prvek a dvě diody. PSpice simulace potvrzují správnou funkci usměrňovače v širokém kmitočtovém rozsahu při změně amplitudy vstupního signálu přes tři dekády. Jedinou nevýhodou tohoto zapojení je vstupní impedance, která by měla být v ideálním případě nulová – v reálném případě nejnižší možná. Analýza reálných vlivů, zejména kmitočtová analýza, může sloužit jako nástroj k posouzení kvality usměrnění a také pro průkazné srovnání různých topologií usměrňovačů, a to jak v proudovém, tak i napětovém módu.

3.4 Vícefázové generátory harmonických kmitů

Speciální skupinu tvoří tzv. multifázové oscilátory (MSO – Multiphase Sinusoidal Oscillator), které generují více než jeden signál. Obecně mezi multifázové oscilátory patří takové generátory harmonických kmitů, které generují dva nebo více výstupních signálů (obecně počet n) s fázovým posuvem, který je mezi signály rovnoměrně rozdělen. Fázový posuv je dán následujícím vzorcem:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{n}. \quad (56)$$

Zvláštním případem multifázových oscilátorů jsou oscilátory právě se dvěma výstupy, které se označují jako kvadrurní (QO – Quadrature Oscillator), protože jejich právě dva výstupní signály jsou vzájemně fázově posunuty o $\Delta\phi = \pi/2$ (zde neplatí rovnice (56)).

Kvadrurní oscilátor s fázovacími články

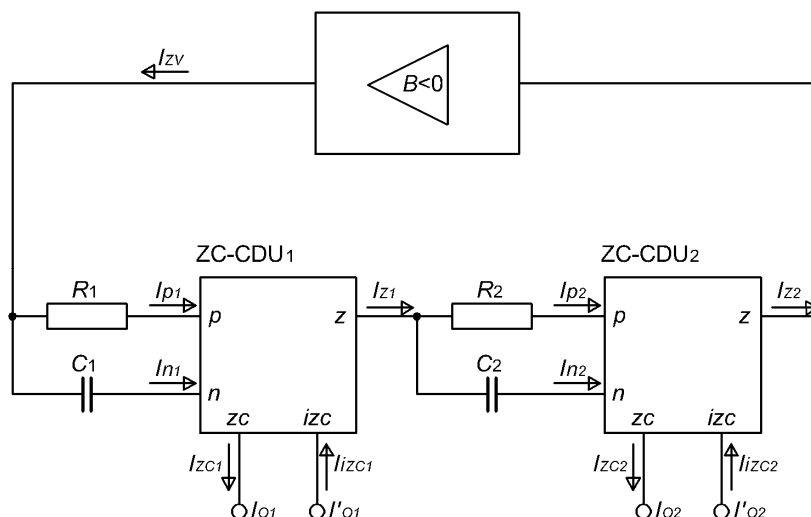
Kvadrurní oscilátory nachází širší použití díky jejich vlastní podstatě – fázovému posuvu 90° dvou výstupních harmonických signálů. Lze tedy hovořit o generátoru sinusového a kosinusového signálu. Obecně kvadrurní oscilátory nejsou v elektronice novými funkčními bloky. Existuje mnoho publikovaných článků s touto tematikou [45-50], takže funkční principy jsou již de-facto obecně známé. Za nové v této oblasti lze označit kvadrurní oscilátory v proudovém módu. Zavedení tohoto moderního principu v elektronice představuje mnohé zlepšení parametrů různých systémů. Za tímto účelem byl v rámci této práce navržen kvadrurní oscilátor, který vyniká především jednoduchostí, vysokou linearitou a nízkým zkreslením. Návrhy kvadrurního oscilátoru v proudovém módu provází ověřování funkce v programu PSpice, kdy jsou simulované výsledky porovnávány s teoretickými, a to s přihlédnutím k detailní analýze reálných vlivů parazitních impedancí.

V poslední době je s kvadraturními oscilátory v proudovém módu spojen aktivní blok CDTA (Current Differencing Transconductance Amplifier) [8], který v oblasti analogového zpracování signálů v proudovém módu znamená významný milník.

Navržený QO s využitím prvků ZC-CDU [42] je v porovnání se stávajícími QO (založenými na prvcích CDTA, CCII, CFA apod.) novým v přímé proudové zpětné vazbě. Nedochází zde k transformaci proudu na napětí a zpět přes vnitřní transkonduktanci. Výhodou je odstranění tohoto zdroje parazitních vlivů, naopak nevýhoda spočívá v zamezení možnosti přeladitelnosti kmitočtu oscilací, která je v obvodech s transkonduktancí k dispozici změnou g_m . Toto zjednodušení má za následek větší stabilitu, minimální offset a THD.

Realizace kvadraturního oscilátoru:

Schéma zapojení navrženého kvadraturního oscilátoru zobazuje obr. 66.



Obr. 66: Schéma zapojení kvadraturního oscilátoru s aktivními prvky ZC-CDU.

Kvadraturní oscilátor se skládá ze dvou neinvertujících fázovacích článků v kaskádě (**kapitola 3.2**), které jsou doplněny invertujícím proudovým zesilovačem ve zpětné vazbě. Tento invertující zesilovač má také funkci automatické stabilizace amplitudy AGC (Automatic Gain Control). Neinvertující fázovací článek se vyznačuje neinvertovaným přenosem na nízkých kmitočtech, kdy je charakter kapacitorů ve vysoké impedanci, a tudíž aktivitu vykazuje pouze proudový vstup p , jehož proudový signál se přenáší do výstupní svorky z s jednotkovým přenosem.

Celkový fázový posuv ϕ_Σ ve zpětné vazbě navrženého kvadraturního oscilátoru musí být 0 nebo 360 ° na požadovaném kmitočtu oscilací. Jelikož je zpětnovazební proudový zesilovač invertující (fázový posuv 180 °), pak musí být dílčí fázový posuv $\Delta\phi$ každého fázovacího článku -90 °. Takový fázový posuv má fázovací článek právě když $\omega_{osc} = a$, což je vlastní kmitočet a také kmitočet oscilací OF (Oscillation Frequency) – viz **kapitola 3.2**, rovnice (36).

Výhoda tohoto zapojení spočívá ve fázovém posuvu stejnosměrné složky na velmi nízkých kmitočtech, který je díky zpětnovazebnímu zesilovači 180 °. Stejnosměrná složka tak má zavedenou zápornou zpětnou vazbu a je zajištěno její tlumení, což je podmínkou stejnosměrné stability celého zapojení.

Za předpokladu jednotkového zesílení fázovacího članku v celém kmitočtovém spektru, musí mít zpětnovazební invertující zesilovač zesílení $B = -1$, aby byla splněna amplitudová podmínka (OC – Oscillation Condition) podle Barkhausenova kritéria.

Pro přenosovou funkci lze zapsat následující dvě známé rovnice zpětnovazebních oscilátorů, kde je definována amplitudová a fázová podmínka pro vznik oscilací:

$$|L(j\omega_{osc})| = 1/|B|, \quad \angle L(j\omega_{osc}) = 2k\pi \quad (57)$$

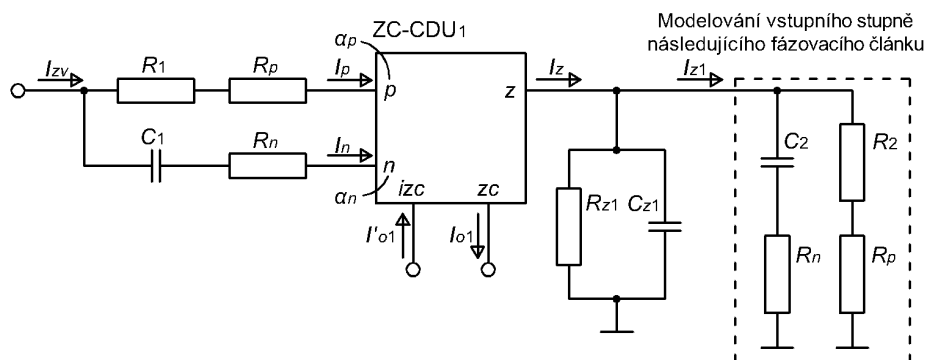
s tím, že k nabývá kladných celých čísel (0, 1, 2, ...).

Analýza reálných vlivů kvadrurního oscilátoru:

Model prvního fázovacího članku s doplněnými uvažovanými parazitními impedancemi a dalšími parazitními vlivy zobrazuje obr. 67. Jedná se především o parazitní impedance, o vliv v kaskádě následujícího fázovacího članku a o vliv neideálního proudového přenosu, který je ve schématu naznačen konstantami α_p a α_n . Ideální hodnota proudového přenosu (těchto konstant) je 1. Způsob, jakým ovlivňují tyto konstanty výstupní proud I_z , je vyjádřen následující rovnicí:

$$I_z = \alpha_p I_p - \alpha_n I_n. \quad (58)$$

Další uvažované parazitní vlivy prvního fázovacího članku naznačené na obr. 67, jsou odpory R_p a R_n vstupních svorek p a n a impedance výstupní svorky z , která je modelovaná rezistorem R_z a kapacitou C_z .



Obr. 67: Reálný model prvního fázovacího članku.

Bude-li při analýze obvodu reálného fázovacího članku na obr. 67 zanedbán vliv interního rezistoru R_s v aktivním prvku ZC-CDU (viz obr. 24), který nepůsobí na proudovou přenosovou funkci v pásmu uvažovaného kmitočtu oscilací, lze zapsat tuto proudovou

přenosovou funkcí I_{z1}/I_{zv} modelovaného reálného obvodu fázovacího článku z obr. 67 následujícím způsobem:

$$H_1 = \frac{I_{z1}}{I_{zv}} = \frac{I_z}{I_{zv}} \frac{I_{z1}}{I_z} = H_A H_B, \quad (59)$$

kde

$$H_A = \frac{I_z}{I_{zv}} = \alpha_p \frac{1 - sRC \left[\frac{\alpha_n}{\alpha_p} \left(1 + \frac{R_p}{R} \right) - \frac{R_n}{R} \right]}{1 + sRC \left(\frac{R_n + R_p}{R} + 1 \right)}, \quad (60)$$

$$H_B = \frac{I_{z1}}{I_z} = \frac{1}{1 + \frac{R + R_p}{R_z} \frac{(1 + sR_z C_z)(1 + sCR_n)}{1 + sC(R_n + R_p + R)}}. \quad (61)$$

První část přenosové funkce (H_A) modeluje přenosovou funkci z výstupu zpětnovazebního proudového zesilovače na výstup z prvního fázovacího článku. Tento přenos je ovlivňován reálnými velikostmi odporů R_p a R_n a proudových přenosů α_p a α_n . Druhá část přenosové funkce (H_B) modeluje přenosovou funkci z výstupu prvního fázovacího článku do vstupních svorek druhého fázovacího článku. Tento přenos je v ideálním případě roven 1, jak ukazuje rovnice (61), a hraje v celkovém přenosu velmi významnou roli při nízké hodnotě parazitní impedance výstupní svorky z .

Z analýzy rovnic (60) a (61) plynou následující poznatky:

- Stejnoseměrný přenos fázovacího článku

$$H_{DC} = \frac{\alpha_p}{1 + \frac{R + R_p}{R_z}} \quad (62)$$

se blíží své ideální hodnotě 1, jestliže $\alpha_p \approx 1$ a $R_z \gg R + R_p$.

- Jsou-li póly a nuly první části přenosové funkce H_A rozdílné, je narušena správná funkce fázovacího článku, která ovlivňuje amplitudovou i fázovou kmitočtovou charakteristiku a má negativní vliv na kmitočet oscilací a oscilační podmínku. Jediná cesta, jak eliminovat tyto vlivy, je respektovat následující podmínky: $\alpha_p \approx \alpha_n \approx 1$, $R \gg R_p$, $R \gg R_n$.
- Bude-li parazitní odpor výstupní svorky R_z značně větší než součet pracovního odporu (R) a parazitní impedance vstupní svorky p (R_p), pak nebude mít druhá část přenosové funkce H_B negativní vliv na zesílení tohoto prvního fázovacího článku.

- Argument přenosu fázovacího članku při OF se liší od ideální hodnoty 1 (viz rovnice (57) a (59)). Z toho plyne, že vlivem parazitních vlastností platí následující tvrzení:

$$|H(j\omega_{osc})| < 1. \quad (63)$$

- Pro zachování oscilační podmínky (OC) podle rovnice (57) musí být argument přenosu zpětnovazebního proudového zesilovače ($|B|$) nastavený tak, aby platila následující rovnice:

$$|H(j\omega_{osc})||B| = 1. \quad (64)$$

Je tedy zřejmé, že zesílení zpětnovazebního členu bude větší než jedna:

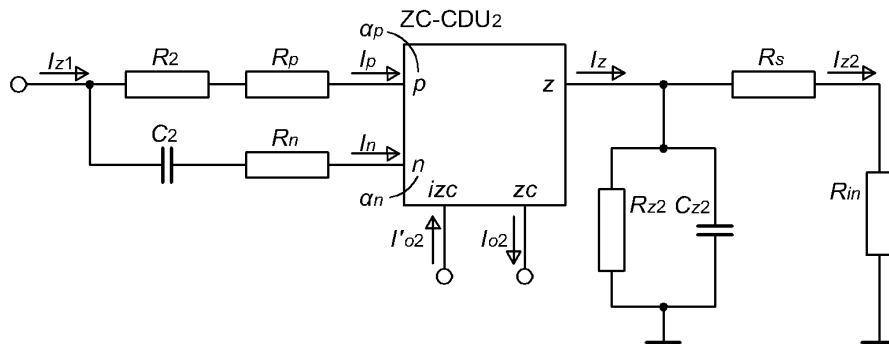
$$|B| > 1. \quad (65)$$

Přenosová funkce druhého fázovacího članku se liší od výše uvedeného modelu ve druhé části přenosové funkce. Pro tuto část již není uvažováno modelování dalšího vstupu fázovacího članku, ale vstup zpětnovazebního členu, který je nízkoimpedanční. Na obr. 68 je tento nízkoimpedanční vstup modelován rezistorem R_{in} , v ideálním případě o velikosti 0Ω . Z tohoto důvodu také není zanedbán vnitřní odpor R_s , který odděluje parazitní impedance svorky z od nízkoimpedančního vstupu zpětnovazebního členu. Úpravou lze tedy získat následující druhou část přenosové funkce:

$$H_C = \frac{I_{z2}}{I_z} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{sCR_z} + R_s}. \quad (66)$$

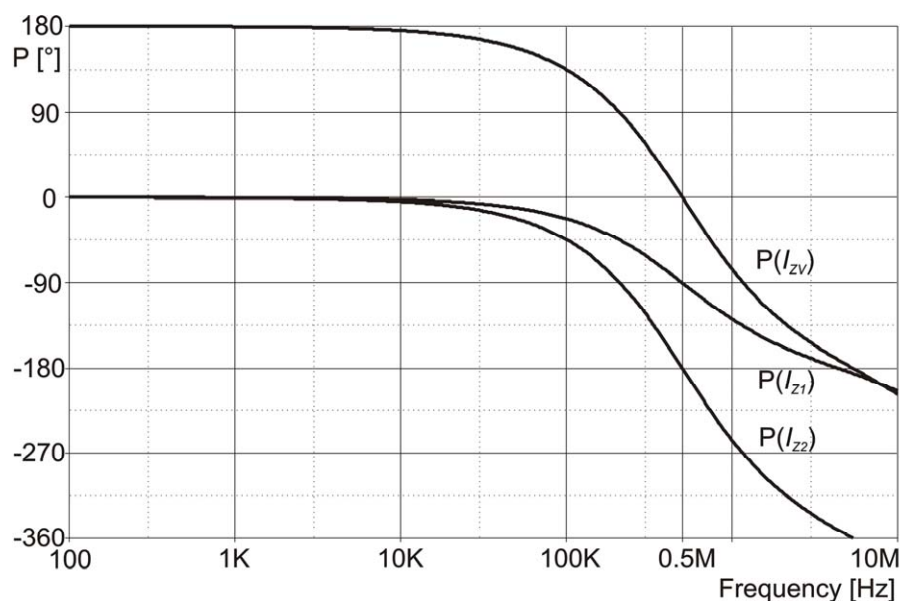
První část přenosové funkce druhého fázovacího članku se shoduje s prvním fázovacím článkem (60). Výsledná přenosová funkce druhého fázovacího članku pak bude následující:

$$H_2 = \frac{I_{z2}}{I_{z1}} = \frac{I_z}{I_{z1}} \frac{I_{z2}}{I_z} = H_A H_C. \quad (67)$$



Obr. 68: Reálný model druhého fázovacího članku.

Výše uvedené reálné rozdíly mezi přenosy obou fázovacích článků se projeví i v odchylce fázového posuvu výstupních signálů. Kmitočtovou analýzou sériového zapojení obou fázovacích článků je nutné zjistit fázovou kmitočtovou charakteristiku této sériové kombinace, ze které lze zjistit výsledný kmitočet oscilací navrženého kvadrurního oscilátoru. Při tomto kmitočtu má sériová kombinace obou fázovacích článků fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem 180° , resp. 0° nebo 360° v kaskádě se zpětnovazebním zesilovačem.



Obr. 69: Fázové kmitočtové charakteristiky některých signálů kvadrurního oscilátoru podle obr. 66.

Obr. 69 zobrazuje výsledky počítačové simulace fázových kmitočtových charakteristik sériově zapojených obou fázovacích článků a invertujícího proudového zesilovače. Zde je vidět průběh fázového posuvu proudu I_{z1} vystupujícího z prvního fázovacího článku, průběh fázového posuvu proudu I_{z2} vystupujícího z druhého fázovacího článku a hlavně průběh fázového posuvu proudu I_{zv} , který vystupuje ze zpětnovazebního zesilovače. Právě tento třetí průběh je důležitý, protože přesně v bodě jeho průchodu nulou je splněna fázová podmínka podle rovnice (57). Výstupní proudové signály I_{o1} , I_{o2} , I'_{o1} a I'_{o2} jsou realizovány kopií výstupních proudů fázovacích článků I_{z1} , respektive I_{z2} , jejichž fázový posuv je dán pouze fázovým posuvem druhého fázovacího článku. Zjištěním oscilačního kmitočtu a následným dosazením do rovnice přenosové funkce druhého fázovacího článku (rovnice (60), (66), (67)) lze zjistit reálný fázový posuv výstupních signálů. Matematické výpočty směřují na komplikované výpočty rovnic až šesti řádů. Proto bylo efektivnější využít program pro symbolickou analýzu Snap [51], který po zadání schématu zapojení včetně všech kmitočtově závislých parazitních vlivů našel výsledný fázový posuv výstupních signálů I_{o1} a I_{o2} $90,04^\circ$. Jedná se o chybu $0,04^\circ$, respektive $0,044\%$. Tento výsledek je velmi zajímavý a potvrzuje přesnost navrženého kvadrurního oscilátoru.

Výsledky počítačových simulací:

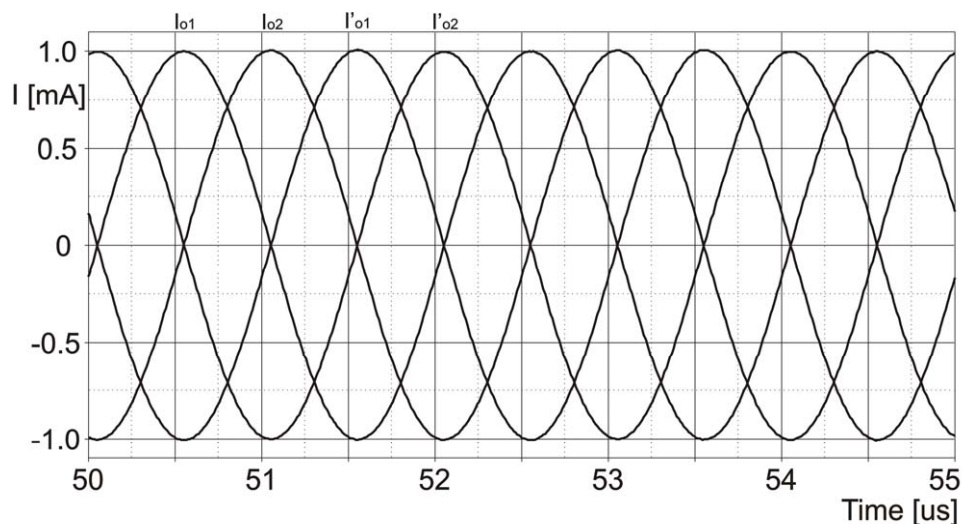
Pro ověření funkce navrženého QO byla provedena simulace v programu PSpice. Bylo použito schéma dle obr. 66, které generuje dva harmonické signály se vzájemným fázovým posuvem 90° (I_{o1} , I_{o2}) a jejich invertované kopie (I'_{o1} , I'_{o2}). Aktivní prvky ZC-CDU byly sestaveny pomocí diamantových tranzistorů. Tato implementace je popsána v kapitole 3.1. Následující základní malosignálové parametry bloku ZC-CDU vychází z reálných parametrů použitých součástek [34, 42]:

- Vstupní odpor svorky p a n je $R_p = R_n = 10,5 \Omega$.
- Podle obr. 25 byla stanovena výsledná výstupní impedance svorky z reprezentovaná odporem a kapacitou: $R_z = 43,64 \text{ k}\Omega$, $C_z = 6,1 \text{ pF}$.
- Přenos proudu ze vstupní svorky p na výstup z a ze vstupní svorky n na výstup z byl zjištěn počítačovou simulací jako $\alpha_p = 0,97$ a $\alpha_n = 0,99$, s mezním kmitočtem 620 MHz, respektive 750 MHz, při poklesu o 3 dB.
- Zvolená hodnota odporu snímacího rezistoru činila $R_s = 220 \Omega$.
- Stejná byla hodnota odporu degeneračního rezistoru prvku ZC-CDU₁, tedy $R_{d1} = 220 \Omega$. Vlivem parazitních vlastností obvodu dochází ve fázovacích člancích k útlumu signálu – platí tedy rovnice (63), a proto byla hodnota odporu druhého degeneračního rezistoru zvolena jako $R_{d2} = 203 \Omega$ (ZC-CDU₂). Poměrem hodnot odporů R_s a R_d lze určit zesílení výstupních signálů jednotlivě pro každý fázovací článek. Výsledkem těchto poměrů je stejná amplituda všech výstupních signálů oscilátoru.

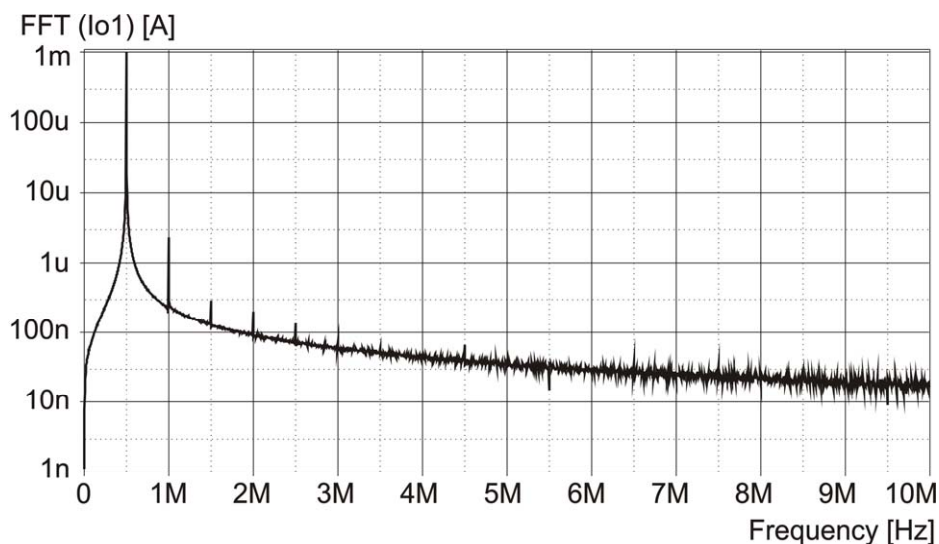
Parametry pasivních součástek kvadrurního oscilátoru byly navrženy následovně: $R_1 = R_2 = 940 \Omega$, $C_1 = C_2 = 330 \text{ pF}$. Každý diamantový tranzistor byl nastaven rezistorem $R_{adj} = 330 \Omega$ [34]. Napájecí napětí obvodu bylo $\pm 5 \text{ V}$.

Na základě výpočtů rovnice (36) činí teoretická hodnota oscilačního kmitočtu 513 kHz. Zavedením všech parazitních vlivů podle rovnic (60), (61) a (66) do výpočtu oscilačního kmitočtu se výpočet reálného kmitočtu oscilací značně komplikuje. Řešení pomocí programu Snap vede na výsledek 506,4 kHz.

Simulované průběhy výstupních signálů jsou zobrazeny na obr. 70. Zde dosažená hodnota kmitočtu oscilací 500 kHz je menší než vypočítaná teoretická hodnota se všemi uvažovanými parazitními vlivy, které jsou řešeny výše. Obr. 71 ukazuje simulované spektrum výstupního signálu I_{o1} , ze kterého vyplývá harmonické zkreslení (THD – Total Harmonic Distortion) menší než 0,15 %. Tyto výsledky opět dokazují dobré vlastnosti navrženého oscilátoru.



Obr. 70: Simulované průběhy výstupních proudů navrženého oscilátoru.



Obr. 71: Simulované amplitudové spektrum výstupního proudu I_{o1} .

Dílčí závěr:

Návrh a počítačová simulace CICO kvadrurního oscilátoru využívá fázovací články s proudovými diferenčními jednotkami. Analýza obvodu, teoretické výpočty a počítačová simulace dokazují stabilní funkci díky přímé proudové zpětné vazbě a využití proudových fázovacích článků. Oblast použití tohoto oscilátoru je rozšířena doplněním dalších dvou výstupů (I'_{o1} , I'_{o2}), které jsou inverzními kopiemi základních čistě kvadrurních výstupů (I_{o1} , I_{o2}). Značnou výhodou navržené konstrukce je selektivní nastavení amplitudy výstupních proudů pomocí hodnoty odporu jednoho rezistoru, nevýhodou pak použití plovoucích pracovních rezistorů a kapacitorů.

Navržený obvod využívá zpětnovazební zesilovač ve funkci automatického stabilizátoru amplitudy pro zajištění oscilační podmínky podle rovnice (57).

Při simulacích byla navržena stabilizace amplitudy pomocí řízených zdrojů, jejichž zesílení bylo přímo úměrné součtu kvadrátu originálního výstupu s kvadrátem kopie výstupního signálu fázově posunutého o 90° . Díky tomuto řízení zpětnovazebního zesilovače se dosáhlo nízkého THD.

Multifázový oscilátor s fázovacími články

Doplněním dalších fázovacích článků do kaskády ve výše uvedeném kvadrurním oscilátoru vznikne obecný multifázový oscilátor.

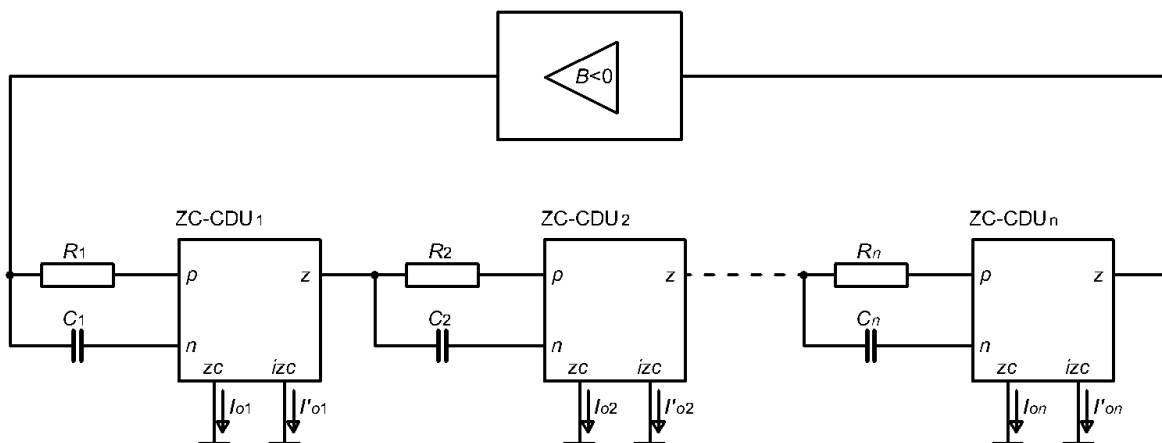
Multifázové oscilátory nacházejí další široké uplatnění např. v komunikační technice – v generátorech signálů s jedním postranním pásmem, nebo například ve fázových modulátorech. MSO lze použít i v generátorech třífázové a vícefázové sítě z jedné fáze nebo při řízení motorů [52].

Několik publikací [53, 54] využívá proudového konveju CCII k realizaci napět'ového MSO. Aktuální jsou však konstrukce s proudovými vstupy a výstupy, a proto je oblast analogové elektrotechniky zaměřena na rozvoj nových prvků a aplikací takových obvodů. Některé konstrukce MSO v proudovém módu [55-59] využívají především aktivních prvků CCII a CDTA, ale tyto návrhy jsou pouze teoretické – bez ověření funkce na reálném funkčním vzorku.

Cílem této části disertační práce je nejen teoretický návrh MSO v proudovém módu ověřený programem PSpice, ale i experimentální měření sestaveného oscilátoru. Reálné měřené výsledky jsou následně porovnávány se simulacemi a teoretickými výpočty, které zahrnují analýzu reálných vlivů parazitních impedancí.

I v případě návrhu MSO [60] jsou fázovací články zapojené do série se zpětnovazebním zesilovačem, obdobně jako u výše uvedeného kvadrurního oscilátoru. Při návrhu musí být zachováno Barkhausenovo kritérium a taktéž oscilační a fázová podmínka. Pro zajištění stejnosměrné stability a tudíž funkčnosti oscilátoru je nutné realizovat zápornou zpětnou vazbu pro stejnosměrný signál.

Obecné schéma zapojení navrženého MSO zobrazuje obr. 72. Dle požadovaného počtu výstupních signálů n (kde obecně $n \geq 2$) různých fází musí být zapojen stejný počet n fázovacích článků do kaskády. Jelikož každý fázovací článek nabízí 2 výstupní signály (jeden originální a jeden invertovaný), je k dispozici vždy $2n$ výstupních signálů. Sumou jejich dílčích vzájemných fázových posuvů je 360° .



Obr. 72: Obecné schéma zapojení CICO MSO.

Zpětnovazební proudový zesilovač se zesílením B slouží jako AGC a zároveň je s jeho pomocí splněna fázová podmínka pro vznik oscilací na požadovaném kmitočtu, při kterém je hodnota celkového fázového posuvu ϕ_{Σ} signálu ve zpětné vazbě 0° . Je-li dílčí fázový posuv fázovacího článku označen jako $\Delta\phi$ a je-li zpětnovazební proudový zesilovač invertující (fázový posuv π), musí platit následující podmínka:

$$\phi_{\Sigma} = n\Delta\phi + \pi = 2\pi. \quad (68)$$

Dílčí fázové posuvy fázovacích článků na požadovaném kmitočtu oscilací musí tedy být následující:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{n}. \quad (69)$$

Za předpokladu, že je zesílení zpětnovazební proudového zesilovače $B < 0$, lze celkovou přenosovou funkci oscilátoru $L(s)$ včetně zpětné vazby zapsat následovně:

$$L(s) = \left(\frac{a-s}{a+s} \right)^n B = - \left(\frac{a-s}{a+s} \right)^n |B|, \quad (70)$$

kde konstanta a odpovídá vlastnímu kmitočtu fázovacích článků, viz rovnice (36).

Při aplikaci Barkhausenova kritéria lze získat upravenou rovnici přenosu:

$$L(j\omega_{osc}) = - \left(\frac{a - j\omega_{osc}}{a + j\omega_{osc}} \right)^n = \frac{1}{|B|}. \quad (71)$$

Tento komplexní výraz je možné ještě dále upravit rozdělením na modul a argument:

$$|L(j\omega_{osc})| = 1/|B|, \quad \angle L(j\omega_{osc}) = 2k\pi, \quad (72)$$

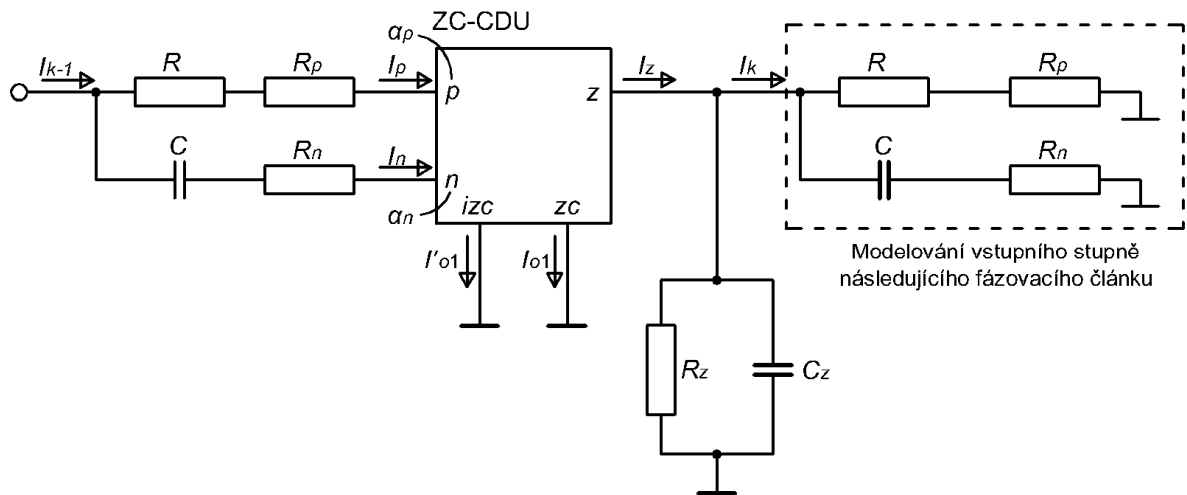
kde k nabývá celých reálných kladných hodnot (0, 1, 2, 3, ...). Kombinací výše uvedených rovnic (71) a (72) lze zapsat rovnici pro kmitočet oscilací (OF) a definovat podmínku oscilací (OC):

$$\text{OF:} \quad \omega_{osc} = a \tan \frac{\pi}{2n}, \quad (73)$$

$$\text{OC:} \quad |B| = 1. \quad (74)$$

Analýza reálných vlivů:

Analýza reálných vlivů z předchozího případu kvadrurního oscilátoru byla doplněna o obecné vztahy pro možnost analýzy n -fázového oscilátoru. Všechny uvažované parazitní vlivy fázovacího článku číslo k jsou vyznačeny v obr. 73, který je shodný s obr. 67, ale zde je uveden pro názornost znovu s obecnými konstantami. Při analýze jsou uvažovány všechny zapojené fázovací články identické, pro každý fázovací článek jsou tedy uvažovány stejné parazitní vlivy, jako jsou parazitní impedance, vliv vstupního stupně následujícího fázovacího článku včetně jeho parazitních impedancí a vliv neideálního proudového přenosu vstupních svorek α_p a α_n .



Obr. 73: Model reálného fázovacího článku zapojeného v MSO.

Za předpokladu identických fázovacích článků a po zanedbání vnitřního rezistoru R_s v ZC-CDU (viz obr. 25), který nemá vliv na proudovou přenosovou funkci v uvažovaném kmitočtovém pásmu, lze zmíněnou proudovou přenosovou funkci jednoho fázovacího článku I_k/I_{k-1} podle modelu na obr. 73 zapsat následujícím způsobem:

$$H = \frac{I_k}{I_{k-1}} = \frac{I_z}{I_{k-1}} \frac{I_k}{I_z} = H_1 H_2, \quad (75)$$

kde jsou jednotlivé části definovány jako

$$H_1 = \frac{I_z}{I_{k-1}} = \alpha_p \frac{1 - sRC \left[\frac{\alpha_n}{\alpha_p} \left(1 + \frac{R_p}{R} \right) - \frac{R_n}{R} \right]}{1 + sRC \left(\frac{R_n + R_p}{R} + 1 \right)}, \quad (76)$$

$$H_2 = \frac{I_k}{I_z} = \frac{1}{1 + \frac{R + R_p}{R_z} \frac{(1 + sR_z C_z)(1 + sCR_n)}{1 + sC(R_n + R_p + R)}}. \quad (77)$$

První část přenosové funkce H_1 modeluje přenos proudu z výstupu předchozího $k-1$ -tého fázovacího článku na výstup z k -tého fázovacího článku. Tento přenos ovlivňují reálné hodnoty vstupních odporů R_p a R_n a proudové přenosy vstupů ZC-CDU α_p a α_n . Druhá část proudové přenosové funkce H_2 modeluje proudový přenos z výstupu k -tého fázovacího článku na vstup následujícího $k+1$ -tého fázovacího článku. Jak ukazuje rovnice (77), tato část proudové přenosové funkce, která se v ideálním případě rovná 1, hraje velmi významnou roli, a to především v případě nízké impedance výstupní svorky z . Správná funkce fázovacího článku je narušena rozdílnými nulovými body a póly, které ovlivňují fázovou i amplitudovou kmitočtovou charakteristiku, a tím i kmitočet oscilací a oscilační podmínku oscilátoru. Eliminace shora uvedeného nepříjemného efektu spočívá v dodržení následující podmínky: $\alpha_p \approx \alpha_n \approx 1, R \gg R_p, R \gg R_n$.

Analýzou rovnice pro celkový proudový přenos reálného fázovacího článku lze získat následující rovnici pro přenos stejnosměrného signálu:

$$H_{DC} = \frac{\alpha_p}{1 + \frac{R + R_p}{R_z}}. \quad (78)$$

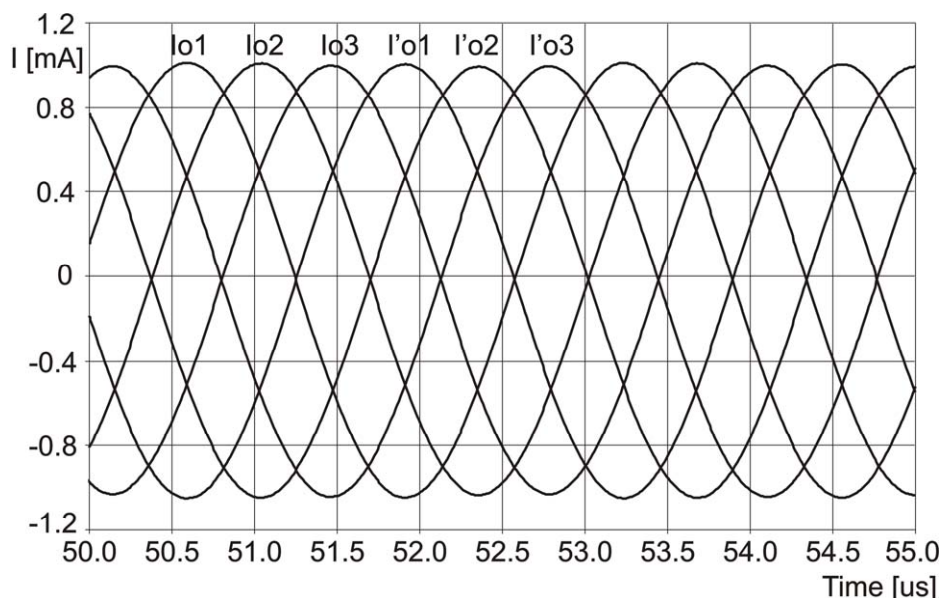
Stejnoseměrný přenos je roven ideální hodnotě 1 pouze za předpokladu, je-li parametr proudového přenosu vstupní svorky p co nejbližší roven 1 ($\alpha_p \approx 1$) a výstupní odpor svorky z jednotky ZC-CDU mnohem větší než součet pracovního odporu R a parazitního vstupního odporu svorky p ($R_z \gg R + R_p$).

Experimentální výsledky:

Byl sestaven MSO se třemi fázovacími články v sérii podle obr. 72, který generuje až šest výstupních harmonických signálů. Parametry pasivních součástek byly navrženy následovně: $R = 220 \, \Omega$, $C = 1 \, \text{nF}$. Po dosazení těchto hodnot do rovnice (73) lze získat teoretickou hodnotu kmitočtu oscilací, která je 417,67 kHz.

Ze shora uvedených rovnic (69) plyne, že při využití tří fázovacích článků v kaskádě je k dispozici také trojice výstupních signálů s dílčími fázovými posuvy 60° a díky osazení

invertovaných kopií výstupních proudů každé ZC-CDU jsou k dispozici další tři výstupní signály opět s fázovými posuvy 60° . Navržený MSO celkem nabízí $2n = 6$ výstupních harmonických signálů se stejnými fázovými posuvy, které jsou po počítačové simulaci zobrazeny na obr. 74.



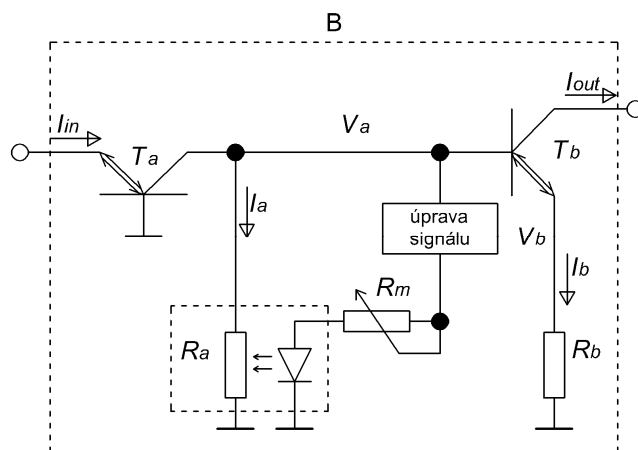
Obr. 74: Simulované časové průběhy výstupních signálů MSO po korekci zesílení výstupních stupňů ZC-CDU.

Při simulacích byla provedena korekce výstupních signálů, čímž došlo k redukci důsledků útlumů fázovacích článků, které se projevovaly v rozdílných hodnotách amplitud výstupních signálů. Tyto rozdíly byly jednoduše odstraněny separátním zesílením výstupních signálů každého fázovacího článku. Zesílení každého fázovacího článku lze nastavit poměrem odporů R_s a R_d v ZC-CDU uvedeném na obr. 24, přičemž odpor R_s byl pro všechny fázovací články konstantní o velikosti 220Ω . Pro shodné amplitudy všech výstupních signálů byly nastaveny degenerativní odpory R_{d1} , R_{d2} , a R_{d3} jako 220Ω , 202Ω a 192Ω pro první, druhý a třetí fázovací článek v kaskádě. Výsledkem jsou tedy harmonické signály se shodnými amplitudami (1 mA) zobrazené na obr. 74.

Pro ověření funkce navržené koncepce MSO bylo zapojení sestaveno z dostupných integrovaných obvodů podle obr. 24 a 72 za použití diamantových tranzistorů v integrovaném obvodu OPA860. Kompletní zapojení realizovaného vzorku MSO zahrnovalo všechny podpůrné obvody jak ke stabilizaci amplitudy (obr. 75), tak k realizaci kopií výstupních proudů každé ZC-CDU. Přenosová funkce obvodu pro stabilizaci amplitudy znázorněného na obr. 75 je dána následující rovnicí:

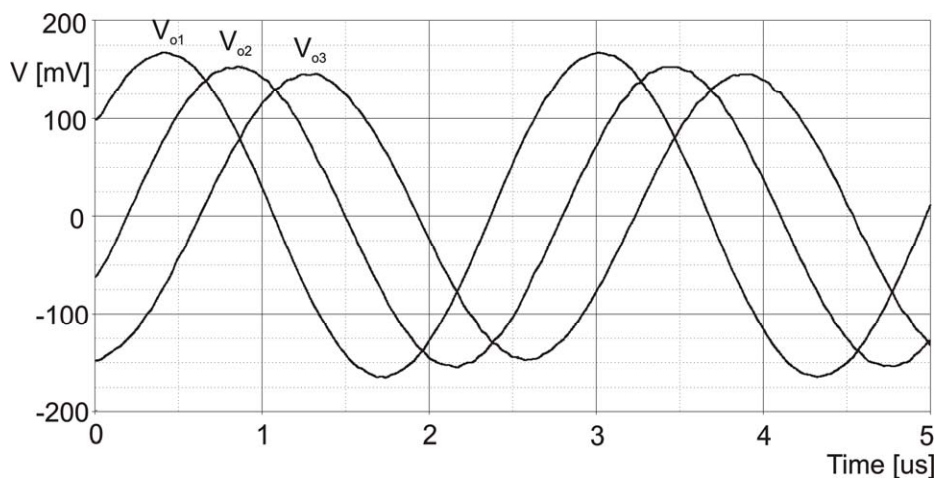
$$K_{IB} = \frac{I_{out}}{I_{in}} = -\frac{R_a}{R_b}. \quad (79)$$

Obvod stabilizace amplitudy sestává z diamantových tranzistorů a operačních zesilovačů. Vlastní stabilizace je založena na optočlenu, kdy s rostoucí amplitudou signálu V_a klesá odpor rezistoru R_a . Signál generovaný posledním fázovacím článkem byl přizpůsoben neinvertujícím zesilovačem s následným usměrněním pro řízení vnitřní LED optočlenu, čímž bylo dosaženo stabilizace amplitudy signálu ve zpětné vazbě. Amplitudu signálu ve zpětné vazbě lze nastavit rezistorem R_m .



Obr. 75: Řízený proudový zesilovač zajišťující automatickou stabilizaci amplitudy.

Pro měření výstupních proudových signálů oscilátoru osciloskopem bylo nutné tyto signály zatížit zátěžovými rezistory $R_L = 100 \Omega$ tak, aby vzniklé napětí 100 mV odpovídalo snímanému proudu o velikosti 1 mA. Výstupní napětěvé signály byly odděleny napětěvými sledovači integrovaného obvodu OPA860. Všechny degenerativní rezistory R_{dn} byly stejné velikosti 220 Ω , proto jsou výstupní amplitudy napětěvých signálů zobrazených na obr. 76 rozdílné velikosti způsobené především nejednotkovým přenosem vstupní CDU jednotlivých článků. Na funkčním vzorku byly proměřeny pouze 3 hlavní výstupní signály, jejichž průběhy zachycuje obr. 76.



Obr. 76: Měřené časové průběhy výstupních signálů MSO.

Tabulka 6 uvádí vyčíslené hodnoty simulovaného a měřeného kmitočtového spektra výstupního signálu I_{o1} , ze kterého je patrné harmonické zkreslení generovaného signálu (THD – Total Harmonic Distortion) o velikosti menší než 0,06 %, resp. 0,6 %. Stejnoseměrná složka (offset) analyzovaného signálu činí pouze -21 nA, resp. 1,6 mV.

Tab. 6: Simulované a měřené kmitočtové spektrum výstupního signálu navrženého MSO

Číslo harmonické	Simulované výsledky		Měřené výsledky	
	Kmitočet	Amplituda	Kmitočet	Amplituda
	MHz	dB	MHz	dB
1	0,3787	0	0,3841	0
2	0,7574	-69	0,7682	-53
3	1,136	-87	1,152	-46
4	1,515	-70	1,536	-65
5	1,893	-93	1,921	-56
6	2,272	-84	2,305	-57
7	2,651	-84	2,689	-55
8	3,029	-96	3,073	-82
9	3,4086	-90	3,457	-63
10	3,787	-86	3,841	-61
THD	0,066 %		0,6 %	

Naměřená hodnota kmitočtu oscilací je 384 kHz, což je velmi blízká hodnota simulovanému kmitočtu oscilací 378 kHz a také vypočtené teoretické hodnotě 395 kHz s uvažováním všech diskutovaných parazitních vlivů. Tento velmi dobrý výsledek, spočívající ve vzájemně blízkých se hodnotách kmitočtů oscilací získaných měřením, simulací a výpočtem, potvrzuje správnost analýzy reálných vlivů v navrženém obvodu MSO.

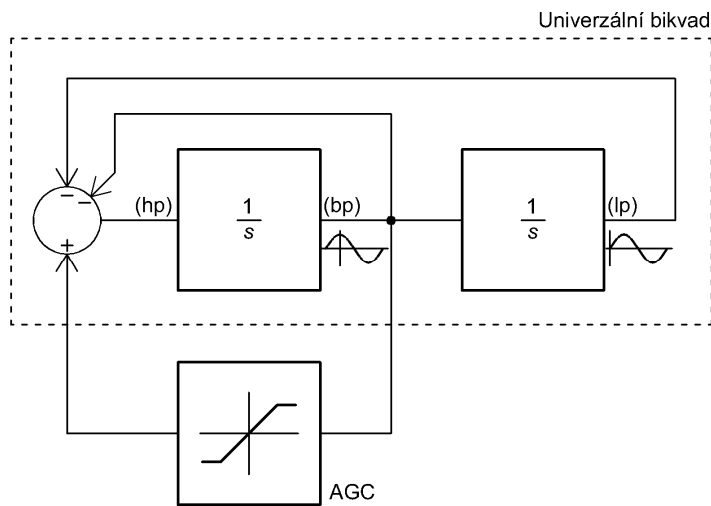
Teoretické výpočty kmitočtu oscilací z rovnic (75)-(77) vedly na poměrně složité rovnice šestého řádu, jejichž vyčíslení bylo značně komplikované. Proto byl pro výpočet zvolen program SNAP [51], který zadaný obvod včetně všech uvažovaných parazitních vlivů analyzoval symbolicky a pomocí grafických výstupů nabídl takový výsledek, který lze považovat za správný.

Dílčí závěr:

Výsledkem návrhu je obecná konstrukce multifázového oscilátoru sestaveného z n fázovacích článků založených na ZC-CDU. Tento oscilátor generuje $2n$ proudových harmonických signálů se vzájemným fázovým posuvem π/n radiánů. Návrh obsahuje detailní analýzu reálných vlivů, která přibližuje teoretické výsledky reálnému chování obvodu. Byl sestaven funkční vzorek ze tří fázovacích článků, jehož měřené výstupní průběhy prokazují správnost návrhu, navíc výsledky experimentálního měření jsou ve shodě s teoretickými výpočty i s výsledky počítačových simulací navrženého obvodu. Rozdíly ve třech výsledcích kmitočtu oscilací dosahují max. 3 %.

Kvadrurní oscilátor s nízkým zkreslením a nelineárním nesetřvačným obvodem pro stabilizaci amplitudy kmitů

Oscilátor popsáný v této části [61] využívá principu tzv. automatické následné filtrace [62]. Základní koncepci navrženého oscilátoru zachycuje obr. 77. Obvod se skládá z univerzálního filtru druhého řádu tvořeného dvojicí integrátorů a obvodu pro stabilizaci amplitudy, který je zapojen do kladné zpětné vazby. Tato koncepce se jeví jako praktická, jelikož umožňuje nezávislé nastavení oscilační podmínky a kmitočtu oscilací. Jedná se o kvadrurní oscilátor, který generuje dva proudové harmonické signály vzájemně fázově posunuté o 90° .



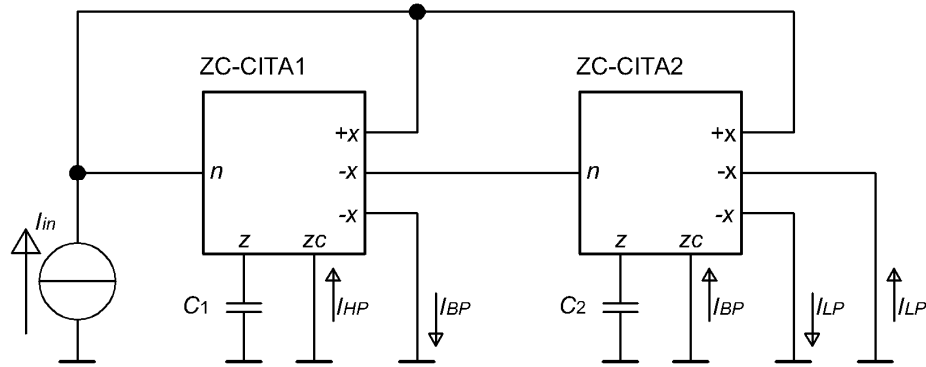
Obr. 77: Základní koncepce oscilátoru.

Častým omezením pro použití oscilátoru na nízkých kmitočtech bývá obvod stabilizace amplitudy, který má obvykle setřvačný charakter, což způsobuje příliš dlouhou dobu ustálení amplitudy na nízkých kmitočtech. V tomto případě je obvod stabilizace amplitudy zapojen bez jakéhokoli setřvačného prvku, čímž lze oscilátor použít i při nízkých kmitočtech.

Navržené zapojení oscilátoru využívá pouze tři aktivní prvky, z toho dva ZC-CFTA a jeden ZC-CITA.

Jak ukazuje obr. 77, lze navržený oscilátor rozdělit na dvě základní části: univerzální filtr druhého řádu s vysokým činitelem jakosti Q a nelineární nesetrvačný obvod stabilizace amplitudy AGC. Tyto části budou v dalším textu popsány samostatně.

Základní částí celého oscilátoru je univerzální bikvadratický filtr druhého řádu [20] sestavený z dvojice integrátorů, které využívají vždy jeden aktivní prvek ZC-CITA a uzemněný kapacitor. Schéma tohoto filtru znázorňuje obr. 78.



Obr. 78: Univerzální filtr druhého řádu s prvky ZC-CITA.

Charakteristický kmitočet ω_0 , šířka pásma B a činitel jakosti Q lze nastavit velikostí vnitřních transkonduktancí g_{m1} a g_{m2} prvků ZC-CITA a kapacitami C_1 a C_2 a jsou dány následujícími vztahy:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, B = \frac{g_{m1}}{C_1}, Q = \frac{\omega_0}{B} = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}}. \quad (80)$$

Přenosové funkce pro horní, dolní a pásmovou propust pak mají tento tvar:

$$K_{HP} = \frac{s^2}{D}, K_{BP} = \frac{sB}{D}, K_{LP} = \frac{\omega_0^2}{D}, \quad (81)$$

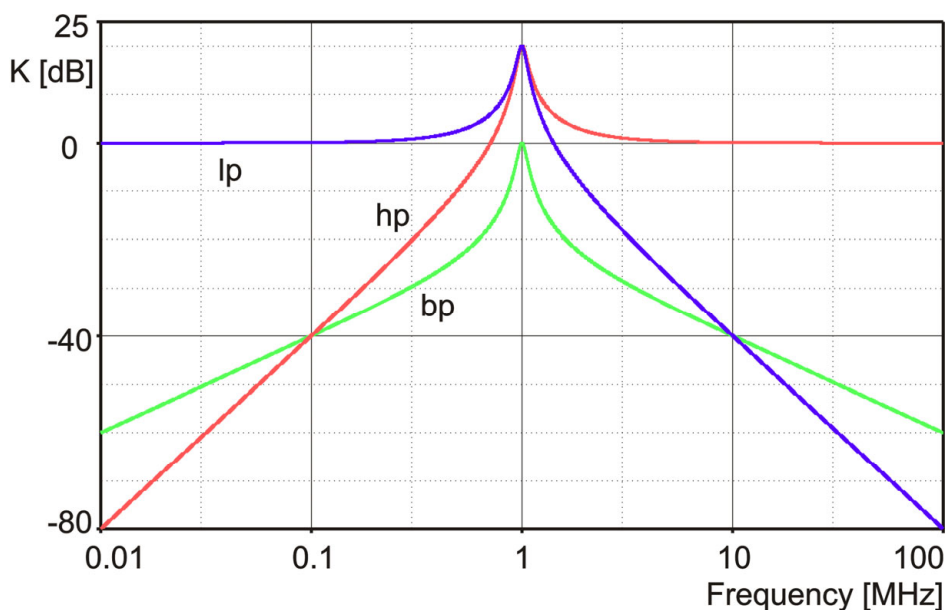
kde

$$D = s^2 + sB + \omega_0^2. \quad (82)$$

Tento filtr v obvodu oscilátoru automaticky filtruje generovaný signál. Při použití nelineárního obvodu pro stabilizaci amplitudy obsahuje signál vstupující do filtru vyšší harmonické složky. Pro jejich účinné potlačení za účelem dosažení nižšího harmonického zkreslení THD je vhodné nastavit činitel jakosti filtru Q na hodnotu 10 nebo vyšší [62]. K ověření funkce a ilustraci následujících funkčních principů byl diskutovaný filtr sestaven v prostředí PSpice na základě ideálních řízených zdrojů napětí a proudu. Kmitočet oscilací byl

prostřednictvím transkonduktancí $g_{m1} = 1 \text{ mS}$, $g_{m2} = 10 \text{ mS}$ a kapacitorů $C_1 = 1,59 \text{ nF}$, $C_2 = 159 \text{ pF}$ nastaven na hodnotu $f_0 = 1,001 \text{ MHz}$ s činitelem jakosti $Q = 10$.

Výsledky kmitočtové analýzy uvádí obr. 79.



Obr. 79: Simulované kmitočtové charakteristiky univerzálního filtru 2. řádu

Z obr. 79 plyne přenos v propustném pásmu pro všechny přenosové funkce 0 dB. Problematickým však může být rozdílný přenos pásmové propusti na kmitočtu ω_0 . Důsledkem tohoto rozdílu v přenosu jsou stejně rozdílné amplitudy výstupních signálů oscilátoru, protože tyto výstupy jsou v konstrukci kvadrurního oscilátoru odebírány právě z výstupů dolní a pásmové propusti. Tuto nežádoucí skutečnost je možné potvrdit i odvozením z přenosových funkcí (81):

$$|K_{BP}(\omega_0)| = \frac{\omega_0 B}{\omega_0 B} = 1, \quad (83)$$

$$|K_{LP}(\omega_0)| = \frac{\omega_0^2}{\omega_0 B} = Q. \quad (84)$$

Rovnice (83) a (84) ukazují, že na kmitočtu ω_0 bude amplituda signálu na výstupu dolní propusti Q -krát větší než na výstupu pásmové propusti.

Tento problém lze efektivně řešit vložením proudového zesilovače/zeslabovače s přenosem b do lokální zpětnovazební smyčky univerzálního filtru. Tato úprava umožní nastavení požadovaného činitele jakosti Q bez narušení charakteristického kmitočtu ω_0 s tím, že hodnoty transkonduktancí a kapacit budou $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mS}$ a $C_1 = C_2 = 159 \text{ pF}$. Poté lze rovnici (80) přepsat do následující podoby:

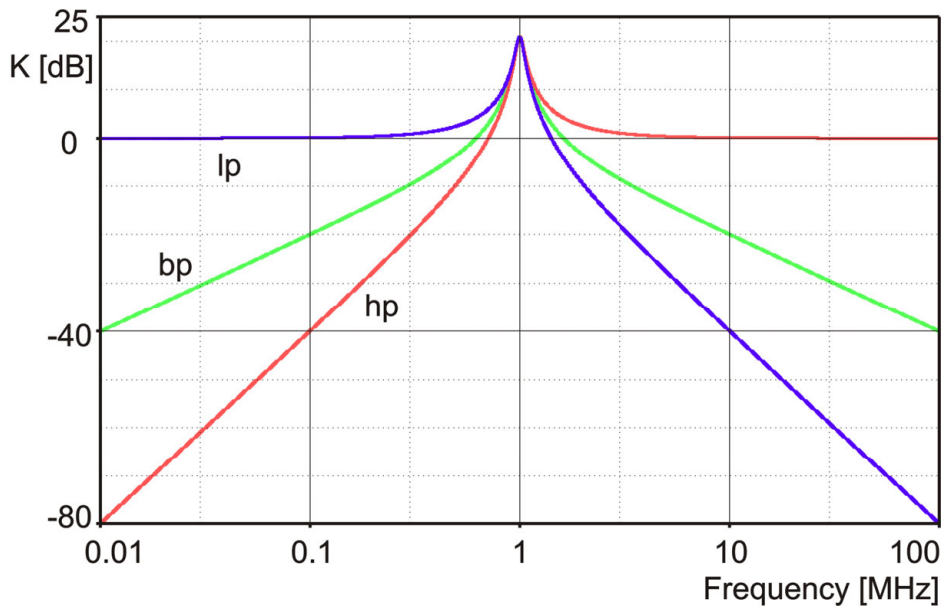
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, B = \frac{g_{m1}b}{C_1}, Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \frac{1}{b}. \quad (85)$$

Přenosové funkce (81) mají po úpravě tvar:

$$K_{HP} = \frac{s^2}{D}, K_{BP} = \frac{sB}{D}, K_{LP} = \frac{\omega_0^2}{D}, \quad (86)$$

kde D je dáno rovnicí (82).

Rovnice (86) stejně jako výsledky simulace znázorněné na obr. 80 potvrzují, že za podmínek $g_{m1}/g_{m2} = 1$ a $C_1/C_2 = 1$ budou na kmitočtu ω_0 amplitudy výstupních signálů pásmové a dolní propusti shodné.



Obr. 80: Simulované kmitočtové charakteristiky upraveného filtru.

$$|K_{BP}(\omega_0)| = \frac{\omega_0 B}{\omega_0 B} = \frac{1}{b}, \quad (87)$$

$$|K_{LP}(\omega_0)| = \frac{\omega_0^2}{\omega_0 B} = \frac{1}{b} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}}. \quad (88)$$

Je zřejmé, že reálné vlastnosti použitých prvků mohou způsobit odchylky od tohoto ideálního stavu.

Tento způsob nastavení činitele jakosti s sebou přináší ještě další pozitivum v podobě menšího rozptylu parametrů součástek. Při požadavku na $Q = 10$ u původního zapojení je nutné podle vztahu (80) zajistit poměr parametrů součástek a transkonduktancí ve zlomku pod odmocninou 100. Například při stejně velkých transkonduktancích $g_{m1} = g_{m2}$ je nutné použít

pracovní kapacity C_1 a C_2 v poměru 100:1 s nutnou změnou ω_0 , nebo $g_{m1}/g_{m2} = 0,1$ a $C_1/C_2 = 10$ bez změny kmitočtu. Tento požadavek není nereálný, nicméně z technologického hlediska je nevhodný, zejména z důvodu těžko proveditelného matchingu. Upravené zapojení filtru tedy nabízí tu výhodu, že pracovní kapacity a transkonduktance prvků ZC-CITA mohou být v poměru 1:1 i v případě požadavku na vysoký činitel jakosti.

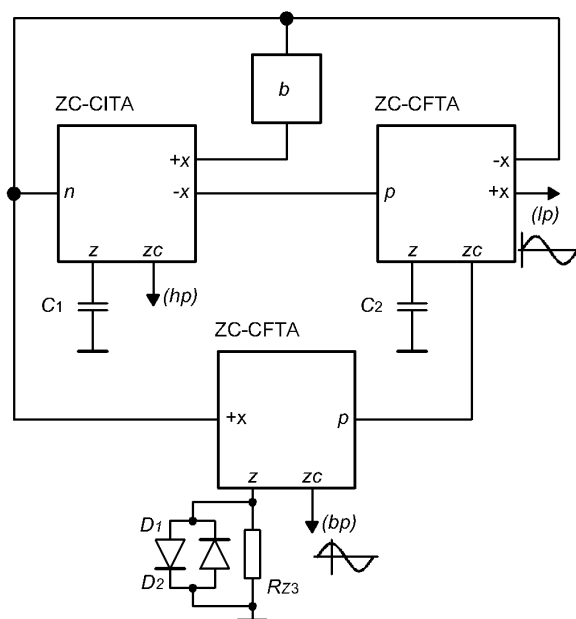
Nelineární nesetřvačný obvod stabilizace amplitudy AGC

Obvod stabilizace amplitudy kmitů využívá pouze jeden prvek ZC-CFTA, jeden zemněný rezistor a dvě Schottkyho diody, viz obr. 81. Obě diody jsou připojeny paralelně k rezistoru a společně tak tvoří omezovač amplitudy. Tento proces způsobuje vznik vyšších harmonických složek, které jsou následně filtrovány výše popsáním univerzálním filtrem.

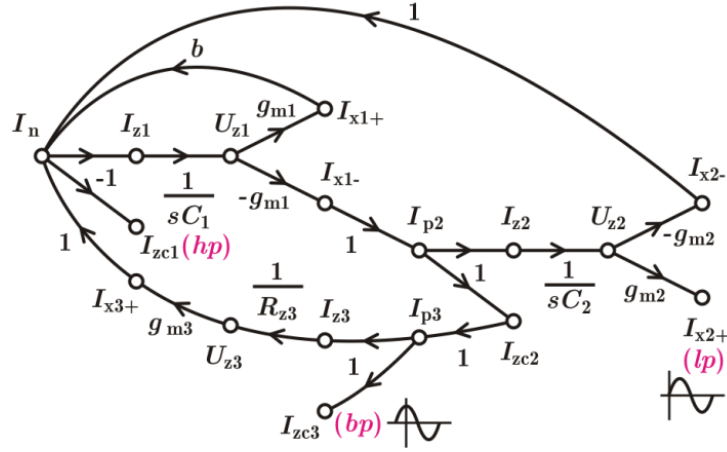
Použitý obvod stabilizace neobsahuje žádný setřvačný prvek, a proto dojde k ustálení amplitudy během několika málo period. Navržený oscilátor tak lze použít i při generování signálu s velmi nízkými kmitočty. Při použití běžných setřvačných obvodů stabilizace amplitudy se při nízkých kmitočtech vyskytují problémy.

Kompletní zapojení oscilátoru:

Pro sestavení oscilátoru byl filtr převeden na konfiguraci s jedním prvkem ZC-CITA a jedním ZC-CFTA namísto dvojice ZC-CITA. Jde pouze o formální úpravu, která vedla ke zjednodušení realizace z diskrétních součástek a která nijak zásadně neovlivňuje funkci obvodu. Kompletní schéma oscilátoru uvádí obr. 81. Na obr. 82 pak následuje graf signálových toků znázorňující funkci celého obvodu.



Obr. 81: Kompletní zapojení oscilátoru.



Obr. 82: Graf signálových toků navrženého oscilátoru.

Jak je z grafu zřejmé, kvadrurní oscilátor generuje dva proudové harmonické signály vzájemně fázově posunuty o 90° . Výstupní svorka zc prvku ZC-CFTA, který zajišťuje stabilizaci amplitudy, generuje první výstupní signál a druhý výstup (kvadrurní) je k dispozici na svorce $x+$ druhého integrátoru tvořeného opět prvkem ZC-CFTA.

Charakteristická rovnice navrženého oscilátoru může být vyjádřena v následujícím tvaru:

$$s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} (b - g_{m3} R_{z3}) + g_{m1} g_{m2} = 0. \quad (89)$$

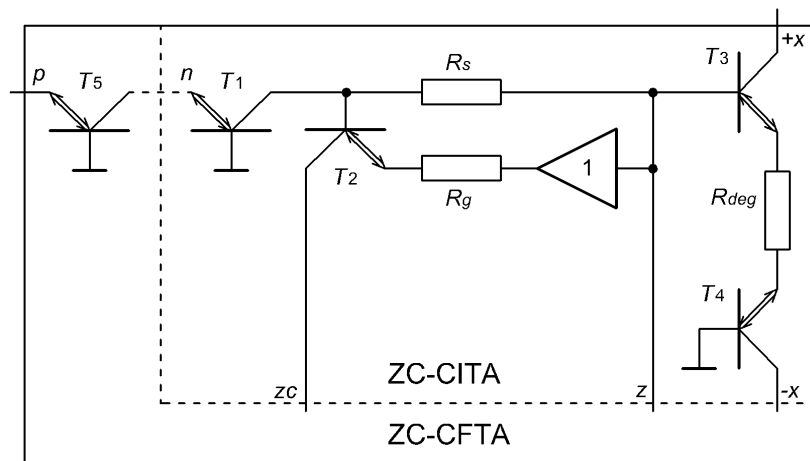
Vztah určující kmitočet oscilací má stejnou podobu jako vztah pro charakteristický kmitočet výše uvedeného univerzálního filtru (85). Oscilační podmínku lze z charakteristické rovnice (89) vyjádřit ve tvaru:

$$R_{z3} \geq \frac{b}{g_{m3}}. \quad (90)$$

Experimentální ověření:

Pro účely experimentálního ověření byly aktivní prvky sestaveny z diamantových tranzistorů a napěťových sledovačů, které jsou součástí komerčně dostupných integrovaných obvodů OPA860 [34]. Implementace prvků ZC-CITA a ZC-CFTA pomocí diamantových tranzistorů znázorňuje obr. 83.

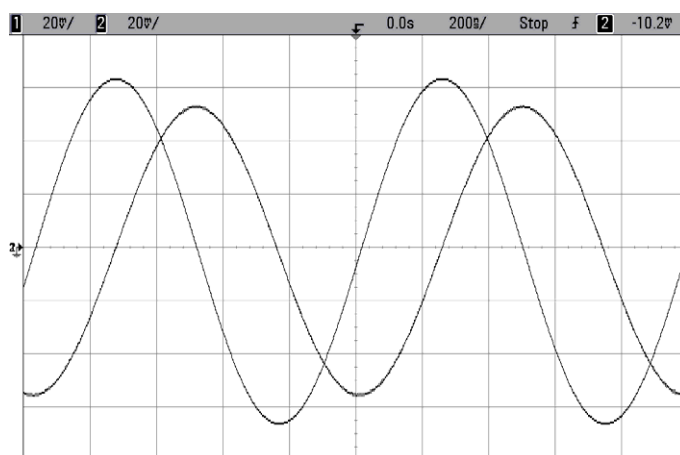
Pro experimentální účely byl vyroben funkční vzorek oscilátoru podle schématu na obr. 81 s aktivními prvky ZC-CITA a ZC-CFTA podle obr. 83 a s jednou úpravou – oba prvky ZC-CFTA na obr. 81 jsou buzeny signálem ze zdroje s vysokou impedancí, proto mohl být vynechán vstupní proudový sledovač obou prvků ZC-CFTA, což zjednodušilo realizaci zapojení z diskretních součástek. Proudový zesilovač/zeslabovač v lokální zpětné vazbě byl realizován jednoduchým proudovým děličem ze dvou rezistorů.



Obr. 83: Realizace prvků ZC-CITA/ ZC-CFTA pomocí diamantových tranzistorů.

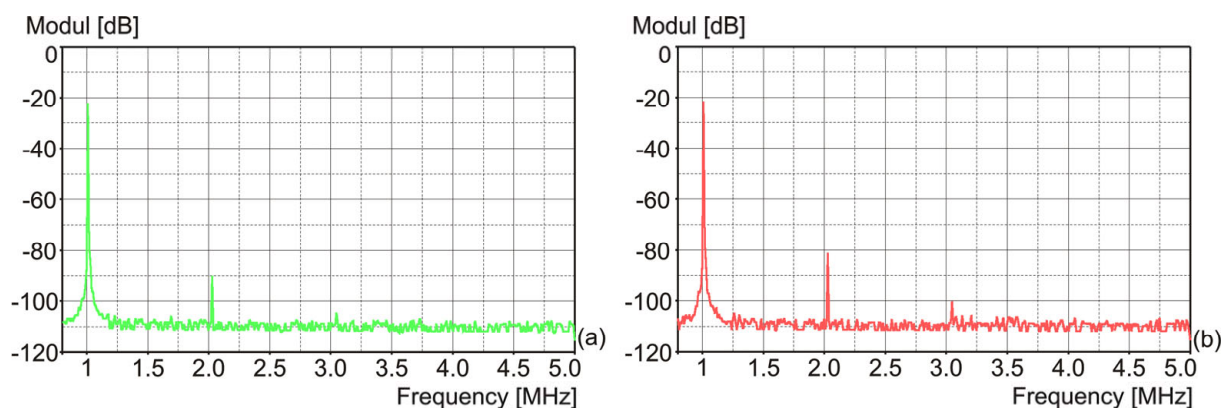
Kmitočet oscilací byl prostřednictvím transkonduktancí $g_{m1} = g_{m2} = 2,27 \text{ mS}$ (nastavených pomocí degenerativních rezistorů $R_{deg1} = R_{deg2} = 420 \Omega$), kapacitorů $C_1 = C_2 = 330 \text{ pF}$ a proudového zesílení $b = 0,1$ nastaven na hodnotu $f_0 = 1,016 \text{ MHz}$ s činitelem jakosti $Q = 10$. Nepatrně vyšší teoretická hodnota oscilačního kmitočtu podle vztahu (80) vychází $1,095 \text{ MHz}$. Rozdíl mezi skutečnou a teoretickou hodnotou kmitočtu je způsoben reálnými vlastnostmi použitých součástek. Amplitudová podmínka byla splněna pomocí transkonduktance $g_{m3} = 1/R_{deg3} = 1/470 \Omega$ a pomocí rezistoru R_{z3} složeného z paralelní kombinace dvou pevných rezistorů (100Ω a 91Ω) a $2\text{k}\Omega$ odporového trimru. Jako D_1 a D_2 byly použity Schottkyho diody typu BAT46 [63].

Obr. 84 zachycuje naměřené časové průběhy generovaných signálů. Zátěžové 100Ω rezistory převádí výstupní proudové signály na napětové pro účely měření osciloskopem. Rozdíl ve velikosti amplitud výstupních signálů způsobují reálné vlastnostmi diamantových tranzistorů – především nejednotkový proudový a napětový zisk popisovaný v kapitole 3.1.



Obr. 84: Naměřené časové průběhy generovaných signálů, 20 mV odpovídá proudu 200 uA.

Na obr. 85 jsou znázorněna kmitočtová spektra obou generovaných signálů. Obr. 85 (a) odpovídá spektru signálu na výstupu pásmové propusti, zatímco spektrum signálu na výstupu dolní propusti zobrazuje obr. 85 (b).



Obr. 85: Měřené spektrum generovaného signálu na výstupu (a) pásmové, (b) dolní propusti.

Z obr. 86 plyne, že většího potlačení vyšších harmonických složek je dosaženo na výstupu dolní propusti. Pro přesné porovnání a pro výpočet celkového harmonického zkreslení THD jsou naměřené velikosti jednotlivých harmonických složek obou signálů zobrazeny v tab. 7.

Tab. 7: Změřené harmonické složky generovaných signálů a jejich THD.

Výstup	Harmonická složka			THD [%]
	1.	2.	3.	
pásmová propust [dB]	-21,4	-81,1	-100	0,1
dolní propust [dB]	-22,1	-89,9	-104	0,04

Dílčí závěr:

V plně integrované verzi oscilátoru lze předpokládat dosažení ještě nižší úrovně THD, než jaká byla naměřena na realizovaném experimentálním vzorku, jelikož struktura vytvořená na čipu může být výrazně jednodušší. Dalšího potlačení harmonických složek je možné docílit vytvořením filtru typu dolní propust s nulou v přenosu [62], např. pomocí prostého sečtení signálu dolní propusti s vhodně zeslabeným signálem horní propusti, který je přístupný na svorce *zc* aktivního prvku ZC-CITA (viz obr. 81). V případě proudových signálů lze spojit tyto výstupy pouze tak, aby pracovaly společně do nízkoimpedanční zátěže nebo vstupu dalšího zařízení. Poměr amplitudy signálu horní propusti vůči amplitudě signálu dolní

propusti bude určovat kmitočet přenosové nuly. Jeho vhodnou volbou lze celkové harmonické zkreslení dále snížit.

Oproti jiným zapojením, publikovaným v literatuře, je tento obvod jednodušší z hlediska počtu použitých součástek, protože obvod využívá pouze tři aktivní prvky, které zajišťují nejen funkci oscilátoru, ale zároveň i stabilizaci amplitudy.

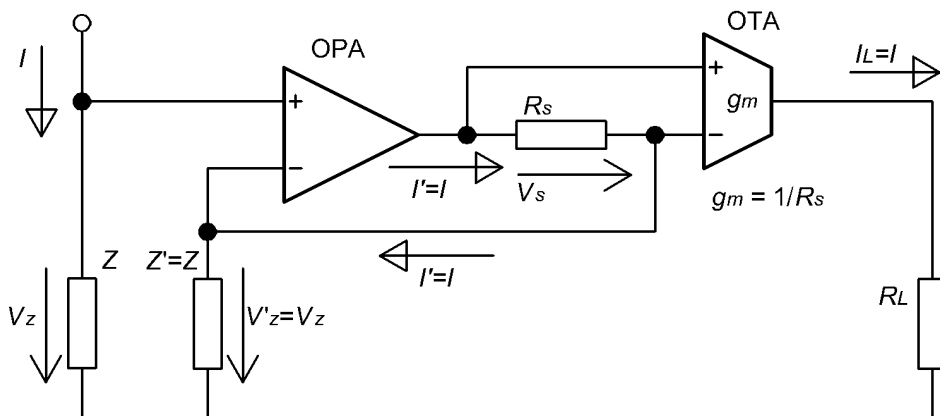
Obvod univerzálního filtru používá výhodný způsob nastavení činitele jakosti, díky kterému je dosaženo nejen shodných amplitud výstupních signálů, ale i snížení rozptylu hodnot součástek. Z pohledu integrace na čipu lze další výhodou spatřovat v zemnění všech pasivních součástek.

3.5 Obvody pro kopírování proudů

Dílčí část disertační práce je věnována návrhu dvou obvodů pro kopírování proudů z diskretních součástek, které řeší úkol generování kopie proudu tekoucího obecnou uzemněnou impedancí bez zásahu do funkce původního obvodu. Návrhy jsou opět analyzovány a doplněny počítačovými simulacemi programem PSpice.

Obvod kopie proudu s kopií napětí

Jako jedna z alternativních metod, jak řešit problém kopírování proudu, se nabízí snímání napětí na uzemněné impedanci, nikoliv však proudu, a jeho kopírování na ideálně stejnou impedanci [64]. Po zkopírování napětí na impedanci s ideálně stejnými parametry je očekáván průchod stejného proudu jako v měřené větvi. Kopírovaný proud je následně nucen procházet přes snímací rezistor, na kterém vznikne úbytek napětí. Tento úbytek již ale nemá na funkci původního obvodu žádný vliv. Schéma navrženého obvodu pro snímání proudu uvádí obr. 86, kde proud I představuje originální proud tekoucí do uzemněné pracovní impedance Z patřící do konkrétní aplikace vyžadující kopírování proudu, a kde zastává svoji funkci.



Obr. 86: Navrhovaný obvod pro snímání proudu I .

Operační zesilovač vysokoimpedančně snímá úbytek napětí V_z na impedanci a v ideálním případě jej kopíruje na impedanci Z' , která je volena jako ideální kopie Z . Proud procházející touto impedancí je tedy shodný s budícím proudem I . Kopie proudu protéká rezistorem R_s a vytváří na něm úbytek napětí snímáný a převáděný OTA zesilovačem na proud I_L tekoucí do nezávislé uzemněné zátěže R_L . Je-li transkonduktance prvku OTA rovna převrácené hodnotě odporu R_s , platí $I_L = I$.

V případě ideálních aktivních prvků OPA (Operational Amplifier) a OTA a při neuvažování parazitních impedancí platí následující rovnice:

$$I_L = g_m R_s \frac{Z}{Z'} I, \quad (91)$$

$$\text{neboli } I_L = I, \text{ když } g_m R_s = \frac{Z'}{Z}. \quad (92)$$

Jednotkového přenosu lze podle rovnice (92) dosáhnout buď identickými impedancemi Z a Z' s nutným nastavením $g_m = 1/R_s$, nebo rozdílnými impedancemi s nutností nastavit $g_m = (Z'/Z)/R_s$.

Analýza dominantních reálných vlivů:

Analýza je omezena na lineární model operačních zesilovačů, není tedy přihlíženo k nelineárnímu zkreslení signálu a statické převodní charakteristice. Použité lineární modely definují následující rovnice:

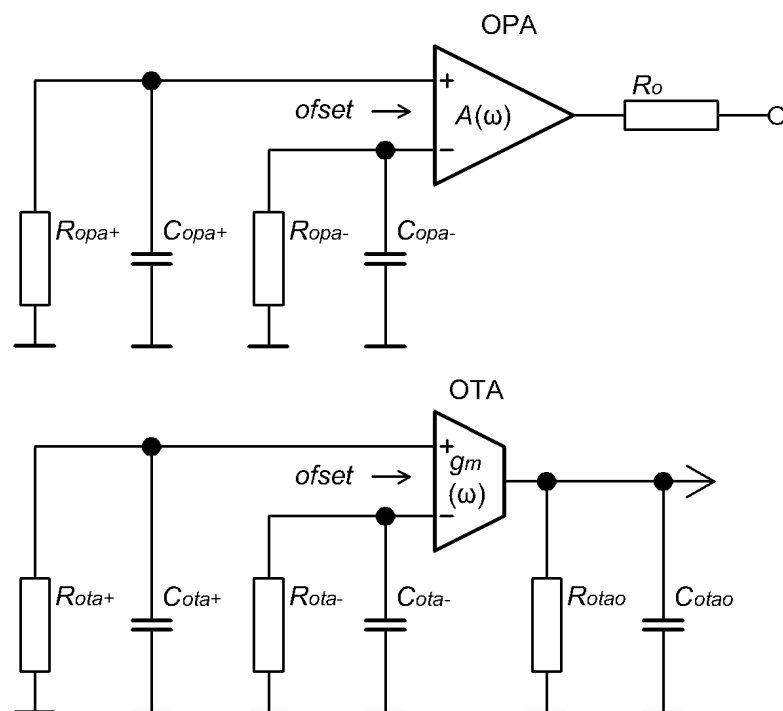
$$V_{out,opa} = A(V_{in,opa} + \Delta V_{in,opa}) = AV_{in,opa} + \Delta V_{out,opa}, \quad (93)$$

$$I_{out,OTA} = g_m(V_{in,ota} + \Delta V_{in,ota}) = g_m V_{in,ota} + \Delta I_{out,ota}, \quad (94)$$

kde A a g_m jsou stejnosměrné zesílení OPA a stejnosměrná transkonduktance OTA, nezávislé na signálu, a veličiny, označené symbolem Δ , jsou příslušné stejnosměrné ofsety.

Obr. 87 uvádí reálné vlivy uvažované při modelování malosignálového chování aktivních prvků: kapacity a odpory vstupů oproti zemi, výstupní odpor operačního zesilovače a výstupní odpor a kapacita transkonduktančního zesilovače. Kmitočtová závislost napěťového zesílení OPA a transkonduktance OTA je modelována jednopólovým modelem podle následujících vztahů:

$$A(s) = \frac{A}{1 + s/\omega_{opa}}, \quad g_m(s) = \frac{g_m}{1 + s/\omega_{ota}}. \quad (95)$$



Obr. 87: Modely operačních zesilovačů.

Funkci obvodu rovněž ovlivňuje vnitřní impedance zdroje proudu I . Vzhledem k charakteru studovaných aplikací a pracovnímu kmitočtovému rozsahu je tato impedance modelována paralelní kombinací rezistoru R_i a kapacitoru C_i .

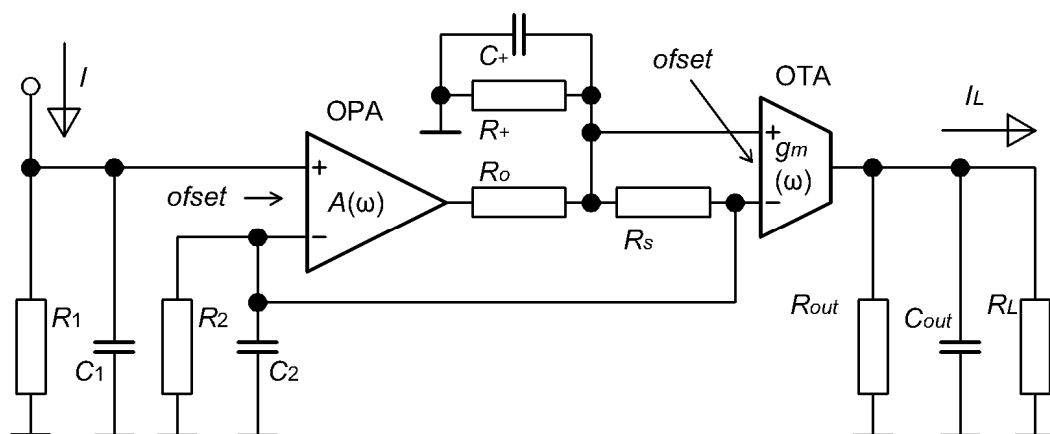
Na obr. 88 je pak znázorněn výsledný model celého obvodu, který je sestaven za předpokladu, že původní impedance Z a Z' jsou reprezentovány kapacitory o kapacitách C a C' . Potom platí následující rovnice:

$$C_1 = C + C_{opa+} + C_i, \quad R_1 = R_{opa+} \parallel R_i. \quad (96)$$

$$C_2 = C' + C_{opa-} + C_{ota-}, \quad R_2 = R_{opa-} \parallel R_{ota-}. \quad (97)$$

$$C_+ = C_{ota+}, \quad R_+ = R_{ota+}. \quad (98)$$

Za obvyklého předpokladu pro proudový mód, kdy obvod pracuje do nízké impedance ($R_L \rightarrow 0$), není nutné uvažovat vliv výstupní impedance OTA na proud I_L .



Obr. 88: Model navrženého obvodu s uvažováním reálných vlivů.

Pro účely zjednodušování symbolických výsledků analýzy a pro možnost ověření teoretických návrhů počítačovými simulacemi byl obvod sestaven pomocí komerčně dostupných součástek. Transkonduktanční zesilovač byl navržen pomocí diamantových tranzistorů integrovaného obvodu OPA 615 [38] doplněných degenerativním odporem pro nastavení transkonduktance a zvýšení linearity. Jako operační zesilovač byl vybrán rychlý typ AD8021 s tranzitním kmitočtem 200 MHz nastaveným kompenzačním kapacitorem s kapacitou 10 pF [65]. Jako pracovní kapacity byly zvoleny $C = C' = 100$ pF. Vnitřní impedance proudového zdroje I byla pro zjednodušení zvolena tak, aby odpovídala vstupní impedanci připojeného operačního zesilovače. Souhrnný výčet těchto parametrů je následující:

$$\Delta V_{in,opa} = 0,4 \text{ mV}, \quad C_{opa+} = C_{opa-} = 1 \text{ pF}, \quad R_{opa+} = R_{opa-} = 10 \text{ M}\Omega, \quad R_o = 100 \Omega, \\ A = 86 \text{ dB} \approx 19953, \quad GBW = A \cdot f_{opa} \approx 200 \text{ MHz}, \quad \Delta V_{in,ota} = 4 \text{ mV}, \quad C_{ota+} = C_{ota-} = 1,5 \text{ pF}, \\ R_{ota+} = R_{ota-} = 7 \text{ M}\Omega, \quad g_m = 1 \text{ mA/V} = 1/R_s, \quad f_{ota} = 440 \text{ MHz}, \quad R_i = 10 \text{ M}\Omega, \quad C_i = 1 \text{ pF}.$$

Ze vzorců (96) – (98) pak vyplývají tyto hodnoty:

$$C_1 = 102 \text{ pF}, \quad R_1 = 5 \text{ M}\Omega, \quad C_2 = 102,5 \text{ pF}, \quad R_2 = 4,1 \text{ M}\Omega, \quad C_+ = 1,5 \text{ pF}, \quad R_+ = 7 \text{ M}\Omega.$$

Stejnoseměrná analýza obvodu:

Stejnoseměrná symbolická analýza obvodu na obr. 88 vede k následujícímu výsledku:

$$I_L = \frac{g_m R_s A (R_1 I + \Delta V_{in,opa})}{R_o \frac{R_s + R_2}{R_+} + R_o + R_s + R_2 + A R_2} + g_m \Delta V_{in,ota}. \quad (99)$$

Členy ve jmenovateli lze, vzhledem k poslednímu členu, zanedbat z důvodu vysokého zesílení A . Po jednoduché úpravě následuje výsledek:

$$I_L \approx g_m R_s \frac{R_1}{R_2} I + g_m \frac{R_s}{R_2} \Delta V_{out,opa} + \Delta I_{out,ota} \quad (100)$$

$$I_L \approx 1,220I + 1,947\mu A + 4\mu A = 1,513I + 5,947\mu A$$

Výsledek definovaný rovnicí (99) ukazuje na problematiku využití navrženého obvodu pro stejnosměrný signál, resp. pro signály s nízkými kmitočty, kdy se neuplatňují pracovní kapacity C a C' . Proudový přenos zde závisí na poměru dvou parazitních odporů R_1 a R_2 . Vzniklou chybu, která může být značná, lze dodatečně korigovat změnou transkonduktance prvku OTA. Dalším problémem je proudový ofset, který rovněž závisí na transkonduktanci a který může dosahovat relativně vysokých hodnot. Největší pracovní proud I je ve stejnosměrném režimu omezen maximálním možným úbytkem napětí na R_1 , který nemůže být větší než několik voltů (v závislosti na napájecím napětí). Například pro napájecí napětí 5 V odpovídá maximální pracovní proud 1,39 μA , což je menší hodnota než odhadovaný ofset. V případě realizace obvodu proto musí být otázka offsetu a způsobu jeho kompenzace věnována zvýšená pozornost, stejně tak jako způsobu kompenzace vlivu parazitních odporů na proudový zisk.

Kmitočtová analýza obvodu:

Úplná symbolická analýza obvodu znázorněného na obr. 88 vede na poměrně nepřehledné a složité vzorce. Zjednodušením může být skutečnost, že výsledné kmitočtové charakteristiky jsou prakticky necitlivé na změny zesílení A operačního zesilovače a poměrně málo citlivé na změny výstupního odporu R_o . Pak lze definovat následující zjednodušující podmínky:

$$A \rightarrow \infty, R_o = 0, \quad (101)$$

Výslednou přenosovou funkci lze poté zapsat jako:

$$\frac{I_L}{I} = \frac{R_1}{R_2} \frac{1 + sR_2C_2}{1 + sR_1C_1} \frac{g_m}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ota}}\right)} \frac{R_s}{\left(1 + s \frac{R_2 + R_s}{\omega_t \cdot R_2} + s^2 \frac{R_s C_2}{\omega_t}\right)}, \quad \omega_t = A\omega_{opa} \quad (102)$$

Přenosové vlastnosti obvodu jsou tedy v prvním přiblížení ovlivňovány jedním reálným nulovým bodem, dvojicí reálných pólů a další dvojicí obecně komplexních pólů generovaných kvadratickým trojčlenem. K částečnému krácení dvojice nulového bodu a pólu dojde po splnění podmínky

$$R_1C_1 = R_2C_2, \quad (103)$$

kteřou lze teoreticky zajistit dostavením kapacity C_2 prostřednictvím kapacity C' .

Další reálný pól je vyvolán kmitočtovou závislostí transkonduktance (95).

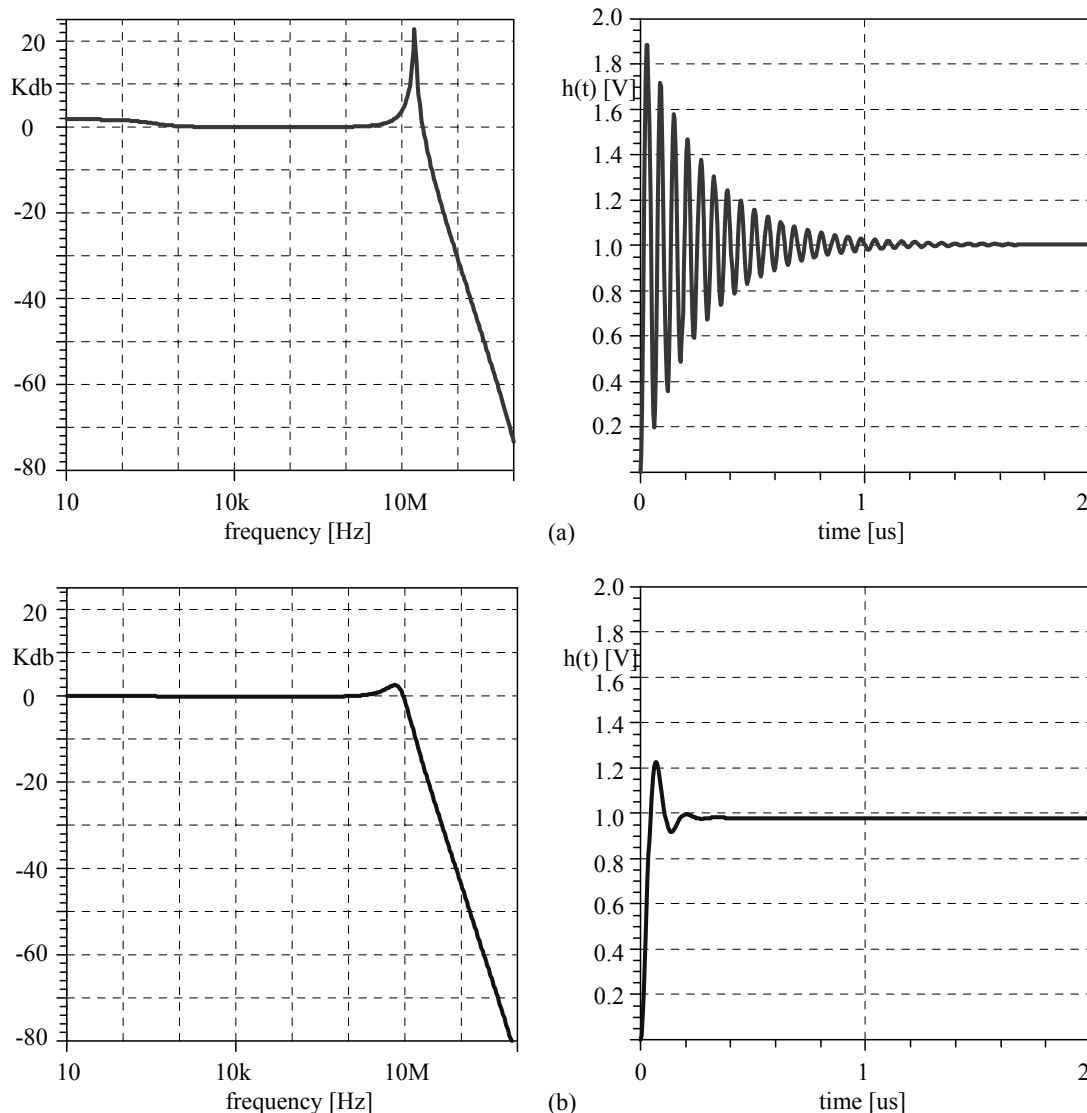
Kvadratický trojčlen je modelem systému 2. řádu o charakteristickém kmitočtu ω_0 a činiteli jakosti Q , kde

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_t}{R_s C_2}}, Q = \frac{R_2}{R_2 + R_s} \sqrt{\omega_t R_s C_2} \approx \sqrt{\omega_t R_s C_2}. \quad (104)$$

Po vyčíslení vychází $f_0 \approx 11,3$ MHz a $Q \approx 11,3$. Odezva obvodu na skokové změny vstupního proudu bude vykazovat nepříjemné oscilace na poměrně nízkých kmitočtech kolem 11 MHz. Vzorec (104) zároveň ukazuje, jak daný jev eliminovat: zmenšením odporu R_s dojde ke snížení činitele jakosti a zároveň k posunu charakteristického kmitočtu směrem nahoru. Použití pomalejšího operačního zesilovače s nižším tranzitním kmitočtem rovněž snižuje činitel jakosti, ale zároveň snižuje i charakteristický kmitočet. Obě změny lze kombinovat. V zájmu dosažení jednotkového proudového zisku na nízkých kmitočtech je pak nezbytné zvýšit hodnotu transkonduktance. V tomto kroku lze kompenzovat i vliv rozptylu parazitních odporů R_1 a R_2 na stejnosměrný zisk. Na druhou stranu však zvýšení transkonduktance znamená zvětšení proudového offsetu a snížení R_s zase zmenšení úbytku napětí snímaného OTA zesilovačem, a to k šumovému napětí, takže celý návrh je třeba provést kompromisním způsobem.

Dále je nutné přihlédnout k tomu, že vzorce (102)-(104) byly odvozeny mj. za předpokladu nulového výstupního odporu operačního zesilovače. Experimenty ukazují, že výstupní odpor dále zvyšuje činitel jakosti nad hodnotu, udávanou rovnicí (104).

Obr. 89 uvádí výsledky počítačové simulace obvodu, nejprve před optimalizací (a) a poté po optimalizaci (b). Optimalizace spočívala v korekci kapacity C_2 na hodnotu 122 pF pro správnou kompenzaci nulového bodu a pólu, dále v použití pomalejšího operačního zesilovače o tranzitním kmitočtu 10 MHz, ve snížení snímacího odporu R_s na 100 ohmů a v nastavení transkonduktance na 0,82 mA/V, čímž bylo dosaženo jednotkového nízkofrekvenčního zisku.



Obr. 89: Kmitočtové charakteristiky a odezvy na jednotkový skok snímacího obvodu (a) před, (b) po optimalizaci [64].

Dílčí závěr:

Navržený obvod pro kopírování proudu tekoucího uzemněnou impedancí je oproti stávajícím řešením nový v tom, že nevyžaduje rozpojení proudového okruhu za účelem vložení snímacího systému, ani nevyužívá citlivého sčítání kopií dalších proudů v aplikaci. Princip kopírování spočívá v jednobodovém připojení na neuzemněný vývod impedance, vytvoření kopie napětí na této impedanci, připojení identické uzemněné impedance ke kopii napětí a snímání proudu touto impedancí s následnou replikací. Návrh však má tři realizační problémy, na které poukazují detailní analýzy reálných vlivů: nutnost kompenzace offsetů aktivních prvků, nutnost kompenzace změny proudového zisku vyvolané rozložením parazitních rezistancí v obvodu a nutnost optimalizace dynamických vlastností snímacího obvodu.

Obvod kopie proudu s virtuální zemí

Tato metoda kopírování proudu tekoucího uzemněnou impedancí se zakládá na vytváření virtuální země pro pracovní impedanci pomocí operačního zesilovače se zápornou zpětnou vazbou [66, 67]. Protékající proud „uzemněnou“ impedancí pak protéká i přes rezistor v záporné zpětné vazbě operačního zesilovače, a tím vytváří úbytek napětí, snímáný a převáděný transkonduktančním zesilovačem na výstupní proud.

Schéma obvodu zobrazuje obr. 90. Proud I_{out} a původně uzemněná zátěž Z jsou součástí konkrétní aplikace, která vyžaduje generovat kopii proudu I_{out} . Operační zesilovač se zápornou zpětnou vazbou vytváří pro pracovní impedanci virtuální zem, protože vstupní diferenční napětí operačního zesilovače je prakticky rovné nule. Pracovní zátěž se tedy chová jako uzemněná. Proud procházející touto zátěží je pak nucen procházet přes rezistor R_{OA} ve zpětné vazbě operačního zesilovače, a tím vytvářet úbytek napětí, jehož hodnotu snímá transkonduktanční zesilovač s transkonduktancí g_m a převádí jej na proud I'_{out} . Pro zachování shodné fáze výstupního signálu a vstupního proudu musí být použitý OTA se záporným výstupem, resp. s CI na výstupu, protože zapojení s OPA je invertující. Výstup OTA (I'_{out}) v ideálním případě přesně kopíruje vstupní proud.

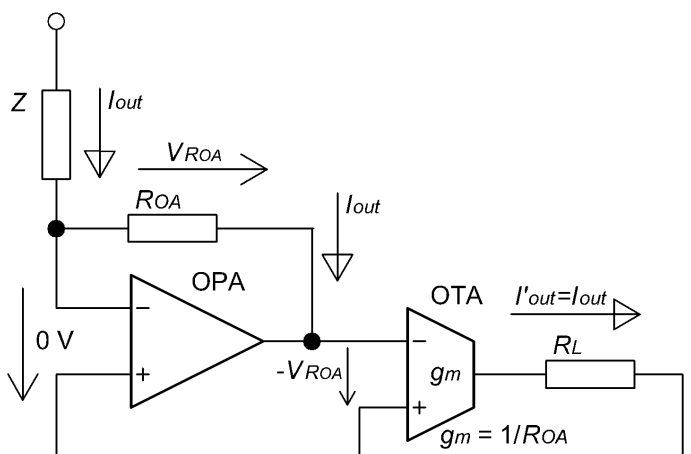
Pokud se transkonduktance prvku OTA rovná převrácené hodnotě odporu R_{OA} , platí $I_{out} = I'_{out}$.

V případě ideálních aktivních prvků OPA a OTA a při zanedbání parazitních impedancí platí:

$$I'_{out} = I_{out} g_m R_{OA}, \quad (105)$$

neboli

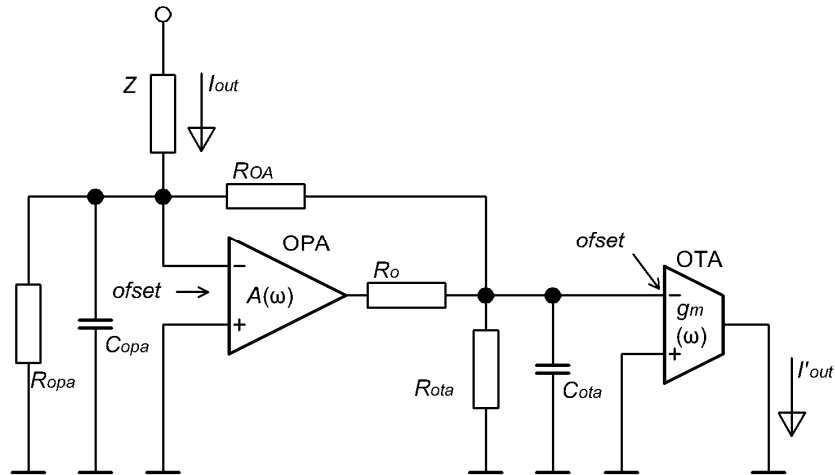
$$I'_{out} = I_{out}, \text{ když } g_m R_{OA} = 1. \quad (106)$$



Obr. 90: Navrhovaný obvod pro generování kopie proudu I_{out} .

Analýza dominantních reálných vlivů:

Analýzy navrženého obvodu jsou opět omezeny na lineární modely OPA a OTA, platí tedy rovnice (93) a (94). Podobně jsou uvažovány reálné vlivy těchto zesilovačů, které naznačuje obr. 87. Kmitočtové závislosti zesílení a transkonduktance popisují rovnice (95). Výsledný analyzovaný model navrženého zapojení včetně reálných vlivů je zobrazen na obr. 91.



Obr. 91: Model navrženého obvodu s některými reálnými vlivy.

Obvod byl navržen z komerčně dostupných součástek. Transkonduktanční zesilovač nahradila dvojice diamantových tranzistorů integrovaného obvodu OPA 860 [34] doplněná degenerativními rezistory R_d pro nastavení transkonduktance a za operační zesilovač byl vybrán AD826 s tranzitním kmitočtem 50 MHz [68]. Pro zjednodušení návrh neuvažuje vliv vnitřní impedance proudového zdroje I_{out} a výstupní impedance OTA, protože v proudovém módu lze předpokládat, že obvody pracují do nízkých impedancí. Souhrnný výčet parametrů navrženého obvodu je následující:

$$\Delta V_{in,opa} = 0,5 \text{ mV}, \quad C_{opa} = 4,7 \text{ pF}, \quad R_{opa} = 300 \text{ k}\Omega, \quad R_o \approx 80 \text{ }\Omega, \quad A = 70 \text{ dB} \approx 3500, \\ GBW = A \cdot f_{opa} \approx 50 \text{ MHz}, \quad \Delta V_{in,ota} = 3 \text{ mV}, \quad C_{ota} = 2,1 \text{ pF}, \quad R_{ota} = 455 \text{ k}\Omega, \quad f_{ota} = 80 \text{ MHz}, \\ g_m = 2 \text{ mA/V} = 1/R_d = 1/R_{OA}.$$

Kapacita C_{opa} představuje celkovou kapacitu invertujícího vstupu OPA, složenou ze vstupní parazitní kapacity vstupu proti zemi a z parazitní kapacity proti neinvertujícímu vstupu.

Stejnoseměrná analýza obvodu:

Stejnoseměrná symbolická analýza obvodu vede k následujícímu výsledku:

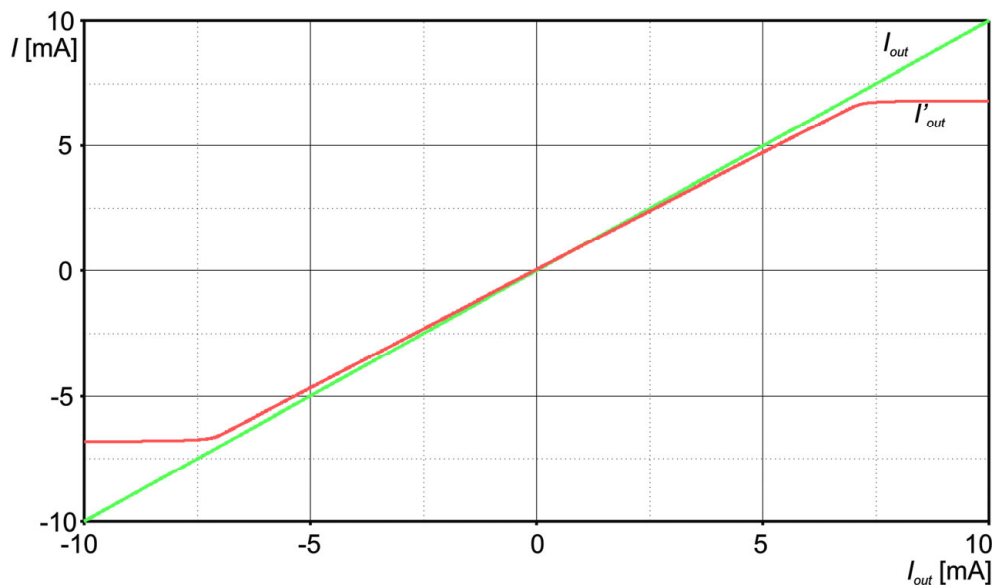
$$I'_{out} = I_{out} R_{OA} g_m + g_m \left(\frac{\Delta V_{in,opa}}{R_{opa}} R_{OA} + \Delta V_{in,opa} \right) + g_m \Delta V_{in,ota} . \quad (107)$$

Po dosazení konkrétních hodnot:

$$I'_{out} = I_{out} + 7 \mu A . \quad (108)$$

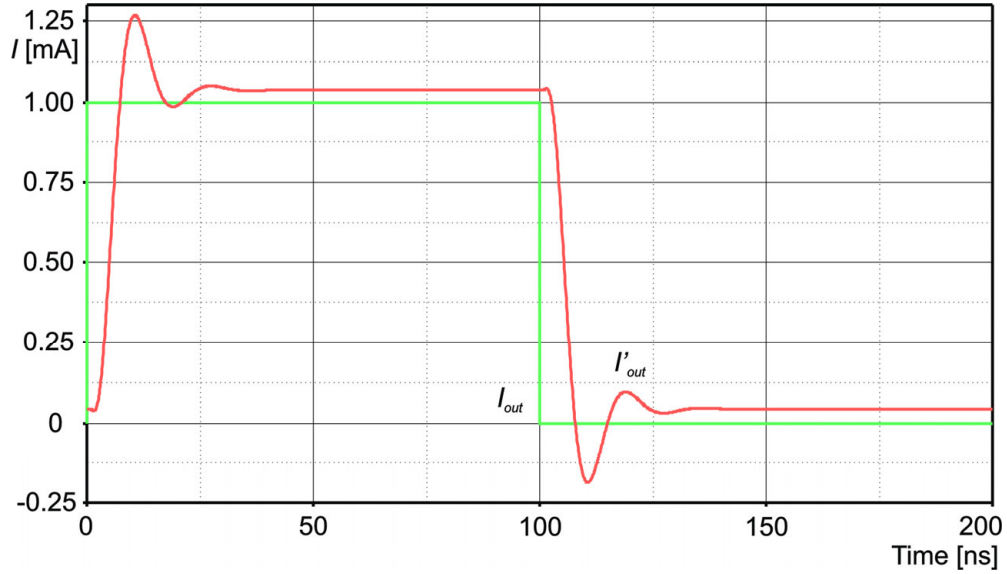
Z rovnice (107) je patrná nezávislost výstupního proudu na parametrech obecné pracovní impedance Z . Navržený obvod ve stejnosměrném režimu, resp. v oblasti relativně nízkých kmitočtů pracuje správně pouze s velmi malou chybou způsobenou vlivem offsetů operačních zesilovačů.

Obr. 92 zachycuje výsledek stejnosměrné analýzy – závislost výstupního proudu na proudu vstupním, ze které lze vyčíst chybu přenosu. Tuto způsobuje především zanedbání reálného proudového přenosu DT. Nastavením transkonduktance $g_m = 2,11 \text{ mA/V}$ byla tato chyba kompenzována.



Obr. 92: Statická převodní charakteristika navrženého obvodu pro kopírování proudu.

Obr. 93 ukazuje odezvu výstupního proudu na jednotkový skok, ze které je patrná stabilita obvodu a offset obvodu $44 \mu A$ způsobený především reálnými vlastnostmi OTA. Teoretická hodnota offsetu podle (108) nezahrnuje chybu přenosu diamantových tranzistorů tvořících OTA z obr. 90.



Obr. 93: Odezva na jednotkový skok navrženého obvodu pro kopírování proudu.

Kmitočtová analýza obvodu:

Až do mezního kmitočtu OTA lze jeho g_m uvažovat jako konstantu a tak je i v analýze uvažována. Analýzu obvodu tedy představuje přenosová funkce 3. řádu, charakterizovaná jedním reálným nulovým bodem, jedním reálným pólem a dvěma komplexními póly. Nulový bod je způsobován parazitním výstupním odporem OPA, jehož hodnota je kmitočtově závislá [68]. Reálný pól vyvolává parazitní kapacita C_{ota} se zpětnovazebním rezistorem R_{OA} a výstupní impedancí OPA (R_o). Mezní kmitočet tohoto článku je relativně vysoký (cca 500 MHz), proto jej lze pro matematický popis v oblasti 70 MHz zanedbat. Zavedením dalších zjednodušení s minimálním vlivem na výsledné kmitočtové charakteristiky (zesílení operačního zesilovače $A = \infty$ a vstupní odpor OTA $R_{ota} = \infty \Omega$) lze pomocí programu pro symbolickou analýzu [51] získat tuto přenosovou funkci druhého řádu:

$$\frac{I'_{out}}{I_{out}} = \frac{g_m}{C_{opa} \left(\frac{R_{OA}}{R_o} + 1 \right)} \frac{\omega_{opa} \frac{R_{OA}}{R_o} - s}{s^2 + s \frac{R_{opa} + R_{OA} + R_o}{R_{opa} C_{opa} (R_{OA} + R_o)} + \frac{\omega_{opa}}{C_{opa} (R_{OA} + R_o)}}, \quad (109)$$

ze které lze určit charakteristický kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q :

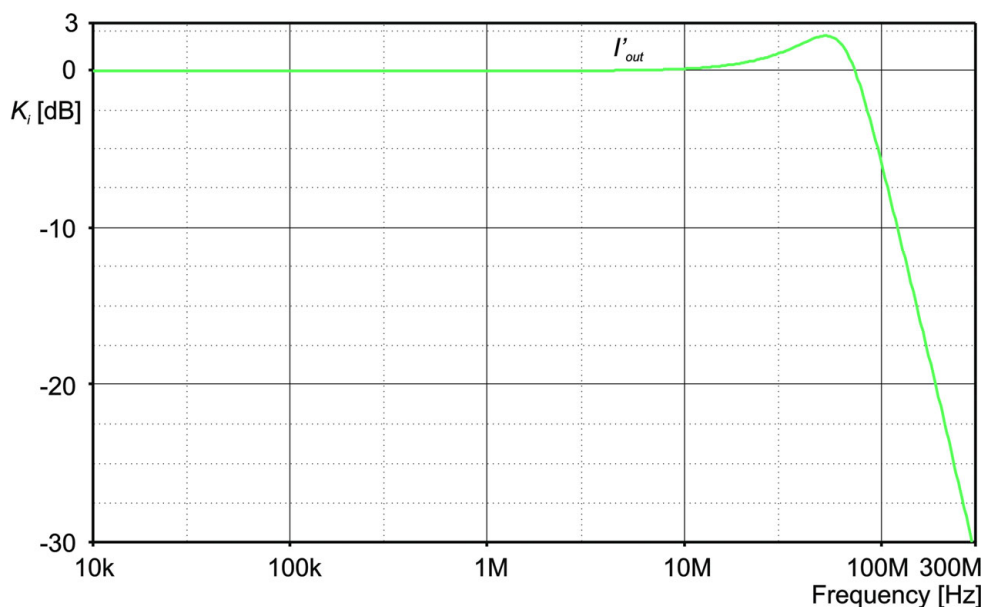
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_{opa}}{C_{opa} (R_{OA} + R_o)}}, \quad Q = \frac{\sqrt{\frac{\omega_{opa}}{C_{opa} (R_{OA} + R_o)}}}{\frac{R_{opa} + R_{OA} + R_o}{R_{opa} C_{opa} (R_{OA} + R_o)}}. \quad (110)$$

Po dosazení konkrétních hodnot do rovnic (110) je získán charakteristický kmitočet $f_0 \approx 67$ MHz a činitel jakosti $Q \approx 1,15$.

Do analýzy na vyšších kmitočtech je nutné zahrnout omezenou šířku pásma OTA, která se začíná projevovat při kmitočtu 80 MHz vlivem kmitočtově závislé transkonduktance g_m . Celkový řád obvodu se pak zvýší o řád transkonduktančního zesilovače.

Rovnice (109) ukazuje nepříjemnou závislost kmitočtových parametrů navrženého obvodu na velikosti parazitní kapacity C_{opa} . Její vliv však bude částečně potlačen připojením reálné zátěže Z (obvykle kapacitního charakteru) s reálným proudovým zdrojem s konečnou vnitřní impedancí.

Obr. 94 uvádí počítačem simulovanou kmitočtovou závislost proudového přenosu navrženého obvodu s dominantním charakterem dolní propusti. Analýza však vede na systém o vyšším řádu, proto nelze jednoduchým odečtením ze získaného grafu jednoznačně určit charakteristické parametry (f_0 a Q). Řešením mohou být výše uvedené výsledky symbolické analýzy programem SNAP, jehož grafické výstupy jsou totožné se simulacemi.



Obr. 94: Kmitočtová závislost proudového přenosu navrženého obvodu.

Dílčí závěr:

Navržený obvod je novým v této oblasti analogového zpracování signálů v tom, že není závislý na parametrech použité pracovní impedance v původním obvodu, není-li uvažována parazitní impedance budícího zdroje. Na základě kmitočtové analýzy se projevil realizační problém na vysokých kmitočtech, kdy důsledkem kmitočtově závislého zesílení OPA dochází k růstu diferenčního napětí na vstupní bráně OPA. Pracovní impedance tak přestává být „uzemněna“, čímž je zásadně narušena funkce původního obvodu. Řešením může být použití

rychlejšího OPA s vyšším tranzitním kmitočtem (např. AD8021). Negativní reakcí bude zvýšení činitele jakosti Q a tím i zvýšení náchylnosti k oscilacím při skokových změnách vstupního signálu. Nepříjemným důsledkem mohou také být poměrně vysoké překmity amplitudové kmitočtové charakteristiky v oblasti mezního kmitočtu. Použitím rychlejšího operačního zesilovače se zpravidla vyšším vstupním odporem dojde také ke zvýraznění vlivu parazitní kapacity C_{opa} .

Jistou nevýhodou tohoto zapojení může být nutnost rozpojení původního obvodu za pracovní impedancí pro vložení navrhovaného obvodu podle obr. 90. Zásadní výhodou oproti obvodu kopie proudu s kopií napětí je funkčnost obvodu na nízkých kmitočtech a při stejnosměrném signálu.

4 Závěr

Disertační práce se dotýká pěti oblastí oboru analogového zpracování signálů v proudovém a smíšeném módu, které jsou tím obohaceny o další nové poznatky postupně publikované na odborných domácích i mezinárodních konferencích a v odborných časopisech včetně impaktovaného. Stěžejní oblast disertace představují kmitočtové filtry a generátory harmonických kmitů.

Disertační práce je členěna do čtyř kapitol, z nichž první je **úvodní kapitola** s obecným úvodem k problematice obvodů v proudovém módu. Teoretický úvod a popis současného stavu ke všem oblastem disertační práce shrnuje 2. kapitola nazvaná **Současný stav a vymezení oblasti disertace**, která také definuje konkrétní cíle této práce. Nejdůležitější 3. kapitola s názvem **Výsledky disertace** navazuje na současný stav poznání v oboru a definuje nové obvodové prvky, zapojení kmitočtových filtrů, generátorů harmonických kmitů, usměrňovačů a obvodů pro kopírování proudů. Každá aplikace zhodnocuje vlastnosti navrženého zapojení a komentuje dosažené dílčí výsledky. Tato **Závěrečná kapitola** shrnuje a zhodnocuje dosažené výsledky.

V části, věnující se hledání nových obvodových prvků, byly v rámci disertační práce definovány dva nové prvky CIBTA a CFBTA [33] s analýzami a počítačovými simulacemi jejich implementací na úrovni integrovaných obvodů. Zde byly doplněny další implementace již známé proudové diferenční jednoty CDU [35-37] a její rozšířené verze ZC-CDU podložené počítačovými simulacemi a analýzami s přihlédnutím k reálným vlivům obvodu.

Jedna z nejobsáhlejších částí disertační práce se zabývá kmitočtovými filtry v proudovém nebo smíšeném módu. V rámci práce bylo navrženo a detailně analyzováno následujících 6 zapojení: Pásmová propust s aktivním prvkem CIBTA [33], jejíž funkce byla nejen ověřena počítačovými simulacemi, ale i měřením na sestaveném prototypu, a dále horní propust s aktivním prvkem CIBTA, dolní propust s aktivním prvkem CIBTA, dolní propust s aktivním prvkem CITA, fázovací článek s aktivním prvkem ZC-CDU [42, 60] a s BD-DBeTA, jejichž navržené konstrukce jsou podloženy ověřením funkce v programu PSpice.

Obvod usměrňovače s aktivním prvkem CDTA a dvěma diodami v proudovém módu byl publikován v impaktovaném časopise Radioengineering [43]. Návrh je kriticky analyzován a ověřován počítačovými simulacemi v programu PSpice.

Další obsáhlá část této práce je věnována generátorům harmonických kmitů se třemi návrhy oscilátoru. První je návrh kvadraturního oscilátoru s fázovacími články [42] definovanými v části s kmitočtovými filtry. Tento návrh obsahuje detailní analýzu reálných

vlivů a ověření počítačovými simulacemi. Druhý návrh rozšiřuje kvadrurní oscilátor na multifázový oscilátor [60]. Využívá stejného principu a opět obsahuje analýzu reálných vlivů s počítačovými simulacemi podloženými ověřením funkce měřením na sestaveném funkčním vzorku s dosaženými zajímavými výsledky. Třetím návrhem je kvadrurní oscilátor s nízkým zkreslením, který je sestaven z univerzálního bikvadratického filtru [61]. Zde jsou využity aktivní prvky ZC-CITA a ZC-CFTA. Návrh opět obsahuje analýzu reálných vlivů, počítačové simulace a měření na sestaveném funkčním vzorku. Měřením byla potvrzena správná funkce tohoto návrhu.

Poslední část disertační práce je věnována problematice kopírování proudu tekoucího uzemněnou pracovní impedancí bez zásahu a ovlivnění funkce původní aplikace, která vyžaduje generování kopie tohoto proudu. Zde uvedené návrhy obvodů na úrovni integrovaných obvodů jsou analyzovány a je poukazováno na jejich klady a zápory potvrzené počítačovými simulacemi [64, 66, 67].

S odkazem na stanovené cíle disertační práce, které uvádí **kapitola 2.5**, lze říci, že těchto cílů bylo dosaženo výše uvedeným výčtem navržených a publikovaných obvodových zapojení včetně dvou nově definovaných aktivních prvků.

Hlavní výsledky, prezentované v této disertační práci, již byly publikovány: 1 článek na domácí konferenci [35], 4 články na mezinárodních konferencích [36, 64, 66, 67], 5 článků na mezinárodních konferencích s citací na ISI Web of Science [15, 33, 42, 60, 61], jeden článek v neimpaktovaném časopise [37] a jeden článek v impaktovaném časopise [43].

5 Literatura

- [1] BIOLEK, D., SENANI, R., BIOLKOVA, V., KOLKA, Z. Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals. *Radioengineering*. 2008, vol. 17, no. 4, p. 15-32.
- [2] SCHMID, H. Why "Current Mode" does not guarantee good performance. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2003, vol. 35, p. 79-90.
- [3] SMITH, K. C., SEDRA, A. The current conveyor: a new circuit building block. *IEEE Proceedings CAS*. 1968, vol. 56, no. 3, p. 1368-1369.
- [4] SEDRA, A. S., SMITH, K. C. A second generation current conveyor and its application. *IEEE Transaction on Circuit theory*. 1970, CT-17, p. 132-134.
- [5] FABRE, A. Third generation current conveyor: A new helpful active element. *Electronics Letters*. 1995, vol. 31, no. 5, p. 338-339.
- [6] WADSWORTH, D. C. Accurate current conveyor topology and monolithic implementation. *IEE Proceedings G*. 1990, vol. 137, no. 2, p. 88-94.
- [7] ACAR, C., OZOGUZ, S. A New Versatile Building Block: Current Differencing Buffered Amplifier. *Microelectronics Journal*. 1999, vol 30, p. 157-160.
- [8] BIOLEK, D. CDTA – Building Block for Current-Mode Analog Signal Processing. In *Proceedings of the ECCTD03*. Krakow, Poland, 2003, vol. 3, p. 397-400.
- [9] BIOLEK, D., HANCIOGLU, E., KESKIN, A. Ü. High-performance current differencing transconductance amplifier and its application in precision current-mode rectification. *AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*. 2007, vol. 61, ISSN 1434-8411, dostupné z: www.sciencedirect.com.
- [10] KESKIN, A. Ü., BIOLEK, D., HANCIOGLU, E., BIOLKOVÁ, V. Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers. *AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*. 2006, vol. 60, no. 6, p. 443-446, dostupné z: www.sciencedirect.com.
- [11] SHAH, N. A., QUADRI, M., IQBAL, S. Z. CDTA based universal transadmittance filter. *Analog Integrated Circuit and Signal Processing*. 2007, vol. 52, no. 1-2, p. 65-69.
- [12] KESKIN, A. Ü., AYDIN, C., HANCIOGLU, E., Acar, C. Quadrature oscillators using current Differencing Buffered Amplifiers. *Frequenz*. 2006, vol. 60, no. 3-4, p. 57-59.
- [13] BIOLEK, D., BIOLKOVA, V. Modified Buffered Transconductance Amplifier for analog signal processing. In *Proceedings of 19th International Conference Radioelektronika 2009*. Bratislava, Slovak Republic, 2009, p. 191-194, ISBN 978-1-4244-3536-4.

- [14]HERENC SAR, N., VRBA, K., KOTON, J., LATTENBERG, I. The conception of differential-input buffered and transconductance amplifier (DBTA) and its application. *IEICE Electronics Express*. 2009, vol. 6, no. 6, p. 329-334.
- [15]KHATEB, F., BIOLEK, D., KHATIB, N., VÁVRA, J. Utilizing the Bulk-driven Technique in Analog Circuit Design. In *13th IEEE International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems*. Vienna, Austria, 2010, p. 16-19, ISBN: 978-1-4244-6610- 8.
- [16]FERRI, G., GUERRINI, N. C. *Low-Voltage Low-Power CMOS Current Conveyors*. Cluwer Academic Publishers, 2003, ISBN: 1-4020-7486-7.
- [17]DI CATALDO, G., PALUMBO, G., PENISSI, S. A Schmitt Trigger By Means of CCII+. *International Journal of Circuit Theory and Applications*. 1995, vol. 23, p. 161-165.
- [18]CICEKOGLU, M. O., KUNTMAN, H. On the design of CCII+ based relaxation oscillator employing single grounded passive element for linear period control. *Microelectronics Journal*. 1999, vol. 29, p. 993-999.
- [19]ALZAHHER, H., TASADDUQ, N. Realizations of CMOS fully differential current followers/amplifiers. In *Proceedings of ISCAS 2009*. Taiwan, 2009, p. 1381-1384.
- [20]BIOLEK, D., BIOLKOVA, V., KOLKA, Z., BAJER, J. Single-input multi-output resistorless current-mode biquad. In *Proceedings of ECCTD'09*. Antalya, Turkey, 2009, p. 225-228.
- [21]BHASKAR, D. R., SENANI, R. New FTFN-based grounded-capacitor SRCO with explicit current-mode output and reduced number of resistors. *AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*. 2005, vol. 59, no. 1, p. 48-51.
- [22]BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Allpass filter employing one grounded capacitor and one active element. *Electronics Letters*. 2009, vol. 45, no. 16, p. 807-808, DOI: 10.1049/el.2009.0575.
- [23]BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Universal current-mode OTA-C KHN biquad. In *Proceedings of the International Conference ICECS 2007*. Venice, Italy, 2007, p. 289-292.
- [24]TOUMAZOU, C., LIDGEY, F. J., HAIGH, D. G. *Analogue IC Design: the current-mode approach*. IEE Circuits and Systems Series 2. Peter Peregrinus Ltd., 1990, ISBN: 978-0863412974
- [25]CCII01 current conveyor amplifier. Datasheet, LTP Electronics Ltd., Oxford, UK, 1993.
- [26]TOUMAZOU, C., LIDGEY, F. J., CHATTONG, S. High frequency current conveyor precision full-wave rectifier. *Electronics Letters*. 1994, vol. 30, no. 10, p. 745-746.
- [27]MANNAMA, V., WILSON, B. Improved Biasing Error in Current-Mode Absolute Value Circuits. In *Proceedings of the ECCTD'99*. Stresa, Italy, 1999, p. 655-658.

- [28] TILIUTE, D. E. Full-wave current-mode precision rectifiers using unity-gain cells. *Elektronika ir Elektrotechnika*. 2003, vol. 49, no. 7, p. 26-29.
- [29] TILIUTE, D. E. On the current-mode rectification. *Annals of the "Stefan cel Mare"*. 1999, University of Suceava, Romania, Electrical Section, no. 11, p. 61-65.
- [30] DUKIČ, S. The analysis of full-wave wide-band precision rectifier with modified second type current conveyor. *Facta Universitatis, Serie: Electronics and Energetics*. 2007, vol. 20, no. 2, p. 215-221.
- [31] GIFT, S. J. G. An improved precision full-wave rectifier. *International Journal of Electronics*. 2002, vol. 89, no. 3, p. 259-265.
- [32] SIRIPRUCHYANUN, M., JAIKLA, W. CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier and applications to analog signal processing. *AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*. 2008, vol. 62, no. 4, p. 277-287.
- [33] BAJER, J., VÁVRA, J., BIOLEK, D. A new building block for analog signal processing: current follower / inverter buffered transconductance amplifier. In *2009 Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics, PRIME*. Cork, Ireland, 2009, p. 136-139.
- [34] OPA860. *Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier (OTA) and Buffer*. Datasheet, Texas Instruments, SBOS331B, June 2006.
- [35] VÁVRA, J., BIOLEK, D. Realizace CDU pomoci OTA. In *Elektrotechnika a informatika 2008 část druhá - Elektronika*. Plzeň, 2008, s. 129-132, ISBN: 978-80-214-3717-3.
- [36] VÁVRA, J., BIOLEK, D. OTA-based Current Differencing Unit. In *IMAPS CS International Conference 2008*. Brno, 2008, s. 7-12, ISBN: 978-80-214-3717-3.
- [37] VÁVRA, J., BIOLEK, D. Proudová diferenční jednotka s transkonduktančním operačním zesilovačem. *Slaboproudý obzor*. 2008, roč. 64, č. 1-2, s. 11-15, ISSN: 0037-668X.
- [38] MAX435/436 *Wideband Transconductance Amplifiers*. Datasheet, Maxim Integrated Products, 19-0042, Rev. 1, 4/93.
- [39] OPA615. *Wide Bandwidth DC restoration circuit*. Datasheet, Texas Instruments/Burr Brown, SBOS299C, October 2006.
- [40] SPICE model of OPA615 by Texas Instruments (Rev. A - Revised 7/11/06).
- [41] SPICE model of OPA860 by Texas Instruments (Rev. B - Revised 4/25/06).
- [42] VÁVRA, J., BAJER, J., BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Current-Mode Quadrature Oscillator Employing ZC-CDU-Based All-Pass Filter. In *Proceedings of 2011 International Conference on Electronics Engineering and Signal Processing (EESP 2011)*. Male, Maldives, 2011, p. 640-644, ISBN: 978-1-4244-9764- 5.

- [43] KHATEB, F., VÁVRA, J., BIOLEK, D. A Novel Current-Mode Full-Wave Rectifier Based on One CDTA and Two Diodes. *Radioengineering*. 2010, vol. 19, no. 3, p. 437-445, ISSN: 1210- 2512.
- [44] *IPS79SB63 Schottky barrier diode*. Datasheet, Philips Semiconductors, April 2002.
- [45] VERHOEVEN, C. J. M. A High-Frequency Electronically Tunable Quadrature Oscillator. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 1992, vol. 27, no. 7, p. 1097-1100.
- [46] LAHIRI, A. Novel voltage/current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2009, vol. 61, p. 199-203.
- [47] KESKIN, A. Ü., BIOLEK, D. Current Mode Quadrature Oscillator Using Current Differencing Transconductance Amplifiers (CDTA). *IEE Proceedings G: Circuits, Devices and Systems*. 2006, vol. 153, no. 3, p. 214–218.
- [48] JAIKLA, W., SRIPRUCHYANUN, M., BAJER, J., BIOLEK, D. A Simple Current-Mode Quadrature Oscillators Using Single CDTA. *Radioengineering*. 2008, vol. 17, no. 4, p. 33-40.
- [49] UYGUAR, A., KUNTMAN, H. CDTA-Based Quadrature Oscillator Design. In *14th European Signal Processing Conference EUSIPCO 2006*. Florence, Italy, 2006, p. 4-8.
- [50] TANGSRIRAT, W., SURAKAMPONTORN, W. Single-resistance-controlled quadrature oscillator and universal biquad filter using CFOAs. *AEÜ – International Journal of Electronics and Communications*. 2009, vol. 63, p. 1080-1086.
- [51] KOLKA, Z., BIOLEK, D., BIOLKOVA, V. Symbolic Analysis of Linear Circuits with Modern Active Elements. *WSEAS Transaction on Electronics*. 2008, vol. 5, p. 88-96.
- [52] JONES, M., VUKOSAVIC, S. N., LEVI, E., IQBAL, A. A six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control. *IEEE Transaction on Industry Applications*. 2005, vol. 41, no. 4, p.1056-1066.
- [53] GIFT, S. J. G. Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Inverting-Mode Operational Amplifiers. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1998, vol. 47, p. 986-991.
- [54] ABUELMA'ATTI, M. T., AL-QAHTANI, M. A. A Grounded-Resistor Current Conveyor-Based Active-R Multiphase Sinusoidal Oscillator. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 1998, vol. 16, p. 29-34.
- [55] ABUELMA'ATTI, M. T. Current-Mode Multiphase Oscillator Using Current Followers. *Microelectronics Journal*. 1994, vol. 25, p. 457-461.
- [56] LOESCHARATARAMDEE, C., KIRANON, W., SANGPISIT, W., YADUM, W. Multiphase Sinusoidal Oscillators Using Translinear Current Conveyors and Only

Grounded Passive Components. In *Proceedings of the Southeastern Symposium on System Theory*. Athens, OH, USA, 2001, p. 59-63.

- [57] JAIKLA, W., SRIPRUCHYANUN, M., BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. High-output-impedance current-mode multiphase sinusoidal oscillator employing current differencing transconductance amplifier-based allpass filters. *International Journal of Electronics*. 2010, vol. 97, no. 7, p. 811-826.
- [58] TANGSRIRAT, W., TANJAROEN, W., PUKKALANUN, T. Current-Mode Multiphase Sinusoidal Oscillator Using CDTA-Based Allpass Sections. *AEÜ – International Journal of Electronics and Communications*. 2009, vol. 63, p. 616-622.
- [59] TANGSRIRAT, W., TANJAROEN, W. Current-Mode Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Current Differencing Transconductance Amplifiers. *Circuits, Systems, and Signal Processing*. 2008, vol. 27, p. 81–93.
- [60] VAVRA, J., BAJER, J. Current-Mode Multiphase Oscillator Based on Current Differencing Units. To be published in *Proceedings of 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2011)*. Bursa, Turkey, 2011.
- [61] BAJER, J., VAVRA, J., BIOLEK, D., HAJEK, K. Low-Distortion Current-Mode Quadrature Oscillator for Low-Voltage Low-Power Applications with Non-Linear Non-Inertial Automatic Gain Control. In *ECCTD'11, European Conference on Circuit Theory and Design*. Linköping, Sweden, 2011, p. 450-453.
- [62] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. BEN - technická literatura, 2002, 536 s., ISBN: 80-7300-023-7.
- [63] *BAT46 Schottky barrier diode*. Data sheet, Vishay, Rev. 1.7, August 2005.
- [64] VÁVRA, J., BIOLEK, D. Grounded impedance current sensing. In *IMAPS CS International Conference 2008*. Brno, 2008, s. 13-18, ISBN: 978-80-214-3717-3.
- [65] *AD8021. Low Noise, High Speed Amplifier for 16-bit Systems*. Datasheet, Analog Devices, Rev. F, 2006.
- [66] VÁVRA, J. Grounded impedance current copying. In *IMAPS CS International Conference 2009*. Brno, 2009, s. 103-105, ISBN: 978-80-214-3933- 7.
- [67] VÁVRA, J., KHATIB, N., YOUNES, D. Generating a Copy of Current Passing Grounded Impedance. In *Second Forum of Young Researchers*. Izhevsk, Russia, 2010, p. 428-435, ISBN: 978-5-7526-0442- 3.
- [68] *AD826. High-Speed, Low-Power Dual Operational Amplifier*. Datasheet, Analog Devices, Rev. C, 2010.

Seznam zkratek

AGC	Automatic Gain Control
BD	Bulk Driven
BD-DBeTA	Bulk-Driven Differential-Input Buffered and External Transconductance Amplifier
CC	Current Conveyor – proudový konvektor (CCI)
CC-CCII	Current Controlled Current Conveyor II
CCII	Proudový konvektor druhé generace
CCIII	Proudový konvektor třetí generace
CDBA	Current Differencing Buffered Amplifier
CDCC	Current Differencing Current Conveyor
CDDIBA	Current Differencing Differential Input Buffered Amplifier
CDDIDOBA	Current Differencing Differential Input Differential Output Buffered Amplifier
CDDITA	Current Differencing Differential Input Transconductance Amplifier
CDDOBA	Current Differencing Differential Output Buffered Amplifier
CDeTA	Current Differencing external Transconductance Amplifier
CDOA	Current Differencing Operational Amplifier
CDTA	Current Differencing Transconductance Amplifier
CDU	Current Differencing Unit
CF	Current Follower
CFA	Current Feedback Amplifier
CFBTA	Current Follower Buffered Transconductance Amplifier
CI	Current Inverter
CIBTA	Current Inverter Buffered Transconductance Amplifier
CICO	Current Input Current Output
CITA	Current Inverter Transconductance Amplifier
CMOS	Complementary Metal – Oxide – Semiconductor
COA	Current Operational Amplifier
DBTA	Differential-Input Buffered and Transconductance Amplifier
DT	Diamantový tranzistor
LED	Light Emitting Diode – svítivá dioda
MO	Multiple Output
MO-OTA	Multiple Output Operational Transconductance Amplifier
MSO	Multiphase Sinusoidal Oscillator
OC	Oscillation Condition
OF	Oscillation Frequency
OPA	Operational Amplifier
OTA	Operational Transconductance Amplifier
QO	Quadrature Oscillator
REV	Revised
TCOA	True Current Operational Amplifier
THD	Total Harmonic Distortion
VFA	Voltage Feedback Amplifier
VIVO	Voltage Input Voltage Output
VOA	Voltage Operational Amplifier
ZC-CFTA	Z-Copy Current Follower Transconductance Amplifier
ZC-CITA	Z-Copy Current Inverter Transconductance Amplifier

Seznam symbolů

ω	úhlový kmitočet
f	kmitočet
C	kapacita
g_m	transkonduktance
I	elektrický proud
Q	činitel jakosti
B	šířka pásma
L	indukčnost
R	elektrický odpor
G	vodivost
s	Laplaceův operátor
V	elektrické napětí
α	proudový přenos
β	napěťový přenos