

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

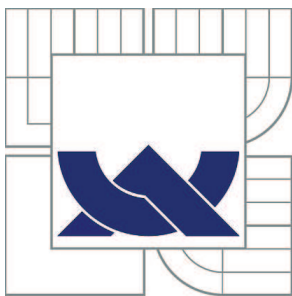
NELINEÁRNÍ OBVODOVÉ STRUKTURY S PROUDOVÝMI AKTIVNÍMI
PRVKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

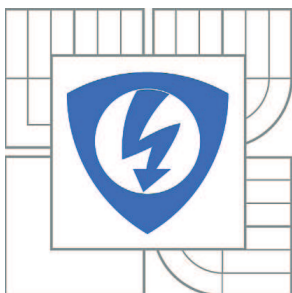
LUKÁŠ LANGHAMMER

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

NELINEÁRNÍ OBVODOVÉ STRUKTURY S PROUDOVÝMI AKTIVNÍMI PRVKY

NON-LINEAR CIRCUIT STRUCTURES WITH ACTIVE CURRENT ELEMENTS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

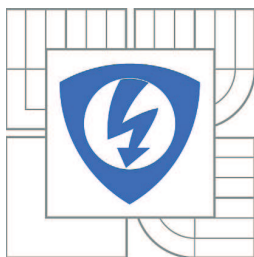
LUKÁŠ LANGHAMMER

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JAROSLAV KOTON, Ph.D.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Teleinformatika

Student: Lukáš Langhammer

ID: 109691

Ročník: 3

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Nelineární obvodové struktury s proudovými aktivními prvky

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se a popište vlastnosti proudových aktivních prvků. Na základě známých řešení pak s těmito aktivními prvky navrhnete obvody pracující jako diodové okrajovače, tvarovače, jednocestné a dvoucestné usměrňovače. Využitím vhodného software vybraná zapojení simulujte a srovnajte jejich vlastnosti se stávajícími obvodovými řešeními využívající operační zesilovače. Na základě výsledků simulací vybrané zapojení prakticky realizujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Gift, S.J.G., Maundy, B.: "Versatile Precision Full-Wave Rectifiers for Instrumentation and Measurements," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 56, pp. 1703-1710, 2007.
[2] Gift, S.J.G.: "A high-performance full-wave rectifier circuit," Int. J. Electron., vol. 87, no. 8, pp. 925-930, 2000.

Termín zadání: 29.1.2010

Termín odevzdání: 2.6.2010

Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ANOTACE

Tento projekt se zabývá nelineárními obvodovými strukturami s proudovými aktivními prvky. Úvod práce se zabývá popisem proudového konvejeru. Dále se text věnuje problematice obvodů pro zpracování signálů v analogové technice. Nejdříve jsou popsány obvody diodových omezovačů a měničů. Velký důraz je kladen na usměrňovače s proudovými aktivními prvky. V závěru práce jsou realizovány obvody univerzálního přesného dvoucestného usměrňovače s použitím operačního zesilovače a proudového konvejeru a provedeno jejich srovnání.

Klíčová slova: usměrňovač, proudový konvejer, operační transkonduktanční zesilovač, proudový sledovač, diodový omezovač a měnič

ABSTRACT

This thesis deals with non-linear circuit structures with current active elements. In its introduction this work deals with a description of the current conveyor. Further the text pays attention to the possibilities of the circuits for modification signals in analogue technology. First are described circuits of diode limiters and transducer. Great attention is paid to the amplifiers with current active parts. In conclusion are realized circuits of universal precise full-wave rectifiers using operational amplifier and current conveyor and made comparisons.

Keywords: rectifier, current conveyor, operational transconductance amplifier, current follower, diode limiter and transducer

LANGHAMMER, L. *Nelineární obvodové struktury s proudovými aktivními prvky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 44 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma: *Nelineární obvodové struktury s proudovými aktivními prvky* jsem vypracoval (-a) samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil (-a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl (-a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom (-a) následků porušení ustanovení §11 a následujících autorského zákona č.121/2000Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení §152 trestního zákona č.140/1961Sb.

V Brně dne.....

Podpis autora.....

Obsah

Úvod	2
1 Popis proudového konveju (CC).....	3
1.1 Definice.....	3
2 Diodové omezovače s použitím CC.....	4
3 Diodové funkční měniče	7
4 Usměrňovače s použitím proudových konveju.....	11
4.1 Vysoko-frekvenční přesný dvoucestný usměrňovač	11
4.2 Teplotně nezávislý dvoucestný usměrňovač.....	12
4.3 Dvoucestné můstkové usměrňovače s použitím CC.....	14
4.3.1 Můstkový usměrňovač	14
4.3.2 Upravený můstkový usměrňovač.....	15
5 Dvoucestné přesné usměrňovače s použitím sledovačů.....	17
5.1 Dvoucestný usměrňovač s DOCF	18
5.2 Upravený obvod s napěťovým sledovačem	19
6 Usměrňovače založené na operačním transkonduktančním zesilovači (OTA).....	20
6.1 Jednocestný usměrňovač	20
6.2 Dvoucestný usměrňovač	21
7 Univerzální přesný dvoucestný usměrňovač.....	25
7.1 Teorie a simulace	25
7.2 Realizace a měření	28
Závěr	38
Seznam použitých veličin, symbolů a zkratk	39
Seznam použité literatury	40

Úvod

Práce se zabývá nelineárními obvodovými strukturami s proudovými aktivními prvky, s tím, že jsem se zaměřil především na usměrňovače z důvodu jejich důležitosti zpracovávání signálů v analogové technice.

V současné době, kdy se snižuje napájecí napětí z důvodů snížení spotřeby a možnosti napájení z baterií, dochází ke snižování šumové odolnosti obvodů. Proto se návrháři v analogové oblasti začínají orientovat především na prvky zpracovávající signál v proudovém nebo smíšeném režimu. Použitím proudových aktivních prvků se snažíme docílit zvýšení výkonnosti obvodů.

Kapitola 2 a 3 je věnována obvodům diodových omezovačů a měničů s použitím proudového aktivního prvku konkrétně proudového konvejeru *CCII+*. V kapitole 2 jsem vybral několik obvodů diodových omezovačů a nahradil operační zesilovač proudových konvejerem. V kapitole 3 jsem na základě vybraného obvodu diodového měniče navrhl dvě řešení obvodu s použitím proudového konvejeru. Funkčnost obvodů je teoreticky ověřena simulacemi.

V kapitolách 4, 5 a 6 jsou prezentovány usměrňovače, které používají jako aktivních prvků proudových konvejerů, proudových sledovačů a transkonduktančních operačních zesilovačů. Dále jsou uvedeny obvodové úpravy pro teplotní kompenzaci, zvýšení rychlosti přeběhu přednastavením diod do blízkosti jejich vodivého stavu pomocí napěťových nebo proudových zdrojů, snížení citlivosti obvodu na výkyvy nastavovacího napětí a snížení velikosti zbytkového výstupního napětí.

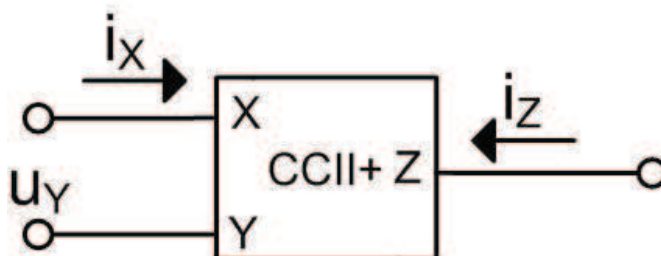
Kapitola 7 se věnuje samostatnému návrhu univerzálního přesného dvoucestného usměrňovače s použitím proudového konvejeru *CCII+* a jeho srovnání s obvodem realizovaným pomocí operačního zesilovače THS4052.

1 Popis proudového konveju (CC)

Protože většina obvodů v tomto dokumentu používá jako aktivní proudový prvek proudový konveju, je namístě vysvětlit pojem proudový konveju a popsat jeho funkci.

1.1 Definice

Proudový konveju (dále jen CC) lze podobně jako operační zesilovač (OZ) považovat za univerzální analogový prvek určený pro používání v různých funkčních blocích pro zpracování analogového signálu. Jedná se o obvod, který se v mnoha směrech podobá klasickému napěťovému zesilovači, ale představuje alternativní metody implementování analogových systémů, které jsou obvykle budovány s napěťovými zesilovači. Bylo prokázáno, že hlavní výhoda CC oproti běžným OZ, je, že jsou schopné poskytnout větší šířku pásma a lepší přesnost [1]. Dalšími jejich přednostmi jsou malá tepelná citlivost, jednodušší nastavení offsetového napětí na výstupu, malé zkreslení při nulovém přenosu. Na obrázku 1.1 je uvedena schematická značka pro CC druhé generace (CCII).



Obr. 1.1: Schematická značka CCII+

$$\begin{bmatrix} i_Y \\ u_X \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm A_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_Y \\ i_X \\ u_Z \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

V podstatě je CCII tři-pólová síť, jejíž vlastnosti lze popsat rovnicí (1.1). Matice udává napětí a proudy, které popisují chování CCII, kde znaménka plus a minus proudového přenosu A_i značí CCII+ a CCII- a pro A_i se předpokládá, že je rovné jedné. Zařízení se skládá z nízké impedance, virtuální země, proudové vstupní/napěťové výstupní svorky X, vysoko-impedanční napěťové vstupní svorky Y a proudové výstupní svorky Z. Napětí na vstupu X je sledováno z vysoko-impedančního vstupu Y, zatímco proud je ze vstupu X zrcadlen na výstup Z. Pro struktury CCII+ a CCII- platí:

$$CCII+: I_X = -I_Z \quad (1.2)$$

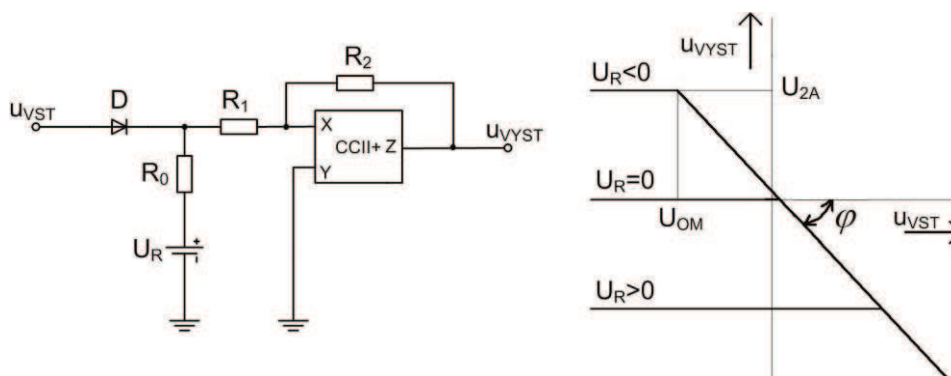
$$CCII-: I_X = I_Z. \quad (1.3)$$

2 Diodové omezovače s použitím CC

Diodové omezovače jsou obvody využívající diody jako prvek, který má výraznou nelineární V-A charakteristiku, kterou lze s výhodou využít pro tvarování signálů. Dioda zůstane zavřená, při vstupním napětí u_{VST} , které je menší než napětí omezovací U_{OM} , a má velký odpor v závěrném směru R_Z . Překročí-li vstupní napětí hodnotu napětí omezovacího, dioda se otevře a její odpor poklesne na hodnotu odporu v propustném směru R_P a výstupní napětí omezovače se začne měnit úměrně k vstupnímu napětí, popřípadě je tomu naopak podle druhu zapojení. Velikost omezovacího napětí je možno upravit přidáním napětového řízení U_R a poměru odporového děliče. Strmost pak velikostí vstupního a zpětnovazebního odporu. Vhodným zapojením diod a kombinací vstupního a referenčního napětí lze získat charakteristiku omezovače ve všech čtyřech kvadrantech.

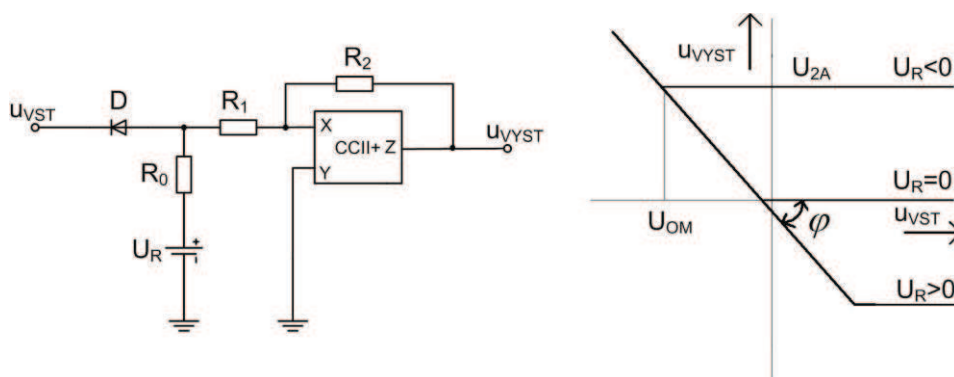
Aby se zmenšili dynamické chyby omezovače, je třeba používat v jeho obvodu rezistorů s co nejmenší hodnotou, bez parazitních kapacit a indukčností, diody s malou kapacitou přechodu a operační zesilovače s velkou šířkou pásma a velkou sledovací rychlostí. [8] Nahrazením operačního zesilovače proudovým konvejerem tedy docílíme rozšíření použitelnosti omezovačů. Pro omezovače je nutné brát v úvahu prahové napětí diody U_P popřípadě i velikost jejího odporu v propustném směru R_P nelze-li zanedbat vůči ostatním odporům.

Na Obr. 2.1 je znázorněn invertující dolní okrajovač a průběh výstupního napětí v závislosti na vstupním. Při $u_{VST} < U_{OM}$ je dioda zavřená a výstupní napětí má hodnotu U_{2A} . Když je ale $u_{VST} > U_{OM}$ tak se dioda otevře a výstupní napětí klesá úměrně se zvyšováním vstupního napětí.



Obr. 2.1: Invertující dolní okrajovač

Dále Obr. 2.2 je invertující horní okrajovač a závislost výstupního napětí na vstupním. Při $u_{VST} < U_{OM}$ je dioda otevřená a výstupní napětí klesá úměrně se vstupním napětím. Při překročení U_{OM} již výstupní napětí neklesá a zůstává na hodnotě U_{2A} .

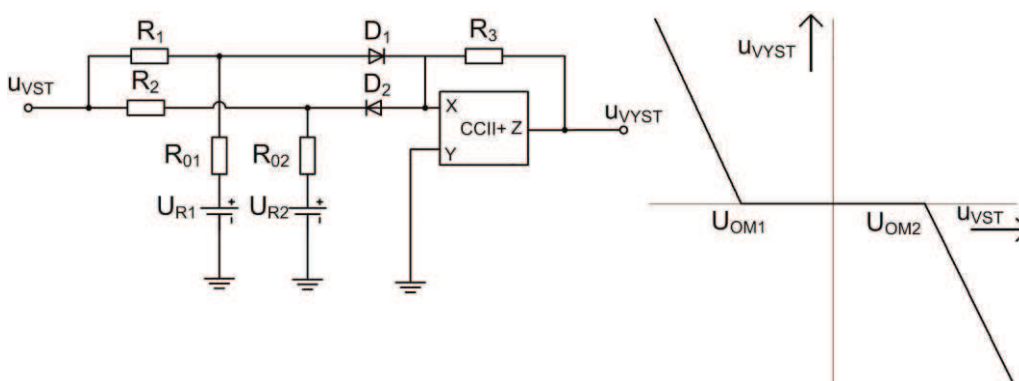


Obr. 2.2: Invertující horní okrajovač

Velikost omezovacího napětí U_{OM} a strmost jsou pro oba obvody určeny rovnicí (2.1).

$$U_{OM} = U_R \frac{R_1}{R_0 + R_1} \quad \text{tg } \varphi = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.1)$$

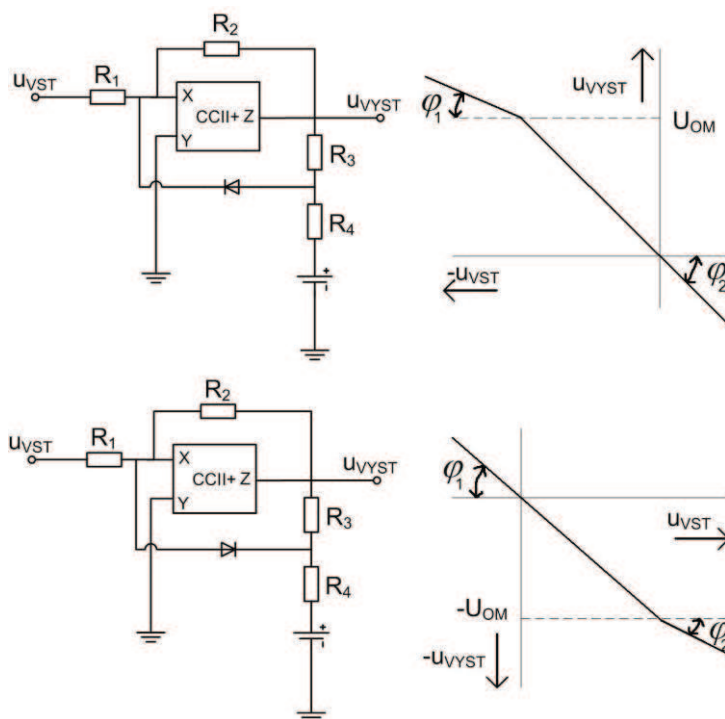
Další možné zapojení je například invertující vykrajovač na Obr. 2.3. Hodnoty omezovacího napětí se dají vypočítat podle (2.2).



Obr. 2.3: Invertující vykrajovač

$$U_{OM1} = -U_{R1} \frac{R_1}{R_{01}} \quad \text{a} \quad U_{OM2} = -U_{R2} \frac{R_2}{R_{02}} \quad (2.2)$$

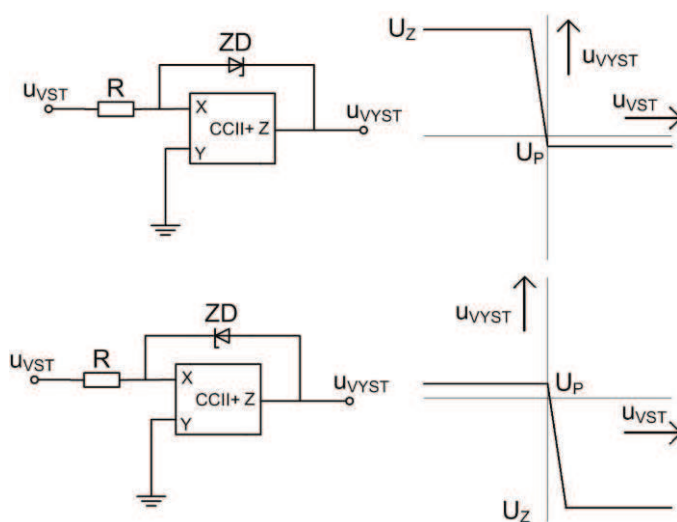
Zpětnovazební nesouměrné omezovače z Obr 2.4 používají ve zpětné vazbě diodu a jsou popsány rovnicí (2.3). Chceme-li souměrný omezovač, získáme jej spojením dvou nesouměrných omezovačů určených pro opačnou polaritu vstupního napětí.



Obr. 2.4: Nesouměrné omezovače

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \operatorname{tg} \varphi_2 = -\frac{R_2}{R_1} \frac{R_2}{R_3 + R_2} \quad U_{OM} = \frac{R_3}{R_4} U_R \quad (2.3)$$

Ve zpětné vazbě omezovače můžeme použít například i Zenerovy diody jak je znázorněno na Obr. 2.5 a používat tak omezovač s úrovněmi omezení danými prahovým napětím U_P a Zenerovým napětím U_Z dané diody.



Obr. 2.5: Oboustranný omezovač napětí se zenerovou diodou

3 Diodové funkční měniče

Ve funkčních měničích se daná funkce $y=F(x)$ nahrazuje funkcí jednodušší, která se v uvažovaném intervalu liší od funkce původní o povolenou chybu a přitom se snadno modeluje dostupnými technickými prostředky. Takový způsob nahrazení dané funkce se nazývá aproximací funkce. V analogových funkčních měničích aproximujeme danou funkci nejčastěji lomenou čarou $y=\phi(x)$, složenou z konečného počtu přímkových neboli lineárních úseků. Využíváme při tom spínání diod, které jsou nejdříve rozpojeny a při zvyšování vstupního napětí se postupně spínají a mění tak strmost výstupní funkce, která je daná vhodnou kombinací rezistorů pro dané vstupní napětí. Body lomené čáry $P_0(x_0, y_0), \dots, P_k(x_k, y_k), \dots, P_N(x_N, y_N)$ leží na $F(x)$ nebo mimo ni.[9] Aproximující funkce dělíme na:

- Konkávní (vydutá)
- Konvexní (vypouklá)
- S inflexním bodem ($F''(x_i)=0$)

Pro k -tý úsek lomené čáry $\phi(x)$ mezi body P_{k-1} a P_k v intervalu $x_{k-1} < x < x_k$ platí:

$$S_k = \frac{\Delta y_k}{\Delta x_k} = \frac{y_k - y_{k-1}}{x_k - x_{k-1}}. \quad (3.1)$$

Odpory jednotlivých rezistorů přitom je nutné vzít v úvahu, že reálné diody mají nenulové napětí v propustném směru $U_p \approx 0,6$ V. Velikost rezistorů se dá vypočítat podle:

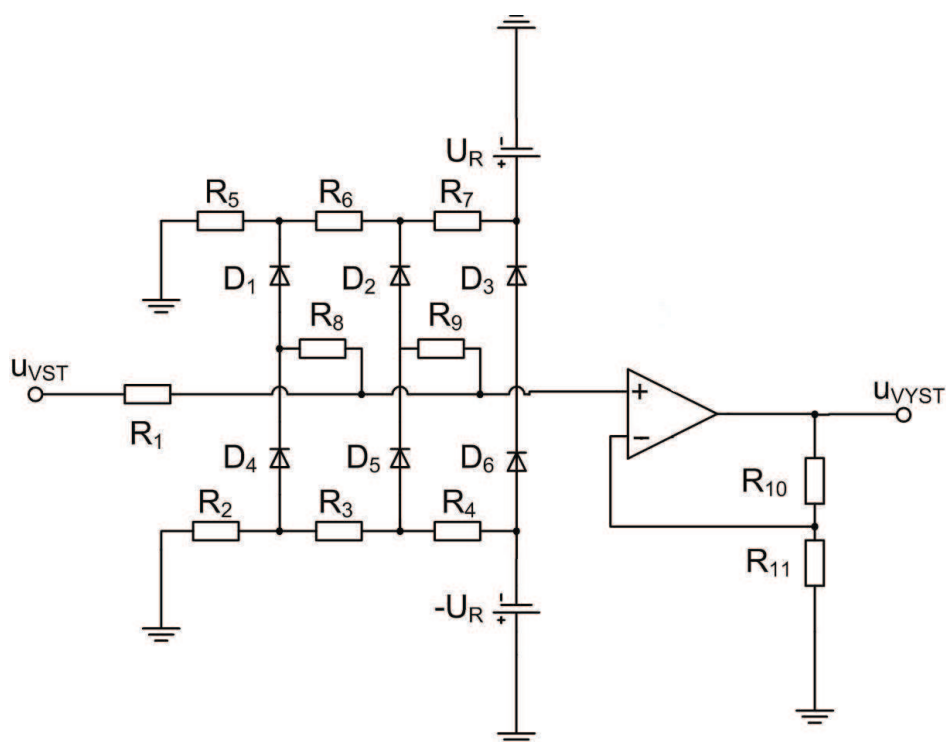
$$R_k = \frac{R_Z}{(S_k - S_{k-1})} \quad R_{Kk} = R_k \frac{U_P - U_R}{X_{k-1} - U_P}, \quad (3.2)$$

kde R_Z je rezistor ve zpětné vazbě aktivního prvku a U_P je prahové napětí diody.

Obvod měniče se obvykle zapojuje do vstupní nebo zpětnovazební větve operačního zesilovače.

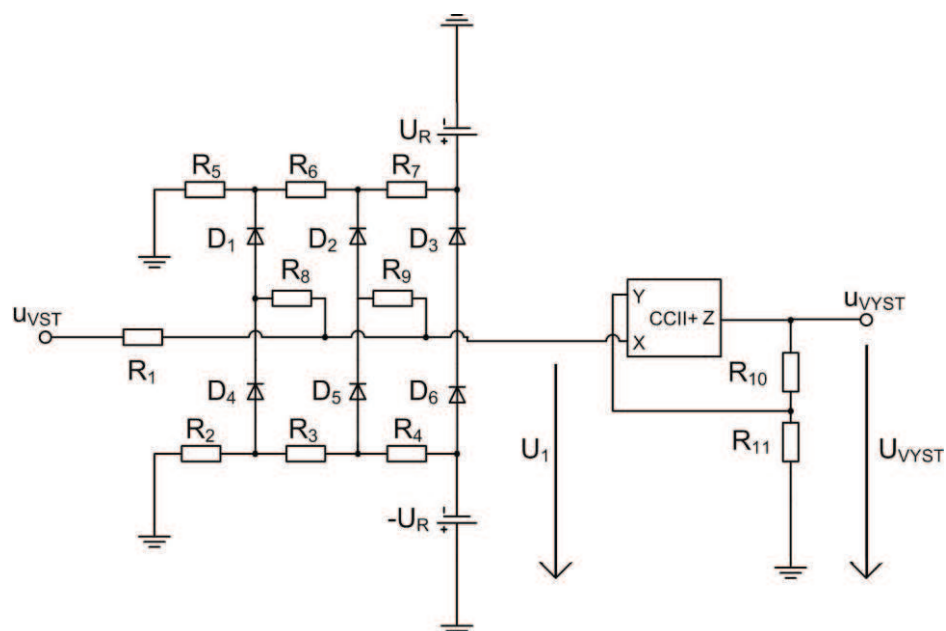
Dále se budeme věnovat pouze dynamické převodní charakteristice diodového měniče. Dynamickou převodní charakteristikou se rozumí její měření či zobrazení při relativně rychlých změnách, zpravidla za pomoci spojitého vstupního signálu.

Diodový měnič na Obr 3.1 převzatý z [10] pracuje jako měnič vstupního trojúhelníkového signálu na sinusový signál. Z obvodu je patrné, že je rozdělen na dva samostatné bloky a to diodový měnič a obvod s operačním zesilovačem. Operační zesilovač je zapojen do obvodu jako neinvertující a složí k oddělení vstupního měniče. Toto zapojení funguje jako dělič vstupního signálu.



Obr. 3.1: Diodový měnič

Na Obr. 3.2 je zobrazen navržený obvod s tím, že místo operačního zesilovače zapojeného jako neinvertující se použije proudový konvejer také v neinvertujícím zapojení. Toto zapojení nepotřebuje další úpravy obvodu.

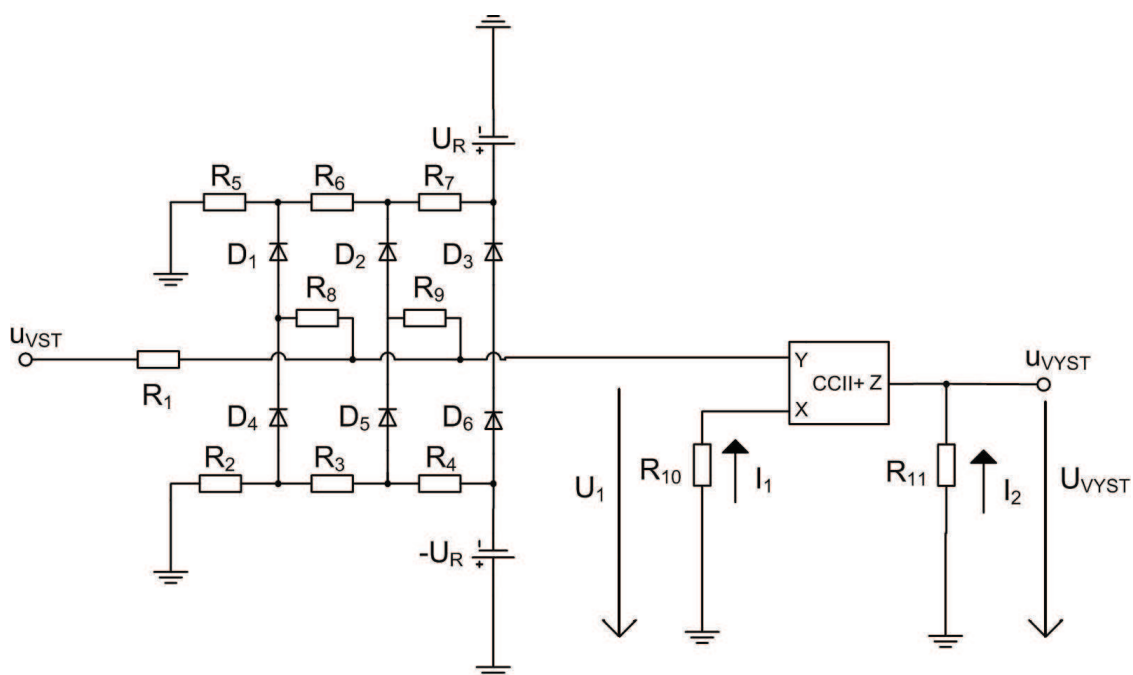


Obr. 3.2: Upravený diodový měnič s proudovým konvejerem

Přenos toho obvodu je:

$$A = 1 + \frac{R_{10}}{R_{11}}. \quad (3.3)$$

Další možnost zapojení měniče s proudovým konvejerem je na Obr. 3.3. Zde je aktivní prvek zapojen jako napěťový zesilovač. Proud tekoucí do uzlu X přes R_{10} se zrcadlí na uzel Z. To znamená, že $i_1 = i_2$. Proto pro tento obvod platí přenos podle (3.5).



Obr. 3.3: Upravený obvod s proudovým konvejerem zapojeným jako napěťový zesilovač

Pro u_1 a u_{VYST} platí:

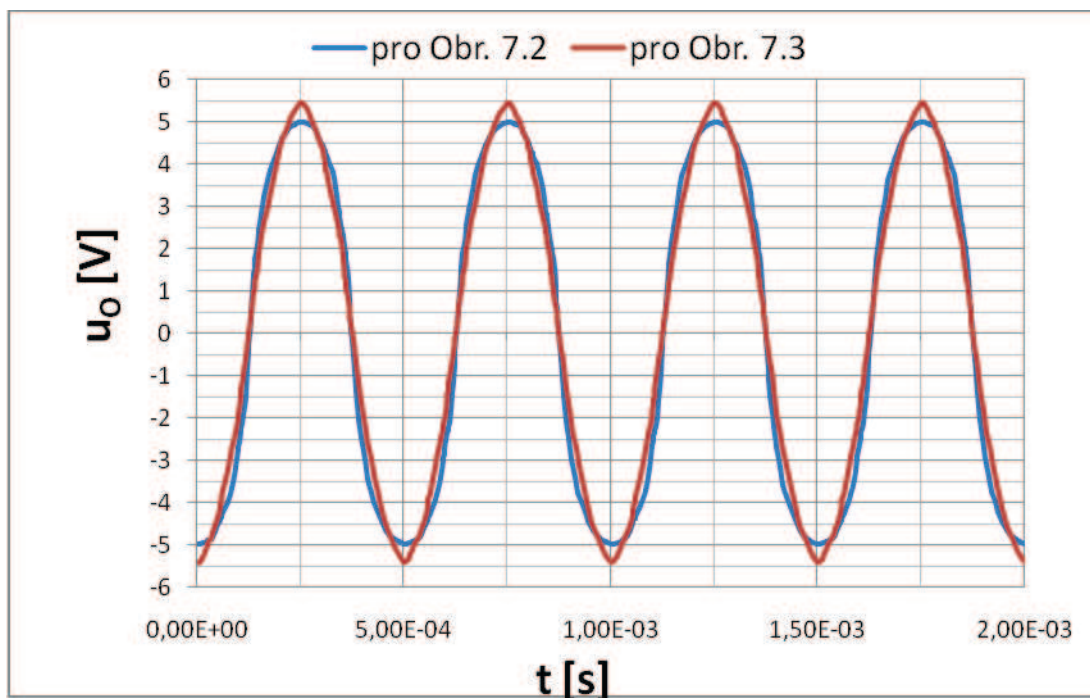
$$u_1 = -i_1 R_{10} \quad u_{VYST} = -i_2 R_{11}. \quad (3.4)$$

Pro přenos pak platí:

$$A = -\frac{R_{11}}{R_{10}}. \quad (3.5)$$

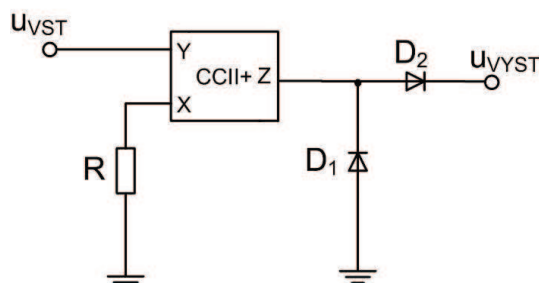
Na Obr. 3.4 jsou výstupní průběhy nasimulované pro obvody z Obr. 3.2 a 3.3. Na vstup obvodu pouštíme trojúhelníkové napětí $\pm 5V$ s frekvencí 2kHz. V případě obvodu z Obr. 3.2 jsou hodnoty rezistorů: $R_1=4,7k\Omega$, $R_2=R_5=182\Omega$, $R_3=R_6=255\Omega$, $R_4=R_7=143\Omega$, $R_8=7,5k\Omega$, $R_9=2,15k\Omega$, $R_{10}=10k\Omega$, $R_{11}=17,4k\Omega$. U obvodu z Obr. 6.3 jsou hodnoty rezistorů stejné, jen $R_4=R_7=100\Omega$, $R_{10}=1k\Omega$, $R_{11}=2k\Omega$.

V případě zapojení z Obr. 3.3 dochází k 0,5 voltovému zkreslení, jak je z grafu patrné pro kladnou i zápornou půlperiodu výstupního sinusového průběhu, což je zřejmě způsobeno vlivem vnitřní struktury proudového konvejeru a aktuálního zapojení. Vzhledem k tomu, že operační zesilovač zapojený v obvodu měniče používal napájení $\pm 15\text{V}$ použitím proudového konvejeru docílíme značné úspory energie, protože používá napájení $\pm 5\text{V}$. Obvod měl dobré vlastnosti do frekvence 100kHz.



Obr. 3.4: Výstupní průběhy pro obvody z Obr. 6.2 a Obr. 6.3

Dalším postupem by byla postupná úprava obvodu, aby bylo možné docílit zapojení, ve kterém aktivní prvek představuje proudový konvejer zapojený jako proudový sledovač, jak je prezentováno na Obr. 3.5. Na vstup přivádíme trojúhelníkový proud, který se zrcadlí na uzel Z proudového konvejeru. Výstupní impedance R představuje strukturu měniče. S rostoucí velikostí proudu, se postupně otevírají diody měniče a tvarují tak výstupní napětí.



Obr. 3.5: Navrhovaný obvod s proudovým sledovačem

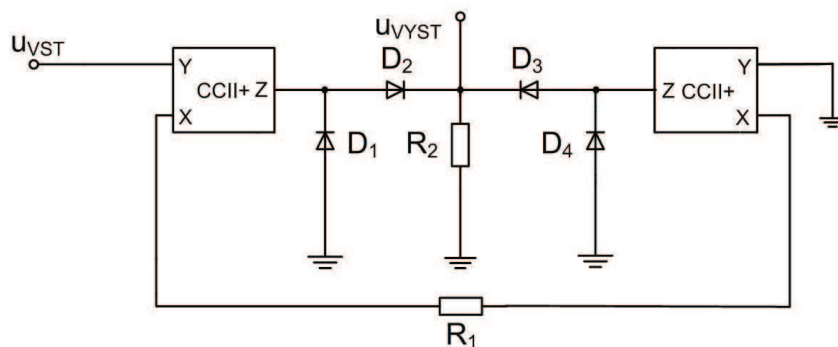
4 Usměrňovače s použitím proudových konvektorů

Přesné usměrňovače jsou důležité stavební bloky pro zpracování signálu, úpravu a užití nízko-úrovňových signálů. Použitelný rozsah se pohybuje od RMS přes detektory polaridy signálu, vzorkovací a udržovací obvody, detektory amplitudově modulovaných signálů, stejnosměrné převodníky, generátory špiček až k úrovňovým detektorům v ultraakustice. Klasický problém s konvenčními přesnými usměrňovači založených na diodách a operačních zesilovačích je, že během přechodu diody z/do propustné a nepropustné oblasti se OZ musí zotavit s konečně malým signálem, vyúsťující ve výrazné zkreslení při nulovém přenosu vstupního signálu. Použitím vysoké rychlosti přeběhu OZ neřeší tuto zásadní nevýhodu, protože jde o problém přenosu malého signálu. Klasické usměrňovače jsou proto omezeny na frekvenčním výkonu hluboko pod zisk pásma nebo f_r zesilovače.

Na usměrňovači vysokofrekvenčního výkonu bylo dosaženo zlepšení výkonnosti, použitím technik proudového řízení primárně založených na napájení operačního zesilovače. Problém se však setkal s takovými schématy, že úroveň signálu musí být výrazně vyšší, než je velikost řízení, které zaručí přesnost usměrnění při vysoké frekvenci a tak opět signál ztratí přesnost, ke kterému dochází při nulovém přenosu. Dokonce i s pomocí vysokorychlostní proudové zpětné vazby zesilovače je výkonnost stále omezena na několik desítek kilohertz, což je výrazně pod f_{zv} se kterou proudová zpětná vazba zesilovače pracuje. Přesné dvoucestné usměrňovače používají proudové konvejory nabízející rychlostní zlepšení, protože diody nejsou již použity v záporné zpětné vazbě.[2]

4.1 Vysoko-frekvenční přesný dvoucestný usměrňovač

Na obr. 4.1 [2] je znázorněn vysoko-frekvenční dvoucestný usměrňovač složený ze dvou proudových konvektorů CCII ve formě diferenciálního převodníku U-I prezentovaný v [2]. Diferenciální napětí na rezistoru R_1 vytváří proud I , který je následně zrcadlen na výstupní Z uzly.



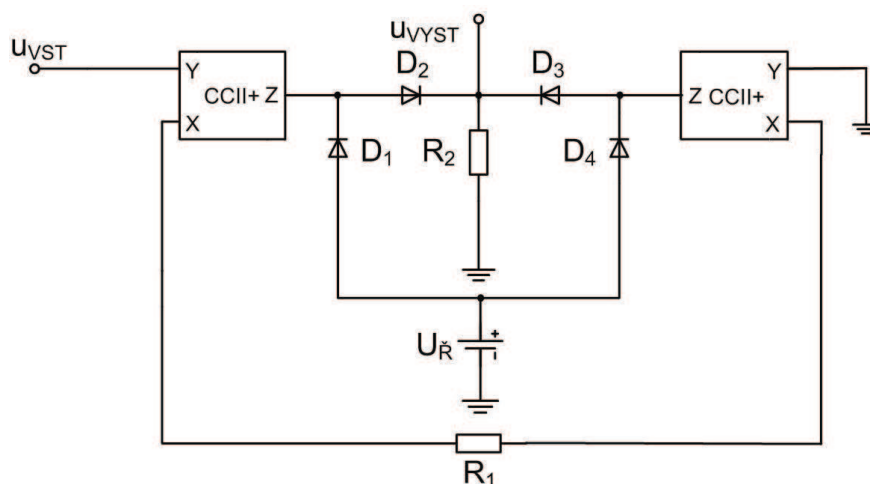
Obr. 4.1: Vysoko-frekvenční přesný dvoucestný usměrňovač

Během kladné půlvlny, výstupní proud s hodnotou u_{VST}/R_1 vytéká z Z-uzlu CCII1 a do Z-uzlu CCII2, což činí aktivní pouze D_4 a D_2 . Vzhledem k tomu, že je D_2 aktivní, proud z Z-uzlu CCII1 teče skrze výstupní odpor R_2 , čímž $u_{VYST} = |u_{VST}|$. Během negativní půlvlny, jsou aktivní pouze D_3 a D_1 , a výstupní proud z CCII2 je směřován do R_2 čímž $u_{VYST} = |u_{VST}|$. Přestože má CCII velmi velkou šířku pásma až 100MHz, jeho výkon je i přes velkou rychlost přeběhu omezen kvůli malým signálům při

nulovém přenosu, kdy jsou diody zavřeny důsledkem čehož diferenciální převodník U-I přehází na vysoce ziskový napěťový diferenciální zesilovač.

Architektura proudového konveju je v podstatě vstupní transkonduktanční fázi proudové zpětné vazby operačního zesilovače, a tak má podobný průběh rychlosti přeběhu. Sledovací charakteristika je taková, že poskytuje malý proud řídící změny pro malé vstupní napětí, na rozdíl od téměř neomezeného proudového řízení pro velké vstupní signály. To vede k malé přenosové rychlosti pro nízko-úrovňové signály.[2]

Vylepšený vysoko-frekvenční přesný dvoucestný usměrňovač je zobrazen na Obr. 4.2 [2]. Abychom dosáhli co nejmenšího zkreslení způsobeného malými vstupními signály u přesného usměrňovače založeného na CC, obvod musí být upraven tak, aby na výstupu z konveju byla mnohem nižší napěťová odchylka. Možným řešením je vykompenzovat výstup konveju tím, že použijeme zdroj stejnosměrného napětí pro přednastavení diod blízko jejich vodivostního stavu, jak je navrženo v [2].



Obr 4.2: Upravený obvod přesného dvoucestného usměrňovače

Napětí na anodě diody D_1 a D_4 jsou ovlivněna referenčním nízko-impedančním napětím zdroje U_R . Natavíme-li napětí tohoto zdroje na $U_R = 0.6V$, získáme pro každou diodu přednastavené řídicí napětí blízko jejich vodivostního stavu. Vylepšené schéma poskytuje třídu AB napěťového řízení tak, aby všechny diody byly na hraně vodivosti při nulové vstupní vodivosti.

4.2 Teplotně nezávislý dvoucestný usměrňovač

U napěťově řízené křemíkové diody je klidový proud silně teplotně závislý. Jak již bylo uvedeno dříve hlavní nevýhoda u usměrňovačů založených na proudových konvejech se týká zpoždění tvořené diodou, při přepínání mezi otevřeným a zavřeným stavem. Řešením tohoto problému bylo přidání stejnosměrného napěťového zdroje, jak je uvedeno v kapitole 4.1, pomocí něhož před-nastavujeme diody do stavu blízko jejich vodivosti. Bohužel, tento usměrňovač s napěťovým nastavením diod vykazuje špatné teplotní charakteristiky. Další nevýhodou je, že jakékoli zkreslení nastavovacího napětí U_R , se přidá přímo na stejnosměrné zbytkové napětí na výstupním uzlu.

Použitím stejnosměrného proudového zdroje k nastavení usměrňovacích diod dosahujeme vyšší teplotní stability. Výstupní ofsetové napětí je snadno řízeno a upraveno tak, aby mělo minimální hodnotu. Teplotní závislost I-U charakteristiky vyplývá hlavně z parametrů I_s (saturačního proudu) a U_T (teplotního napětí) z charakteristické rovnice [3]:

$$I = I_s \exp\left(\frac{U}{U_T}\right). \quad (4.1)$$

Protože:

$$I_s \propto T^3 \exp\left(\frac{U_g}{U_T}\right) \quad a \quad U_T = \frac{kT}{q}, \quad (4.2)$$

kde U_g je odstup pásma napětí na absolutní nulu ($U_g = 1.205\text{V}$ pro Si.) Přepsání rovnice (4.1) na:

$$U = U_T \ln\left(\frac{I}{I_s}\right) \quad (4.3)$$

a diferencováním rovnic. (4.1) a (4.3) s ohledem na teplotu na znázornění teplotní závislosti, pak:

$$\frac{1}{I} \frac{dI}{dT} U = konst. \quad = \frac{1}{T} \left[3 + \frac{U_g - U}{U_T} \right], \quad (4.4)$$

$$\frac{1}{I} \frac{dI}{dT} U = konst. \quad = \frac{1}{T} \left[3 + \frac{U_g - U}{U_T} \right] \left(-\frac{U_T}{U} \right). \quad (4.5)$$

Pro klidový proud podstatně vyšší, než I_s můžeme předpokládat $U_T/U \ll 1$ ($U_T = 26\text{mV}$ při pokojové teplotě), aby:

$$\frac{1}{U} \frac{dU}{dT} I = konst. \quad = \frac{1}{I} \frac{dI}{dT} U = konst. \quad (4.6)$$

a tato nerovnost znamená, že mnohem lepší teplotní stability lze dosáhnout nastavením diod se stejnosměrným proudovým zdrojem, než se stejnosměrným napěťovým zdrojem [3].

V [3] je porovnán provoz dvou obvodů usměrňovačů, s napěťovým a proudovým řízením pomocí SPICE simulací s použitím plně tranzistorové úrovně modelu *CCIIO1* proudového konveju. Větší teplotní stabilita u proudově řízeného obvodu není jedinou výhodou techniky proudového řízení. Další předností je nižší úroveň offsetu na výstupu, offset je snadněji nastavitelný. Jinou výhodou proudového řízení je, že vykazuje nižší citlivost na změny nastavení komponentů.

Stejnoseměrný proud $I_{\tilde{R}}$ použitý k řízení usměrňovacích diod bude nevyhnutelně vytvářet stejnosměrné offsetové napětí na výstupním uzlu. Má-li být offset udržen na minimum, musí být $I_{\tilde{R}}$ redukován na nejnížší možnou hodnotu $I_{\tilde{R}}^*$ schopnou zajistit řádné řízení diod, a tím se vyhnout přepínání zpoždění kolem nulového přenosu. Na výstup usměrňovače je nutné umístit rezistor R pro zajištění cesty k zemi pro proudový signál, a pro danou hodnotu stejnosměrného proudu I takový, aby výstupní zbytkový proud $I_{\text{offset}} = I_{\tilde{R}}^*$, R je dán [3]:

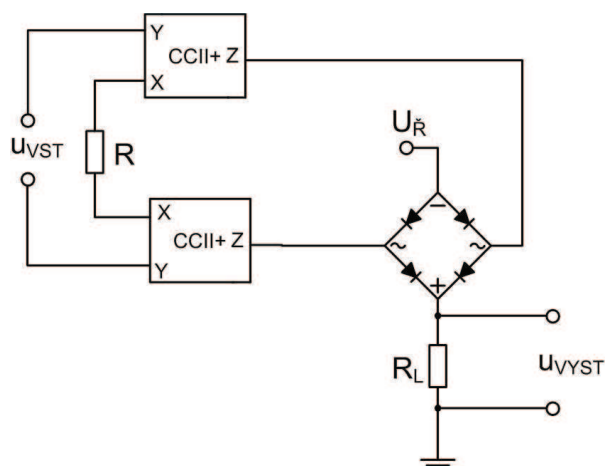
$$R = \frac{2}{I - I_{\tilde{R}}^*} \left[U_T \ln \left(\frac{I_{\tilde{R}}^*}{I_S} \right) + I_{\tilde{R}}^* R \right]. \quad (4.7)$$

V proudově řízeném obvodu, lze offset snadno upravit pomocí rezistoru, na rozdíl od napětově řízeného usměrňovače, ve kterém jsou offsetová úroveň a řízení přímo vztažené s nastavením stejnosměrného napětového zdroje pro řízení diod. Obvod pracuje dobře na vysokých frekvencích a má výrazně lepší teplotní stabilitu a nižší výstupní offset, který je snadno nastavitelný v porovnání s obvodem bez proudového řízení.

4.3 Dvoucestné můstkové usměrňovače s použitím CC

4.3.1 Můstkový usměrňovač

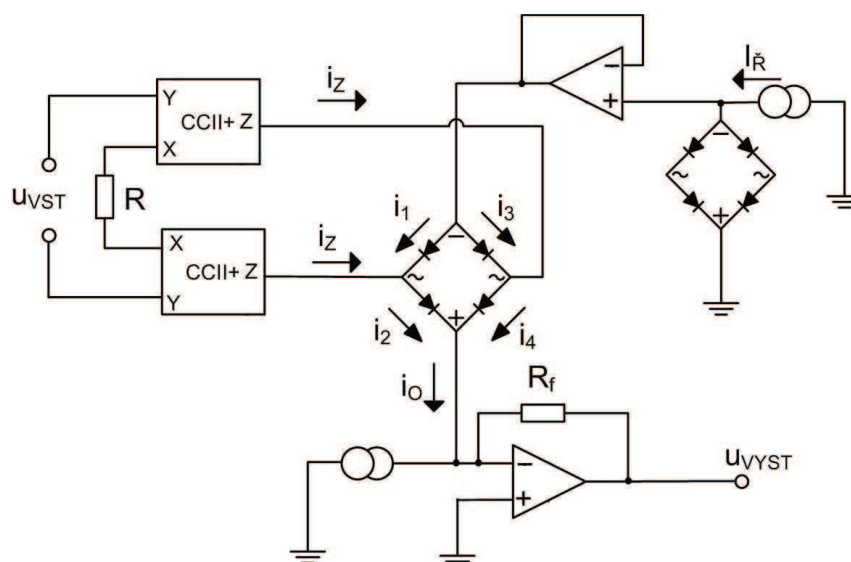
Ze schématu můstkového usměrňovacího obvodu s konvejory uvedeného na Obr. 4.3 [4] je patrné, že obvod je rozdělen na dva hlavní prvky a to U-I diferenciální převodník následovaný dvoucestným translineárním můstkovým usměrňovačem. U topologie založené na dvojici proudových konvejerů tvořících diferenciální převodník U-I, následovaný diodovým usměrňovačem, docílíme výkonového vylepšení, zejména pokud se diody přednastaví na okraj vodivosti. Avšak vzhledem ke způsobu, jakým jsou diody nastaveny, tak je obvod teplotně citlivý a citlivý na malé změny nastavovacího napětí a také zobrazení výstupního offsetu. Výkon nenastaveného mostu je omezen velmi vysokou dynamickou impedancí tvořenou můstkovými diodami v kritické nulové přenosové oblasti. Uplatněním řídicího napětí na můstek, pomáhá výkonu významně snížit maximální dynamickou impedanci tvořenou můstkovým přechodem, ale vyžaduje velmi citlivé úpravy z důvodu exponenciálního vztahu mezi diodovým napětím a proudem. Důsledkem řízení zátěže přímo z můstku při plném výstupním napětí, které se odráží zpět přes můstek, dochází k znehodnocení přesné činnosti prostřednictvím napětové úpravy výstupních uzlu proudového konvejeru. Řídící proud tekoucí v zátěži má také důsledek na výstupní offsetové napětí. [4]



Obr. 4.3: Můstkový usměrňovač

4.3.2 Upravený můstkový usměrňovač

Problémy změn nastavovacího napětí diod a teplotní citlivosti obvodu z kapitoly 4.3.1, mohou být vyřešeny obvodovými modifikacemi uvedenými na Obr. 4.4 [4]. V novém obvodu je výstupní část můstku tvořena z proudově součtového uzlu odstraňující úplně efekt odražené napěťové modulace a následně umožňuje mnohem větší lineární rozsah. Maximální dynamický odpor diody je určen přímo jejím řídicím proudem, spíše než napětím, můstková řídicí úroveň je jednoduše a přesně nastavena proudem bez problémů teplotní nebo nastavovací citlivosti [4]. Přidání rezistoru do cesty napájení je metoda generování řídicího proudu použitelná pro většinu obvodů.



Obr. 4.4: Modifikovaný můstkový usměrňovač s proudovým řízením

Použitím notace z Obr. 4.4, provoz translineárního mostu vyžaduje, aby proudy a napětí na diodách byly:

$$i_2 = i_1 - i_Z \quad i_3 = i_2 \quad i_4 = i_1 \quad u_1 + u_2 = u_3 + u_4 = U_{\check{R}}. \quad (4.8)$$

Součet pro celo-můstkový výstupní proud I_{VYST} dává:

$$i_{VYST} = \sqrt{i_Z^2 + I_R^2}. \quad (4.9)$$

Protože, $i_Z = u_{VST}/R$ a $u_{VYST} = -I_{VYST}R_f$, bude výstupní napětí:

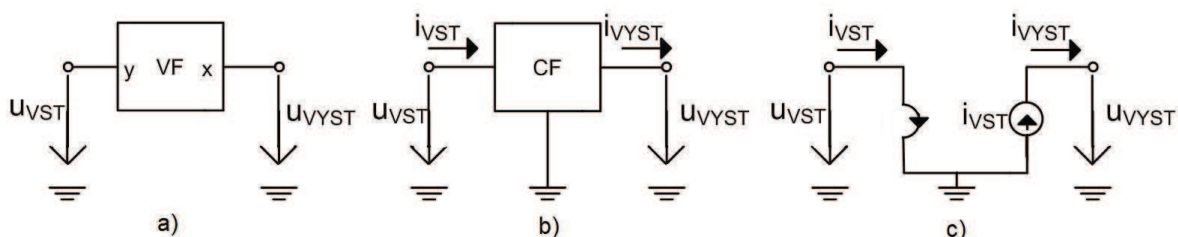
$$u_{VYST} = -R_f \sqrt{(u_{VST} - R)^2 + I_R^2}. \quad (4.10)$$

Přestože přidáním řízení můstku přináší významný přínos pro přesnost průběhu, musí nevyhnutelně ovlivnit linearitu v přenosové oblasti, kde se i_Z stává srovnatelné s I_R , bez ohledu na to, jak je řízení můstku uplatňováno. Naštěstí, je účinek zanedbatelný při nízkém řídicím proudu.

Obvod má vylepšenou přesnost spojenou s nekritickým nastavením a zvýšený dynamický rozsah získaný proudovým řízením usměrňovacího můstku a zatížením s trans-impedančním výstupem. Rozšíření této techniky pomocí velmi rychlých konvektorů a Schottkyho diod umožní stejný přínos jako snížení dynamické impedance můstku, jež bylo získané na vyšších frekvencích. Metoda je vhodná zejména pro integraci, slibující vysokorychlostní přesnost usměrňovače bez kritických úprav.[4]

5 Dvoucestné přesné usměrňovače s použitím sledovačů

Buňky jednotkového zisku (Unity gain cell's) jsou speciální třídou zařízení proudového režimu, včetně těch nejjednodušších: sledovačů napětí a proudu. Původní úmysl bylo jejich použití jako napěťových bufferů, respektive jako proudových bufferů. Napěťové sledovače (VF) jsou již dobře známy z konvenčních napěťových modulačních operací. U provozu proudového režimu je napěťový sledovač vytvořen v translineární technologii s cílem poskytnout zlepšení funkce.[5] Symbol, pro napěťový sledovače je, znázorněn na Obr. 5.1(a). Proudový sledovač (CF) je nejjednodušší přístroj v proudovém režimu. Jeho symbol a náhradní obvod, jsou uvedeny na Obr. 5.1(b) a (c). Zápis pro vstupy a výstupy jsou zapůjčené z matice popisující činnost proudových konvektorů.(5.1)

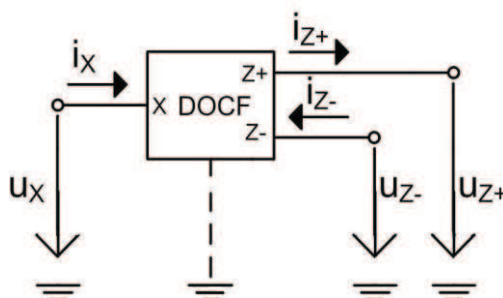


Obr. 5.1: a)symbol napěťového sledovače b)symbol proudového sledovače

c)náhradní obvod proudového sledovače

$$\begin{bmatrix} u_{VST} \\ i_{VYST} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{VYST} \\ i_{VST} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Variantou proudového sledovače je *DOCF* (Double Output Current Follower) dvou-výstupový proudový sledovač zobrazen na Obr. 5.2. Proud, který protéká skrz, má opačná znaménka, a jsou tak rovny vstupní hodnotě. Jednotlivé uzly *DOCF* jsou uvedeny jako vstup *X*, přímý výstup *Z+* a invertovaný výstup *Z-* (opak notace proudových konvektorů). Funkční matice *CF* je uvedena v rovnici (5.2).

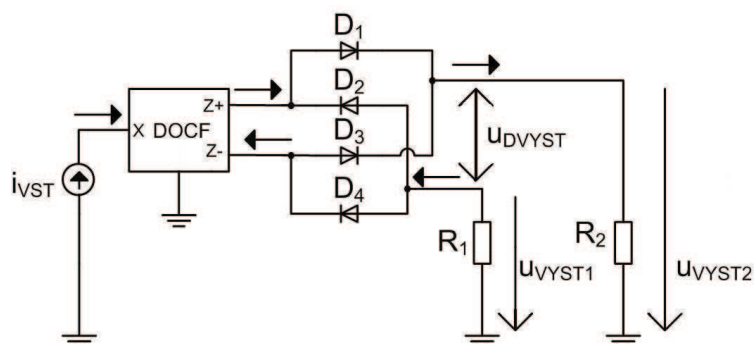


Obr. 5.2: Dvoj-výstupový proudový sledovač (DOCF)

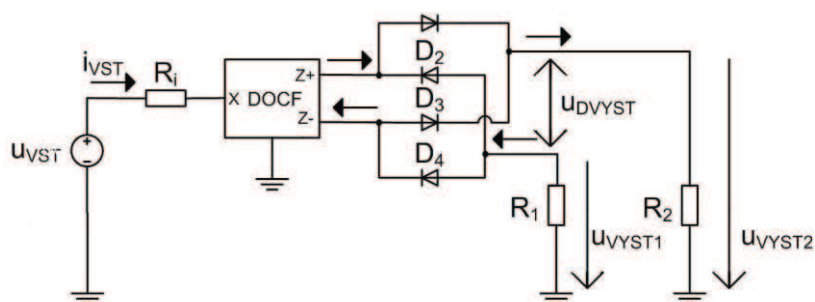
$$\begin{bmatrix} u_X \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ u_{Z+} \\ u_{Z-} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

5.1 Dvoucestný usměrňovač s DOCF

K docílení dvoucestného přesného usměrnění použijeme pouze jednoho *DOCF*, čtyř diod a jednoho nebo dvou rezistorů, které nejsou v případě proudového výstupu usměrňovače nutné. Schéma obvodu je uvedeno na Obr. 5.3 [5]. Je-li vstupním signálem napětí, musí být přidán rezistor na vstup usměrňovače, jak je uvedeno na Obr. 5.4 [5].



Obr. 5.3: DOCF s proudovým vstupním signálem



Obr. 5.4: DOCF s napěťovým vstupním signálem

Když je vstupní proud kladný, diody D_1 a D_4 jsou otevřeny a D_2 , D_3 zavřeny. Když se polarita vstupního proudu změní, D_1 a D_4 jsou zavřeny a naopak D_2 , D_3 otevřeny. Takže, do rezistoru R_1 teče pozitivní dvoucestně usměrněný proud, a negativní teče do R_2 . Pokud mají být výstupy usměrňovače proudové rezistory R_1 a R_2 nejsou nutné a výstupy usměrňovacího můstku jsou připojeny přímo na zem. Jestliže mají být výstupy napěťové, jsou nezbytné jeden nebo oba rezistory. Je vhodné, aby hodnota rezistorů byla zvolena tak malá, jak je možné, aby se zlepšila přesnost při vysoké frekvenci kvůli uzlu, který tvoří odpor a výstupní kapacita můstku.

Výrazy u_{VYST1} a u_{VYST2} jsou:

$$u_{VYST1} = \begin{cases} i_{VST} \alpha R_1 & | i_{VST} \geq 0 \\ -i_{VST} \beta R_1 & | i_{VST} \leq 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

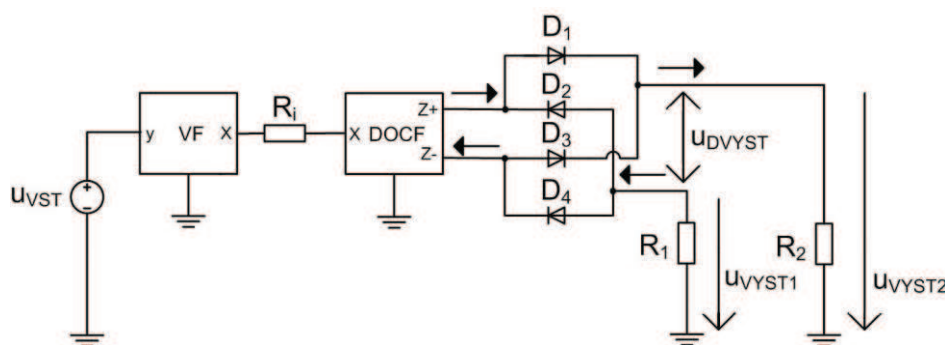
$$u_{VYST2} = \begin{cases} -i_{VST}\alpha R_2 & | i_{VST} \geq 0 \\ i_{VST}\beta R_2 & | i_{VST} \leq 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

Pro diferenciální výstupní napětí platí:

$$u_{DVYST} = u_{VYST1} - u_{VYST2} = \begin{cases} \alpha(R_1 + R_2)i_{VST} & | i_{VST} \geq 0 \\ -\beta(R_1 + R_2)i_{VST} & | i_{VST} \leq 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

kde α a β jsou reálné přenosové koeficienty proudu menší než 1, ale v její těsné blízkosti. Typické hodnoty jsou $\alpha = 0,98$ a $\beta = 0,96$ [5].

5.2 Upravený obvod s napěťovým sledovačem



Obr. 5.5: Upravený obvod s napěťovým sledovačem

Je-li vstupní impedance usměrňovače kritická a/nebo vstupní napětí velmi malé (pod 100mV) nemusí být řešení obvodu na Obr. 5.3 a 5.4 přijatelné. Obvod, znázorněn na Obr. 5.5 [5] řeší tento nedostatek přidáním sledovače napětí, který zajistí vysokou vstupní impedanci usměrňovače. Aby se zajistila správná činnost obvodu, je třeba volit hodnotu rezistoru R_i jak je uvedeno v [5] v rozmezí,:

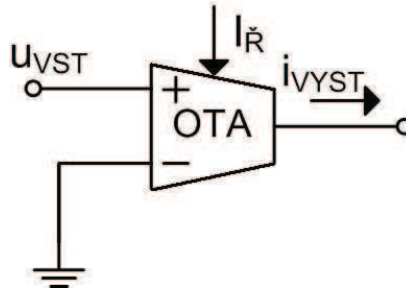
$$\frac{U_{vfo}^{\max}}{I_{vfo}^{\max}} \leq R_i \leq \frac{U_{vfo}^{\max}}{I_{\tilde{R}}^{\max}}, \quad (5.6)$$

kde $U_{vfo}^{\max}$ představuje absolutní velikost výstupního napětí proudového sledovače, $I_{vfo}^{\max}$ je maximální proud přípustný na výstupu sledovače a $I_{\tilde{R}}$ je velikost řídicího proudu vstupní části DOCF.

Provedení přesného usměrňovače v proudovém režimu je velmi jednoduché, které používá jako aktivní prvky pouze sledovače. Vzhledem ke sníženému počtu externích pasivních komponentů, je vhodný pro integraci. Přesnost je velmi dobrá i při vysoké frekvenci. Kromě toho obvody poskytují jak proudové, tak i napěťové výstupní signály.

6 Usměrňovače založené na operačním transkonduktančním zesilovači (OTA)

V této kapitole je pro realizaci usměrňovačů použit jako aktivní obvodový prvek operační transkonduktanční zesilovač. Obecně platí, že konvenční obvody usměrňovače v napěťovém režimu jsou obvykle založeny na použití OZ a diod. Navrhovaný systém v [6] využívá vlastnosti diferenčních zesilovačů uvnitř operačního transkonduktančního zesilovače a vyhýbá se tak použití diod. Proto dvoucestný usměrňovač používá OTA jako jediný aktivní prvek obvodu.



Obr. 6.1: Operační transkonduktanční zesilovač

Symbol OTA je na Obr. 6.1 s vyznačenými proudy a napětími. $I_{\tilde{R}}$ je řídicí proud, a u_{VST} je vstupní napětí a i_{VYST} výstupní proud. Výstupní proud i_{VYST} může být podán jako:

$$i_{VYST} = I_{\tilde{R}} \left(\frac{u_{VST}}{2U_T} \right), \quad (6.1)$$

kde $U_T = KT/q$. Nicméně, z (6.1), platí, že pokud $I_{\tilde{R}}$ je proud vstupního signálu a u_{VST} je konstantní stejnosměrné napětí, jenž je mnohem větší, než $2U_T$ nebo $u_{VST} \gg 2U_T$, ale nižší než maximální běžný rozsah vstupního napětí, tak pro výstupní proud i_{VYST} platí:

$$i_{VYST} = I_{\tilde{R}}. \quad (6.2)$$

Je třeba poznamenat, že proud $I_{\tilde{R}}$ může téct pouze do obvodu, nebo v pozitivním směru. Naproti tomu, pokud u_{VST} je konstantní stejnosměrné napětí, které je mnohem nižší než $-2U_T$ nebo $u_{VST} \ll -2U_T$, tak výstupní proud i_{VYST} se teď stane

$$i_{VYST} = -I_{\tilde{R}}. \quad (6.3)$$

Z Rovnic. (6.2) a (6.3) vyplývá, že směr, nebo polarita výstupního proudu může být řízena stejnosměrným napětím.

6.1 Jednocestný usměrňovač

Základ jednocestného usměrňovače, který využívá pouze dva OTA je zobrazen na Obr. 6.2 [6]. Skládá se ze dvou OTA a konstantního napěťového zdroje U_C . OTA₁ funguje jako U-I převodník, který převádí vstupní napětí u_{VST} na proud $i_1 = g_{m1}u_{VST}$, kde $g_{m1} = I_{\tilde{R}1}/2U_T$ a $I_{\tilde{R}1}$ je řídicí proud.

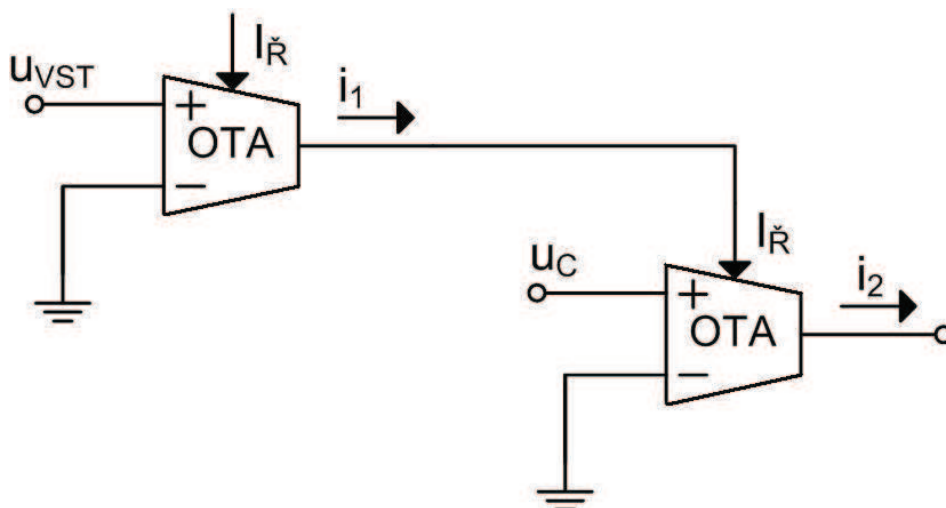
Výstupní proud i_1 z OTA_1 je teče do OTA_2 jako řídicí proud. Z OTA_2 a z (6.1), při konstantním napěťovém zdroji $U_C \gg 2U_T$, můžeme výstupní proud i_2 vyjádřit jako:

$$i_2 = \begin{cases} g_m u_{VST} & \text{pro } u_{VST} > 0 \\ 0 & \text{pro } u_{VST} < 0 \end{cases} \quad (6.4)$$

Na druhou stranu, když $U_C \ll -2U_T$, výstupní proud i_2 může být podán jako:

$$i_2 = \begin{cases} -g_m u_{VST} & \text{pro } u_{VST} > 0 \\ 0 & \text{pro } u_{VST} < 0 \end{cases} \quad (6.5)$$

Z (6.4) a (6.5) je jasné patrné, že zapojení na obr. 6.2 se chová jako pozitivní a negativní jednocestný usměrňovač, který závisí na polaritě řídicího konstantního napěťového zdroje U_C . Je třeba poznamenat, že pro dobrou usměrňovací odezvu, by napětí mělo být v rozmezí $|200\text{mV}| \leq |u_{VST}| \leq |U_{NAP}|$.



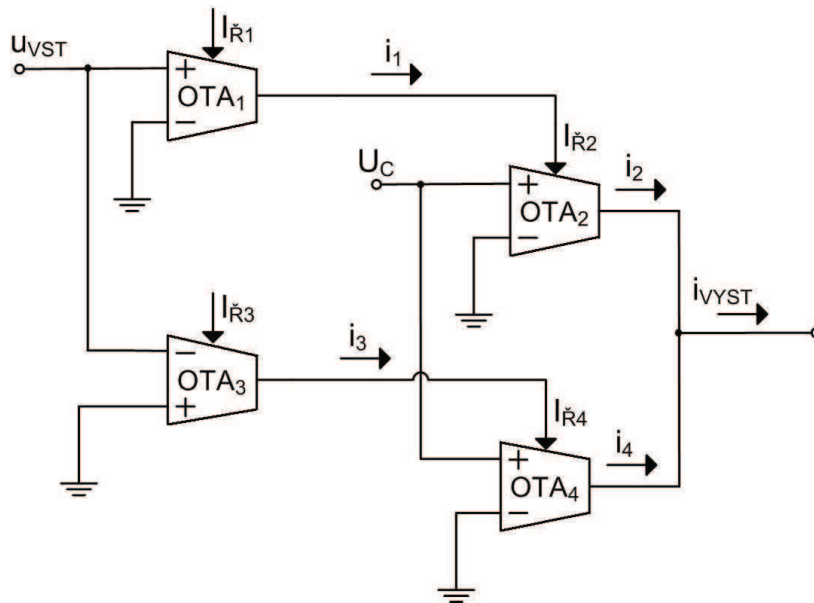
Obr. 6.2: Jednocestný usměrňovač tvořený OTA

6.2 Dvoucestný usměrňovač

Zkombinováním dvou jednocestných usměrňovacích obvodů můžeme získat dvoucestný usměrňovač, kde (OTA_1 a OTA_2) a (OTA_3 a OTA_4) pracují jako pozitivní popřípadě negativní jednocestné usměrňovače. V ideálním případě, jsou transkonduktanční zisky OTA_1 a OTA_3 stejné, tak, že $g_{m1} = g_{m3} = g_m$, kde $I_{R1} = I_{R3} = I_R$ a $g_m = I_R/2U_T$. Pro $u_{VST} > 0$, mohou být proudy i_1 a i_3 z OTA_1 a OTA_3 , psaný jako:

$$i_1 = g_m u_{VST} = g_m u_{VST} \quad a \quad i_3 = -g_m u_{VST} = -g_m u_{VST} \quad (6.6)$$

Proudy i_1 a i_3 jsou řídicí proudy OTA₂ a OTA₄. S konstatováním, že v případě $U_C \gg 2U_T$, OTA₂ a OTA₄ povolí pouze kladný proud protékající skrz. To znamená, že pro $u_{VST} > 0$, proudy $i_2 = i_1$ a $i_4 = 0$. Během $u_{VST} < 0$, proud i_1 je negativní a proud i_2 je pozitivní. Proto, $i_2 = 0$ a $i_4 = i_3$.



Obr. 6.3: Dvoucestný usměrňovač tvořený OTA [6]

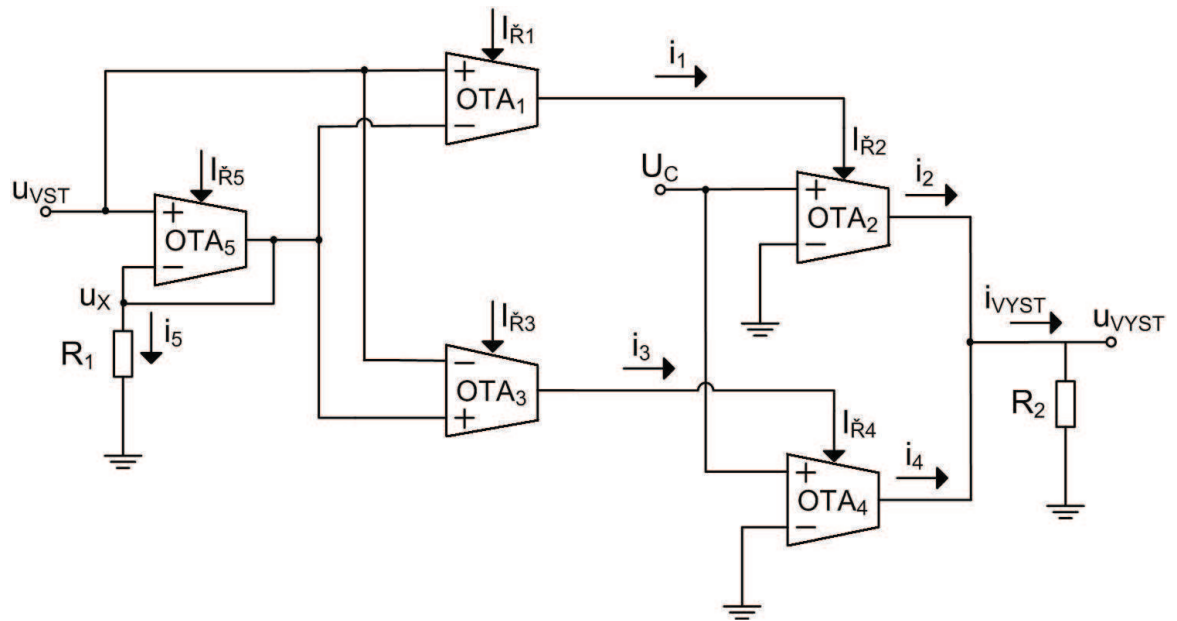
$$i_{VYST} = i_2 + i_4 = g_m u_{VST} = \frac{I_{\bar{R}}}{2U_T} |u_{VST}| \quad \text{nebo} \quad i_{VYST} = -g_m |u_{VST}| = -\frac{I_{\bar{R}}}{2U_T} |u_{VST}| \quad (6.7)$$

Z rovnice (6.7) je patrné, že obvod může být provozován jako pozitivní, nebo negativní dvoucestný usměrňovač řízen polaritou U_C . Tato výhoda není obvykle u obvodů založených na OZ možná.

Existují však dvě hlavní omezení, které se vyskytují při používání běžných bipolárně-založených OTA v designu obvodu. Prvním omezením je, že vstupní fázi OTA je konvenční diferenční pár, kde diferenční vstupní napětí je omezeno na méně než 50mV pro lineární operace. Druhým omezením je to, že transkonduktanční zisk OTA g_m je nepřímo úměrný na teplotě a tak ovlivňuje výstupní proud. [6]

$$\frac{\delta i_{VYST}}{i_{VYST}} = \frac{-2U_T}{2U_T + I_{\bar{R}5} R_1} \frac{\Delta T}{T} \quad (6.8)$$

Z rovnice (6.8) je vidět, že vliv teploty lze snížit zvýšením hodnoty $I_{\bar{R}5} R_1$. Proto, je schéma založené na kompenzaci. Dvoucestný teplotně necitlivý usměrňovač s širokým dynamickým rozsah založen na OTA je zobrazen na Obr. 6.4 [6]. OTA₅, které je koncipováno jako elektronicky laditelný odpor, spolu s rezistorem R_1 fungují jako dělič napětí. To činí rozdíl napětí $u_{VST} - u_X$ na OTA₅ malý a proto zvyšuje dynamický rozsah obvodu. Napětí na OTA₅ se pak použije jako vstupní napětí pro OTA₁ a OTA₃. [6]



Obr. 6.4: Kompenzovaný dvoucestný usměrňovač založený na OTA

Z analýzy obvodu z Obr. 6.4, může být napětí na uzlu X napsáno jako [6]:

$$u_X = \frac{g_{m5} R_1}{1 + g_{m5} R_1} u_{VST} \quad (6.9)$$

a proudy i_1 a i_3 lze vyjádřit jako:

$$i_1 = -i_3 = g_m (u_{VST} - u_X) \quad kde \quad g_{m1} = g_{m3} = g_m \quad (6.10)$$

Pokud v návrhu, necháme $g_{m5} R_1 \gg 1$, proudy i_2 a i_4 jsou přibližně dány:

$$i_2 = -i_4 = \frac{g_m}{g_{m5} R_1} u_{VST} = \frac{I_{\check{R}}}{I_{\check{R}5}} \frac{u_{VST}}{R_1} \quad (6.11)$$

a výstupní napětí u_{VYST} se rovná:

$$u_{VYST} = \frac{I_{\check{R}} R_2}{I_{\check{R}5} R_1} u_{VST} \quad pro \quad U_C \gg 2U_T \quad (6.12)$$

$$u_{VYST} = -\frac{I_{\check{R}} R_2}{I_{\check{R}5} R_1} u_{VST} \quad pro \quad U_C \ll -2U_T. \quad (6.13)$$

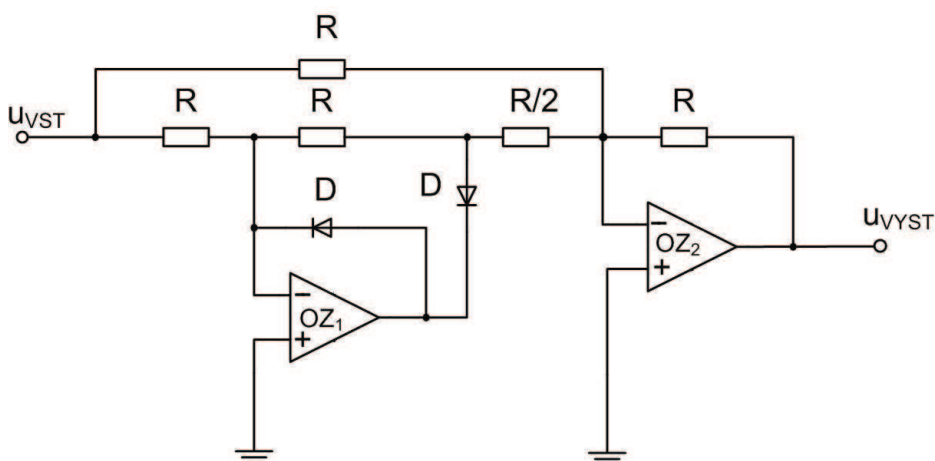
Rovnice (6.12) a (6.13) ukazují, že teplotní závislost transkonduktančních zisků g_{m1} a g_{m3} jsou kompenzovány g_{m5} . Kromě toho se zlepšilo omezení výkyvů vstupního napětí z $2U_T$ na přibližně $I_{R5}R_1$. Výstupní napětí u_{VYST} lze elektronicky ladit proudovým poměrem I_R/I_{R5} . [6]

Šířka pásma navrhovaného obvodu byla 50 kHz. Omezení operační frekvence navrhovaného usměrňovače závisí na chybě při nulovém přenosu z důvodu přepínání OTA2 a OTA4. Dvoucestný usměrňovač využívá *OTA* jako jediných aktivních prvků a nevyžívá diod. Úpravou obvodu docílíme omezení výkyvů vstupního napětí z $2U_T$ přibližně na $I_{R5}R_1$ a teplotní citlivost *OTA* je také vyrovnána.

7 Univerzální přesný dvoucestný usměrňovač

7.1 Teorie a simulace

Na Obr. 7.1 [7] je znázorněn obvod dvoucestného usměrňovače složeného z jednocestného usměrňovače založeného okolo OZ_1 a řídicí sumačního zesilovače nastaveného okolo OZ_2 . Tato třída obvodů pracuje obecně dobře na nízkých frekvencích, ale vytváří středně velké až velké zkreslení průběhů při frekvencích vyšších než asi 1 kHz [7]. K tomu dochází, když na přechodovém bodu vstupního signálu, jsou diody zavřené, a proto, OZ pracuje bez zpětné vazby. Jak stoupá frekvence signálu, omezená rychlost přeběhu stále více brání OZ rychlému sepnutí diod a vede ke zkreslení výsledků. Tento problém je možné překonat použitím CC. Vysoká výstupní impedance proudových konvektorů překoná spínací odpor diody tak, že obvod pracuje i při frekvencích vyšších než 100 kHz. Šířku pásma je možné rozšířit napěťovým a proudovým řízením. Obvody založené na tomto principu mají větší šířku pásma a nižší zkreslení než obvody používající operační zesilovače, přesnost je horší než u obvodů založených na operačních zesilovačích, protože zde dochází k nepřesnosti přenosové funkce, kvůli odporu r_x na invertovaném vstupu každého proudového konvektoru. Zde odpor r_x je málo přesná složka uvnitř proudového konvektoru.



Obr 7.1: Univerzální přesný dvoucestný usměrňovač

Upravený obvod znázorněn na Obr. 7.2 [7] je tvořen dvěma OZ a proudovým konvektorem. Nadále používá součtový zesilovač, ale část obvodu pracující jako jednocestný usměrňovač je nahrazena jiným s větší přesností a větší šířkou pásma. Nový jednocestný usměrňovač pracuje ve spojení OZ a proudového konvektoru v konfiguraci označené jako operační konvektor. Přenosová funkce pro tento usměrňovač tvořený spojením OZ a CC je dána:

$$A = \frac{k}{1 + \tau s}, \quad (7.1)$$

kde k je nízko-frekvenční zisk, a τ je časová konstanta OZ , která definuje jeho mezní frekvenci. Když je přenosová funkce. i_z/u_{VST} dána jako:

$$\frac{i_Z}{u_{VST}} = -\frac{1+k}{r_X+(1+k)R_1} \frac{1+s\tau/(1+k)}{1+s\tau/(1+k\beta)}, \quad (7.2)$$

kde:

$$\beta = \frac{R_1}{r_X + R_1}. \quad (7.3)$$

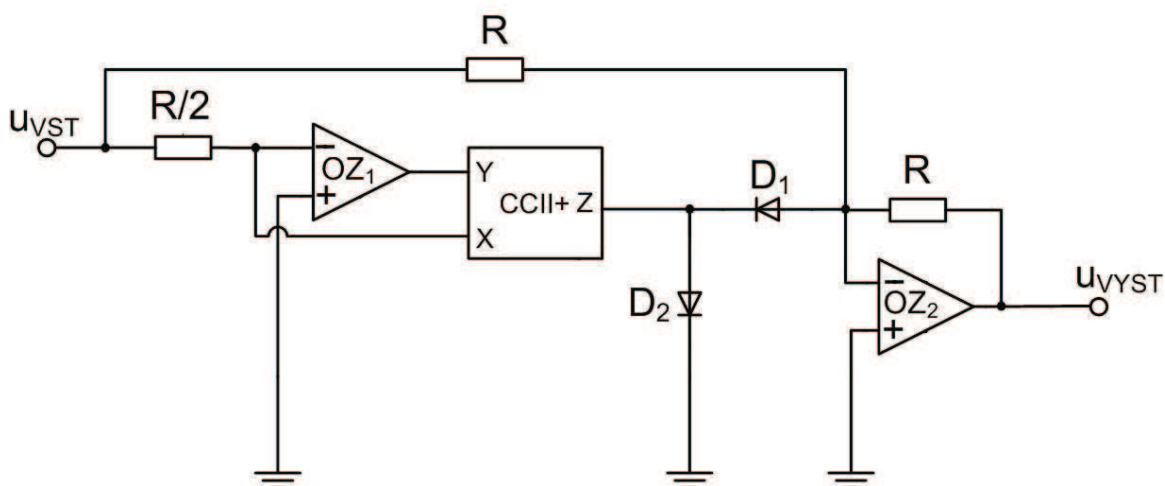
Zde i_Z je výstupní proud na uzlu Z operačního konveju, a r_X je ekvivalentní odpor na invertujícím vstupu proudového konveju. Když $k \gg 1$, rovnice (7.2) přechází v:

$$\frac{i_Z}{u_{VST}} = -\frac{1}{R_1} \frac{1+s\tau/(1+k)}{1+s\tau/(1+k\beta)}. \quad (7.4)$$

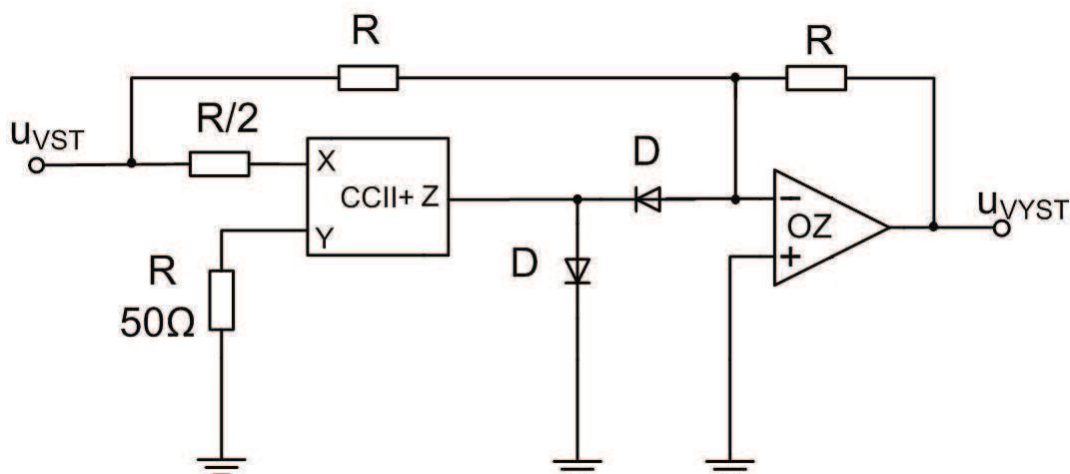
Proto lze vidět, že získáme velký zisk OZ odstraněním r_X z přenosové funkce (7.4), a tím docílit zlepšení přesnosti obvodu, protože r_X je nízko-toleranční komponent.[7]

Vysoká výstupní impedance operačního konveju výstupního terminálu pomáhá překonat odpor sepnutí diody, tím zvyšuje linearitu a provozní frekvenci obvodu. Jako výsledek, přesný jednocestně usměrněný proud protéká přes D_1 při pozitivní polovině cyklu vstupního signálu u_{VST} . Tento signál je sečten v OZ₂ se vstupním signálem majícím relativní váhu stanovenou $R_1 = R/2$ a $R_2 = R_3 = R$. Výsledným výstupem z OZ₂ je dvoucestně usměrněný signál, který je dán:

$$u_{VYST} = |i_Z|R = |u_{VST}|. \quad (7.5)$$



Obr. 7.2: Univerzální přesný dvoucestný usměrňovač s použitím operačního konveju



7.3: Univerzální přesný dvoucestný usměrňovač s použitím proudového konveje

Další úpravou je odstranění operačního zesilovače OZ_1 , kde jako jednocestný usměrňovač pracuje samotný proudový konveje. Přenosová funkce pro tento obvod je dána jako:

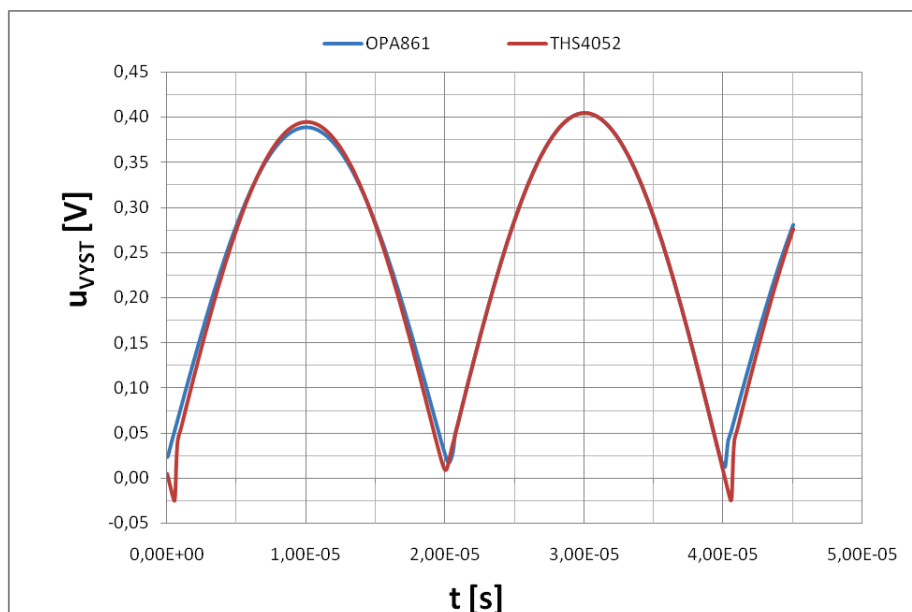
$$u_{VYST} = |u_{VST}|. \quad (7.6)$$

Za předpokladu, že:

$$R_1 + r_x = \frac{R}{2}. \quad (7.7)$$

Vzhledem k tomu, že podmínka (7.7) obsahuje r_x , je tento obvod méně přesný než obvod na Obr. 7.2 zahrnující operační konveje.

Na Obr. 7.4 jsou srovnány výstupní usměrněné průběhy pomocí počítačového programu OrCAD pro obvody z Obr. 7.1 a 7.3. Frekvence vstupního signálu byla 25 kHz. U obvodu s operačními zesilovači je patrné značné zkreslení. Obvod s operačním konvejerem si udržel integritu do 50 kHz.

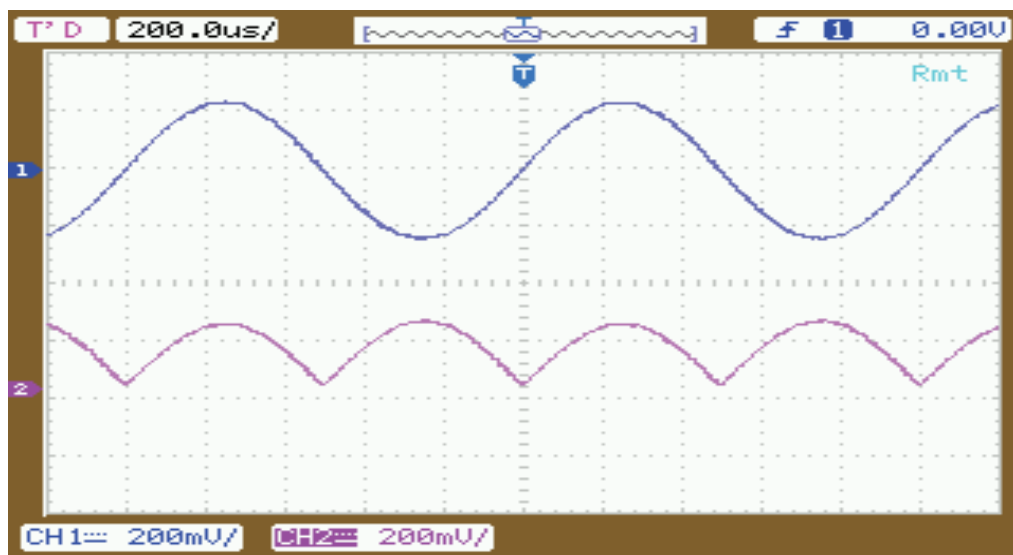


Obr. 7.4: Srovnání nasimulovaných průběhů obvodů s operačními zesilovači THS4052 a proudovým konvejerem OPA861

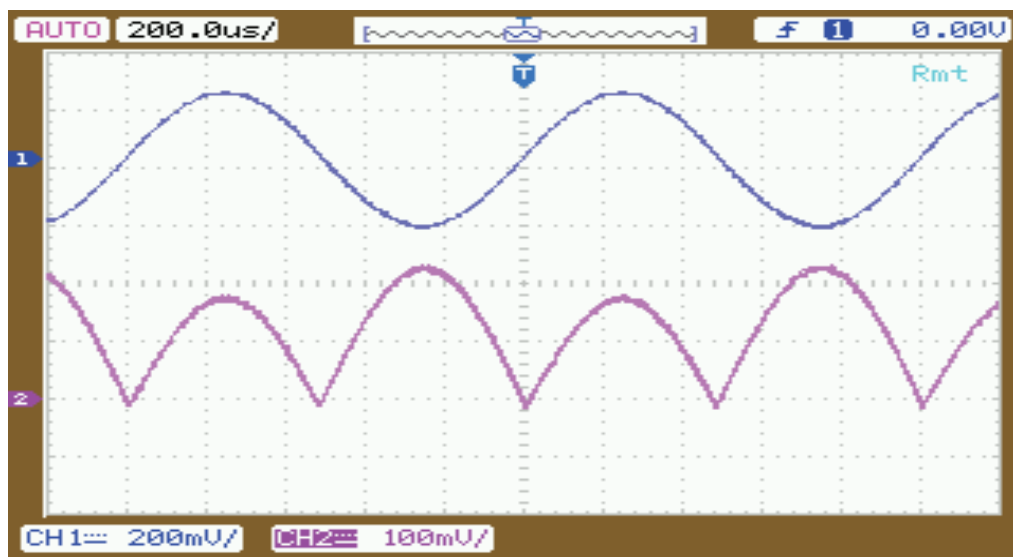
7.2 Realizace a měření

Jako praktická část byly zrealizovány obvody univerzálního přesného dvoucestného usměrňovače složeného z jednocestného usměrňovače založeného okolo OZ_1 a sumačního zesilovače nastaveného okolo OZ_2 , s použitím operačního zesilovače THS4052C podle Obr. 7.1 a s použitím proudového konvejeru OPA861 podle Obr. 7.3..

Na Obr. 7.5 pro operační zesilovač THS4052C a Obr. 7.6 pro obvod s proudovým konvejerem OPA861 jsou zobrazeny vstupní a výstupní průběhy realizovaných obvodů pro vstupní signál s frekvencí $f = 1$ kHz a amplitudou $U_{pp} = 400$ mV.

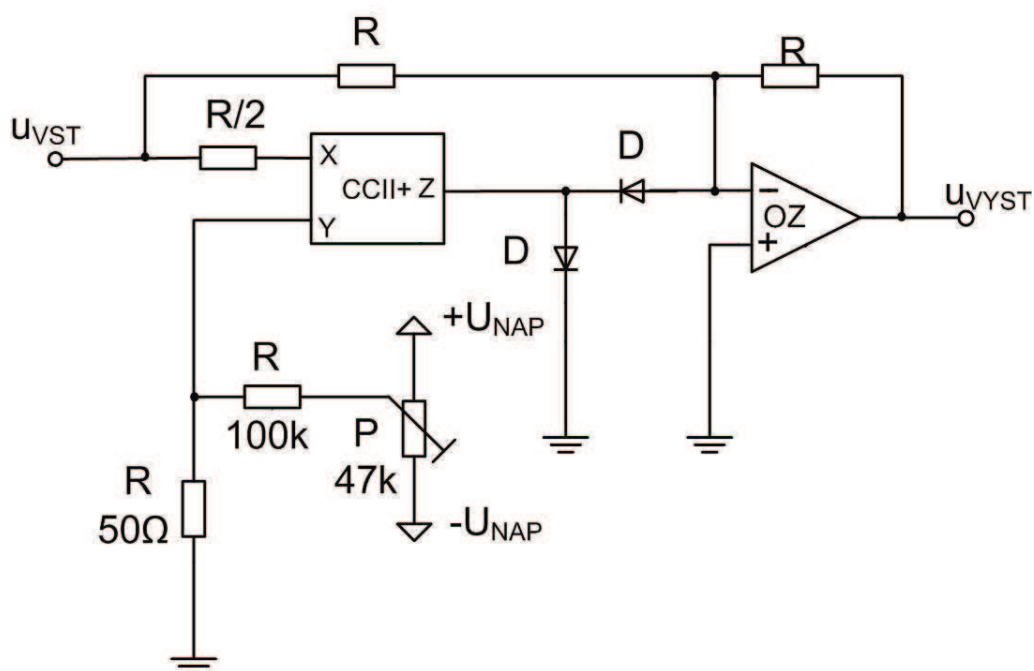


Obr. 7.5: Průběh vstupního a výstupního signálu pro obvod s operačním zesilovačem pro vstupní signál s frekvencí 1 kHz a amplitudou 400 mV



Obr. 7.6: Průběh vstupního a výstupního signálu pro obvod s proudovým konvejerem pro vstupní signál s frekvencí 1 kHz a amplitudou 400 mV

U obvodu s proudovým konvejerem je patrná nevyváženost výstupního signálu tvořeného součtem přímého signálu přicházejícím horní větví obvodu na sumačního zesilovače a jednocestně usměrněného signálu z usměrňovače tvořeného okolo proudového konveju vzniklá vlivem nepřesnosti přenosové funkce, způsobené odporem r_x na invertovaném vstupu proudového konveju a dále pak nutností dodávat do obvodu vstupní offsetové napětí. Tedy i přes volbu velmi kvalitních logických obvodů, bylo do obvodu nutné dodávat přibližně 14mV offsetového napětí. Tento problém je možné řešit použitím obvodových úprav pro nulování offsetu, jak je znázorněno na Obr. 7.7.



Obr. 7.7: Obvod usměrňovače s nulováním vstupního offsetového napětí

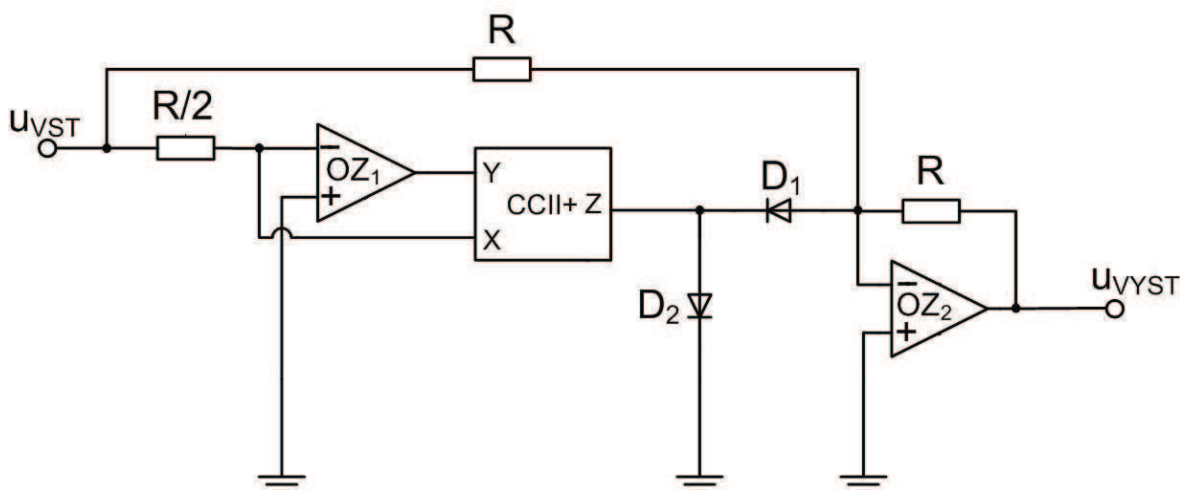
Přenosová funkce pro tento obvod je dána jako:

$$u_{VYST} = |u_{VST}|, \quad (7.8)$$

za předpokladu, že:

$$R_1 + r_x = \frac{R}{2}. \quad (7.9)$$

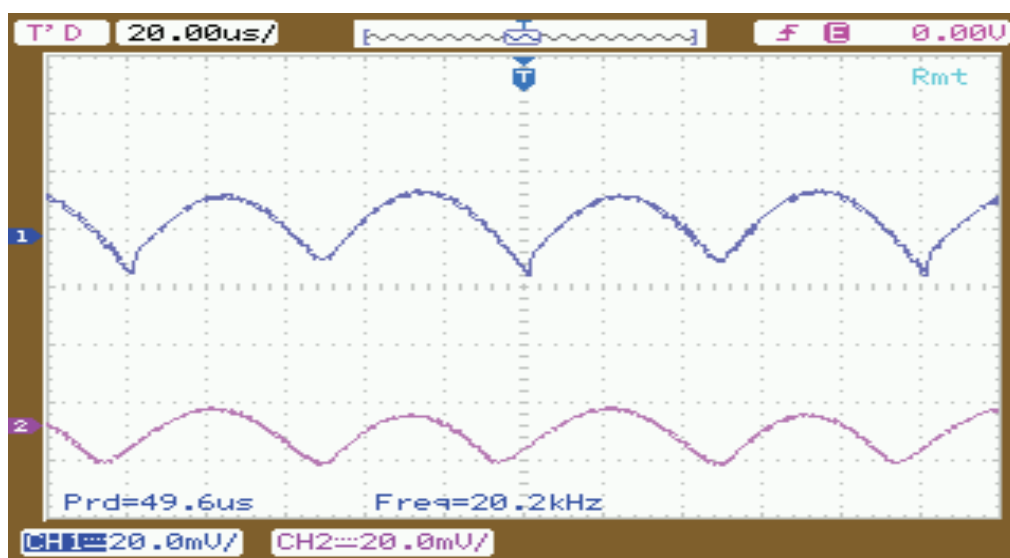
Vzhledem k tomu, že podmínka (7.9) obsahuje r_x , je obvod z Obr. 7.3 méně přesný než obvod zahrnující operační konvektor. Dalším možným řešením je tedy usměrňovač na Obr. 7.8.



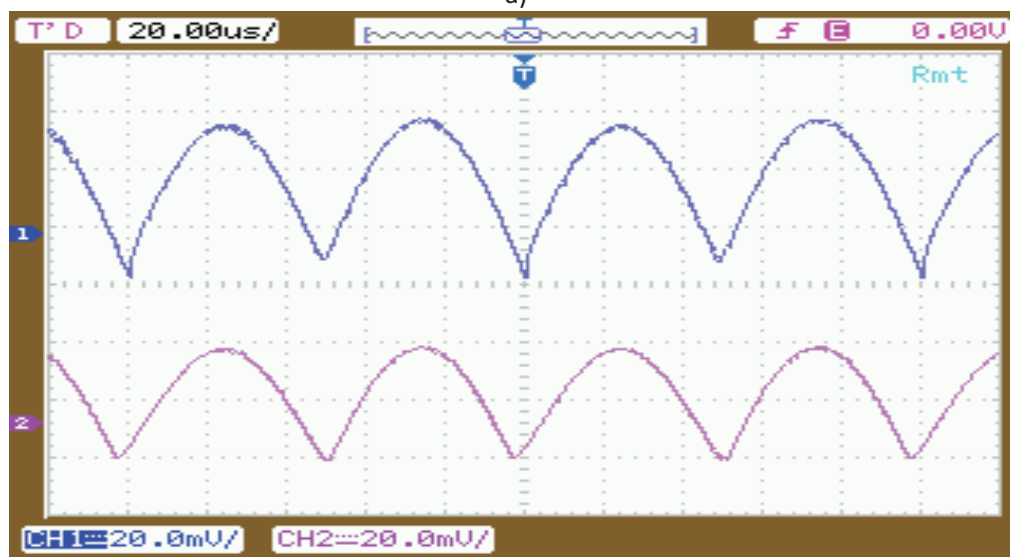
Obr. 7.8: Univerzální přesný dvoucestný usměrňovač s operačním konvejerem

Pro srovnání obvodů usměrňovače s operačním zesilovačem THS4052C a proudovým konvejerem OPA861 bylo provedeno měření pro několik frekvencí a amplitud vstupního signálu. Na Obr. 7.9 jsou znázorněny naměřené výstupní průběhy pro frekvenci vstupního signálu 10kHz a amplitudy, a) 50mV, b) 100mV a c) 500mV. Již při kmitočtu 10kHz je u obvodu s operačním zesilovačem patrné zkreslení. Na Obr. 7.10 jsou znázorněny výstupní průběhy pro frekvenci vstupního signálu 100kHz. U obvodu s operačním zesilovačem dochází k výraznému zkreslení nejen z důvodu zpoždění diod, ale u menších amplitud dochází i ke zkreslení celého tvaru signálu, u obvodu s proudovým konvejerem je pozorovatelné velmi malé zkreslení, zvláště pak lépe pozorovatelné pro větší amplitudy. A na Obr. 7.11 jsou zobrazeny výstupní průběhy pro frekvenci vstupního signálu 1MHz. Pro obvod s OZ pro nižší amplitudy již vůbec nedochází k usměrňování a u signálu s amplitudou 500mV diody spínají téměř v polovině záporné půlperiody. U obvodu s CC dochází k výraznějšímu zkreslení signálu.

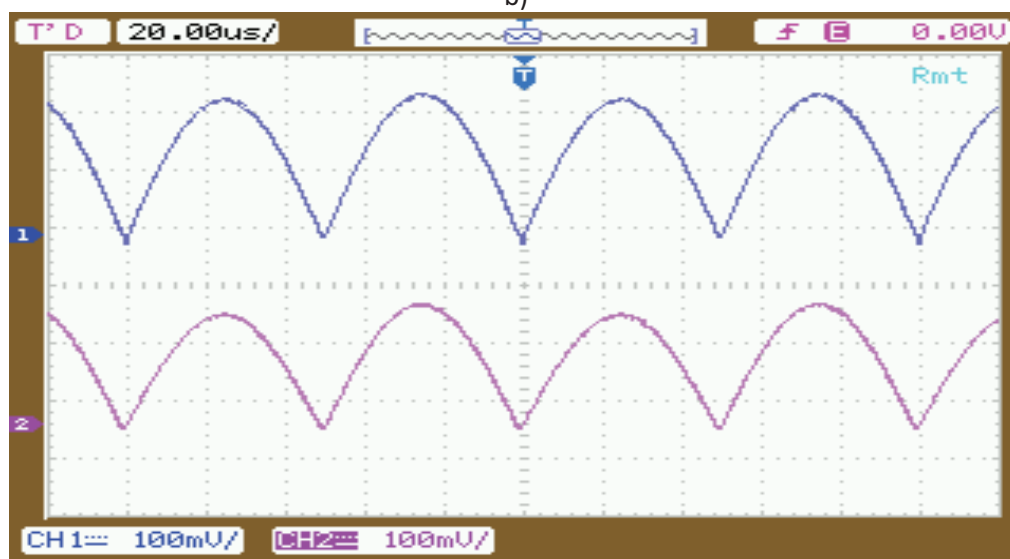
U obvodu s proudovým konvejerem se začal výstupní signál zkreslovat přibližně od frekvence 75 kHz, což předčilo simulaci, kde byla hraniční frekvence při, které začalo docházet ke zkreslení 50 kHz. S použitím řídicího napětí $U_R = 0,5V$ si obvod dokázal udržet dobrou stabilitu až do frekvence 1,2MHz Tyto měření bylo provedeno pro vstupní signál s amplitudou 400 mV. Řídicí napětí diod má tedy významný vliv na snížení zkreslení způsobené zpožděním diod a tak docílíme zvýšení šířky pásma, ve které může usměrňovač pracovat. Při použití řídicího proudu by jsme dosáhli ještě lepších výsledků. Zatímco obvod pouze s operačním zesilovačem projevoval začínající zkreslení již při 5kHz. Pro toto měření měl vstupní signál také amplitudou 400 mV.



a)

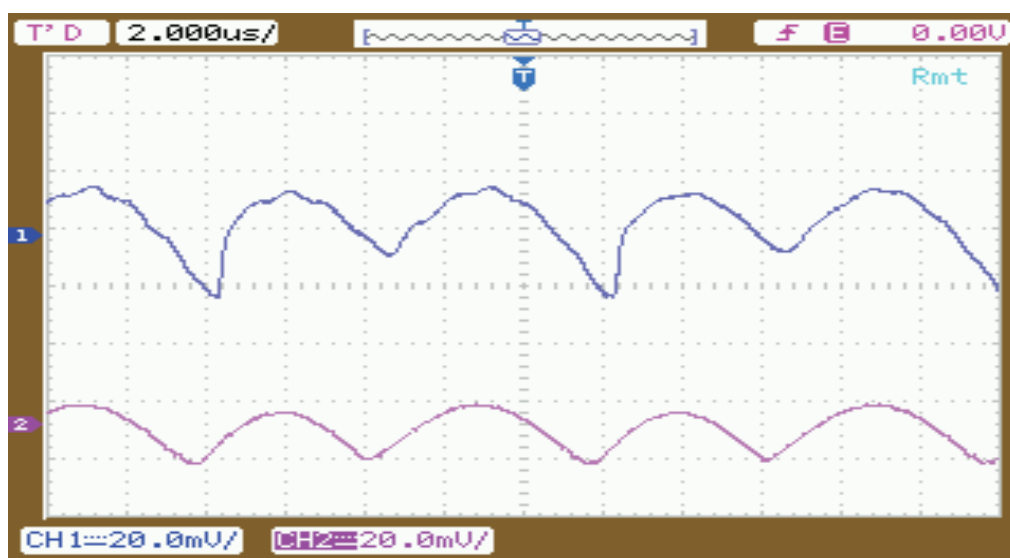


b)

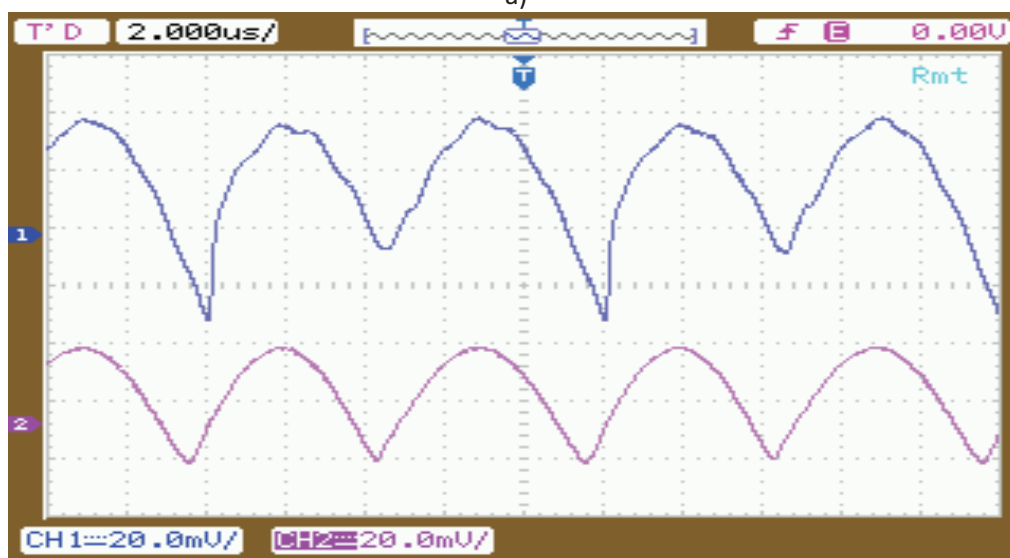


c)

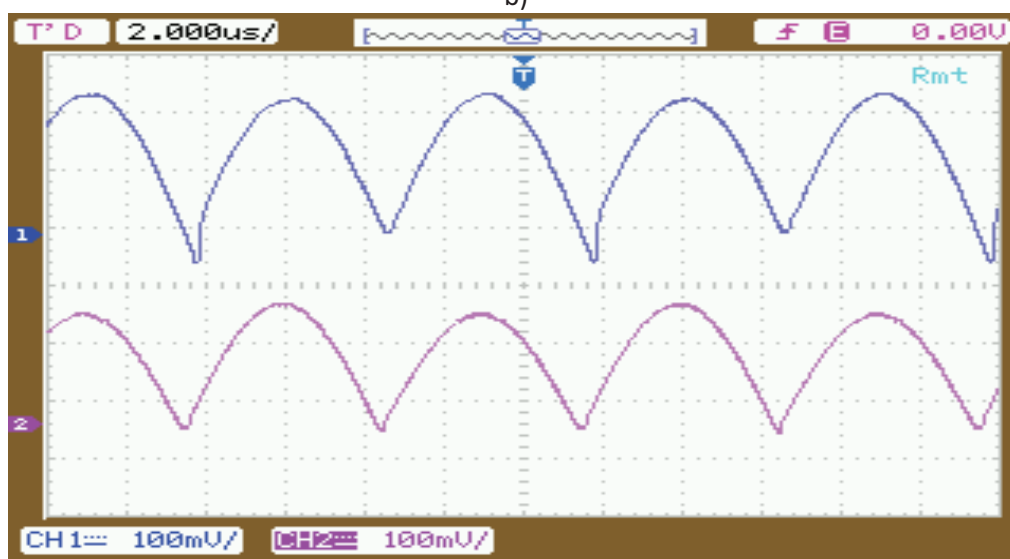
Obr. 7.9: Průběhy výstupních signálů (horní pro obvod s OZ, dolní pro obvod s CC) pro frekvenci vstupního signálu 10kHz pro amplitudu U_{pp} a) 50mV b) 100mV c) 500mV



a)

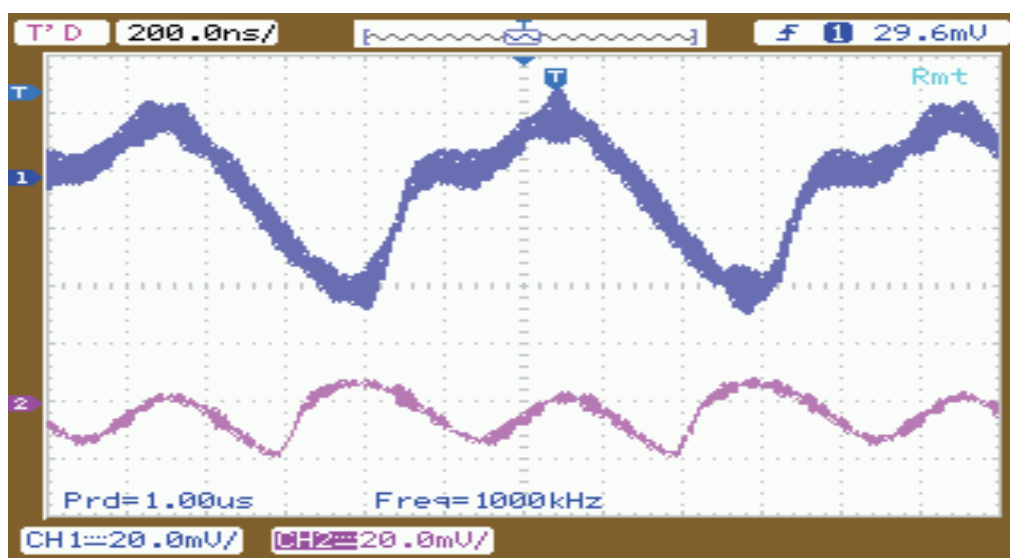


b)

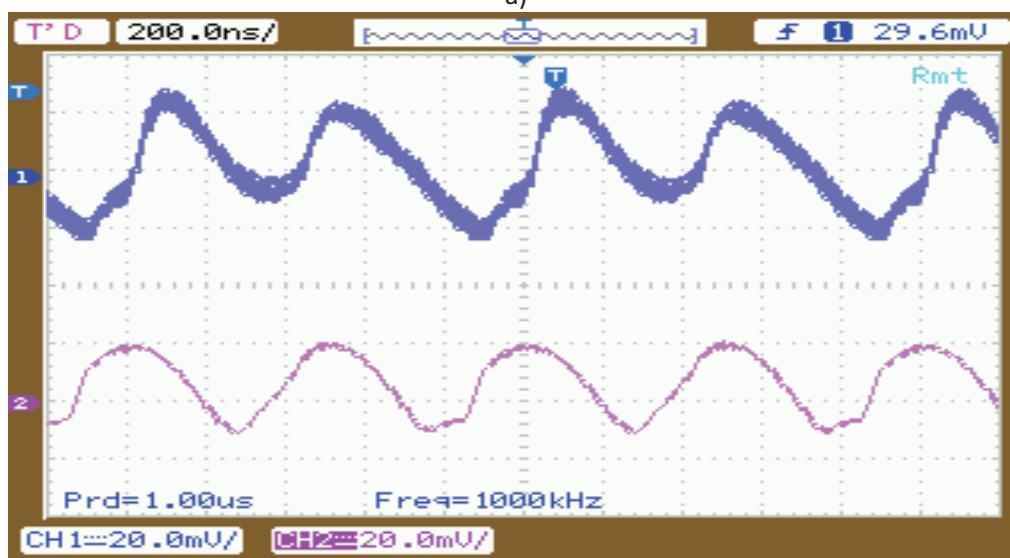


c)

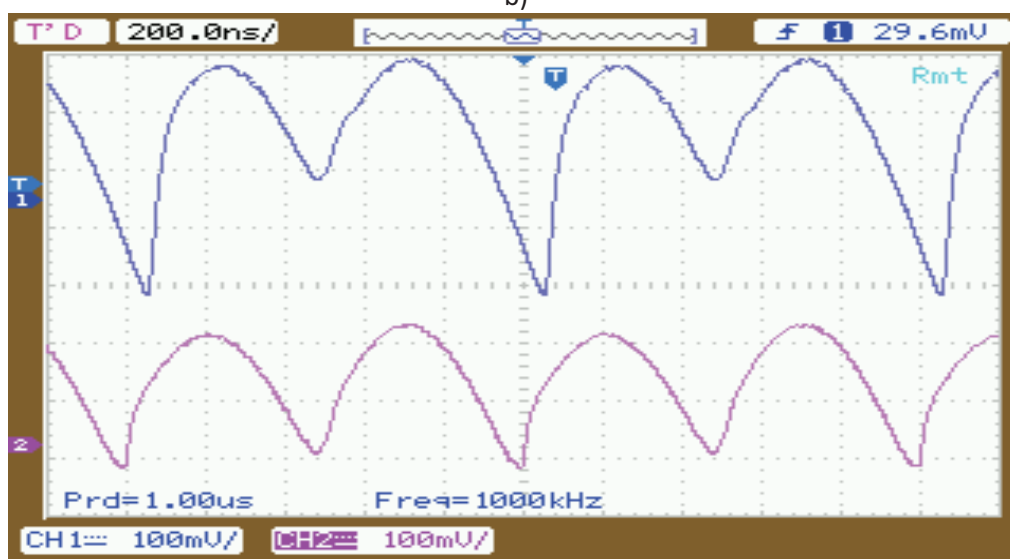
Obr. 7.10: Průběhy výstupních signálů (horní pro obvod s OZ, dolní pro obvod s CC) pro frekvenci vstupního signálu 100kHz pro amplitudu U_{pp} a) 50mV b) 100mV c) 500mV



a)



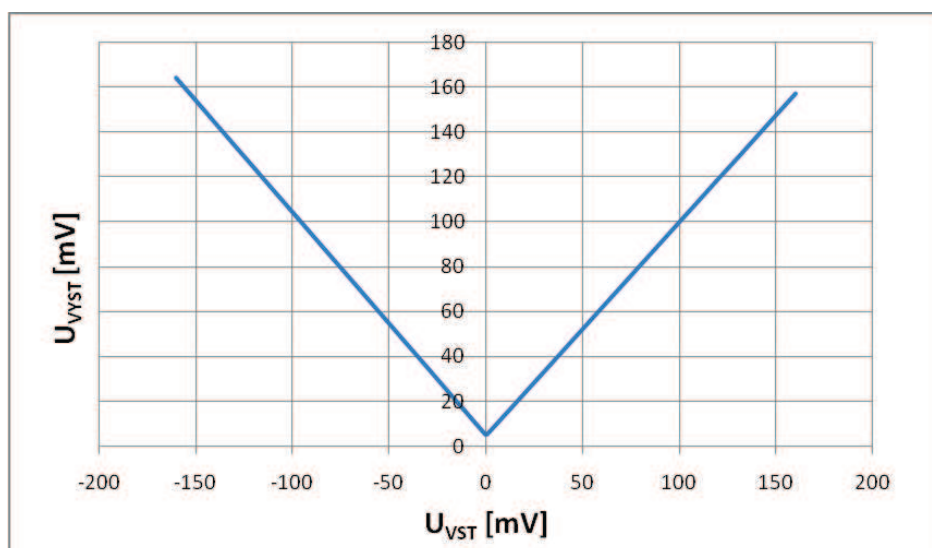
b)



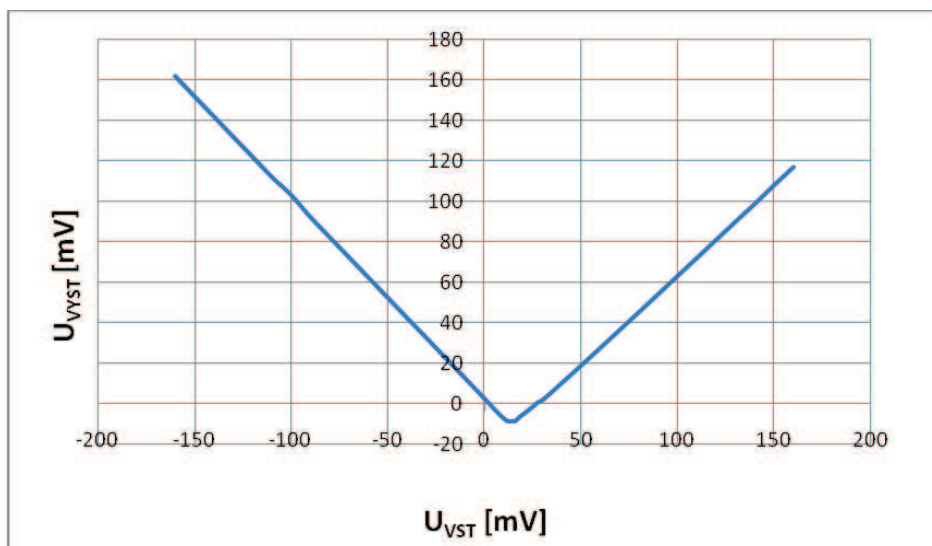
c)

Obr. 7.11: Průběhy výstupních signálů (horní pro obvod s OZ, dolní pro obvod s CC) pro frekvenci vstupního signálu 1MHz pro amplitudu U_{pp} a) 50mV b) 100mV c) 500mV

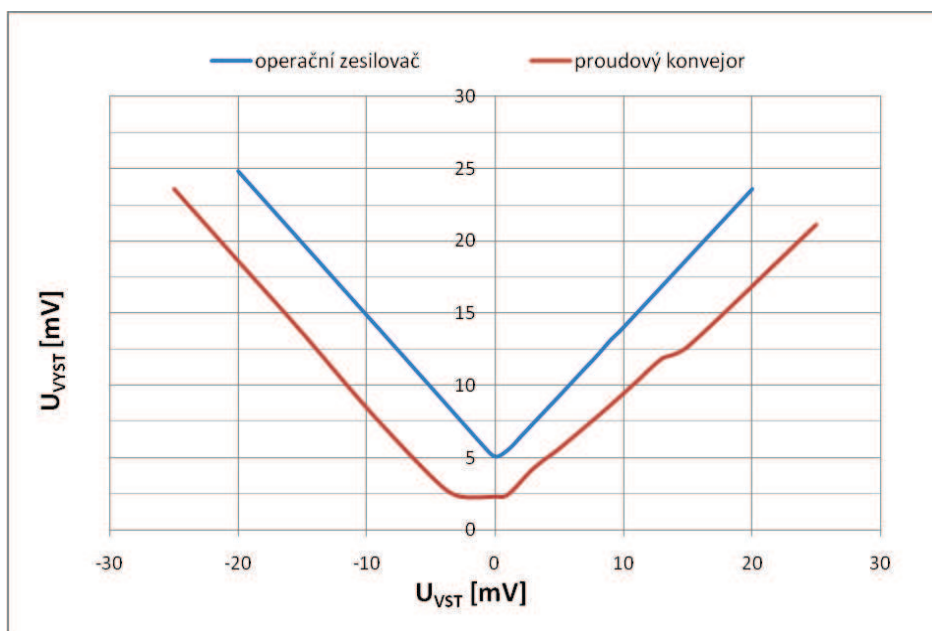
Dále bylo provedeno měření převodových charakteristik pro tyto dva obvody. Pomocí přesného zdroje napětí jsme bylo na vstupy obvodu přiváděno napětí v rozsahu ± 160 mV a odečínáno výstupní napětí obvodů. Na Obr. 7.12 je znázorněna závislost výstupního napětí na vstupním převodové charakteristiky pro usměrňovač s operačním zesilovačem THS4052C. Při nulovém napětí na vstupu bylo výstupní napětí usměrňovače 5,1 mV a přelom při změně polaritě vstupního napětí je velmi ostrý. Na Obr. 7.13 je pak převodová charakteristika pro obvod s proudovým konveorem. Jak je z grafu patrné celý průběh je posunut z důvodu potřeby dodávat do obvodu vstupní offsetové napětí 14 mV. Problém offsetového napětí je řešen výše pomocí obvodových úprav zobrazených na Obr. 7.7. Pro srovnání těchto charakteristik u obvodu s OZ a CC bylo tedy nutno pro obvod s CC přepočíst souřadnice naměřených hodnot a proto je srovnání přibližné. Detail převodové charakteristiky pro srovnání je na Obr. 7.14 modrý průběh náleží obvodu s operačním zesilovačem THS4052C červený pak obvodu s proudovým konveorem. Z grafu je možné odečíst, že použitím obvodu s proudovým konveorem docílíme menšího zkreslení při nulovém přenosu a to přibližně o 2,75 mV. V tomto případě není zlom tak ostrý, jak je tomu u obvodu s operačním zesilovačem. Na Obr. 7.15 je převodová charakteristika pro obvod s proudovým konveorem, kdy používáme řídicí napětí $U_p = 0,5$ V, které dopomůže rychlejšímu spínání diod a tedy získání menšího zkreslení pro vyšší kmitočet vstupního signálu. Průběh závislosti je opět posunut z důvodu nutnosti dodávat offsetové napětí. Při srovnání obvodů s proudovým konveorem s řídicím napětím pro diody $U_p = 0,5$ V (představující červený průběh) a bez řídicího napětí (modrý průběh) na Obr. 7.16 nedochází již k velkému zmenšení napětí při nulovém přenosu rozdíl činil pouze přibližně 0,3 mV. Toto srovnání je též provedeno bez přepočtu, aby bylo docíleno co nejpřesnějšího srovnání a nedošlo ke zneprůhlednění výsledků kvůli přepočítávání souřadnic. Použitím řídicího napětí pro diody získáme tedy mnohem lepší výsledky o oblasti kmitočtů snížením zkreslení způsobeného zpožděním diod, než snížením zkreslení způsobeného při nulovém přenosu.



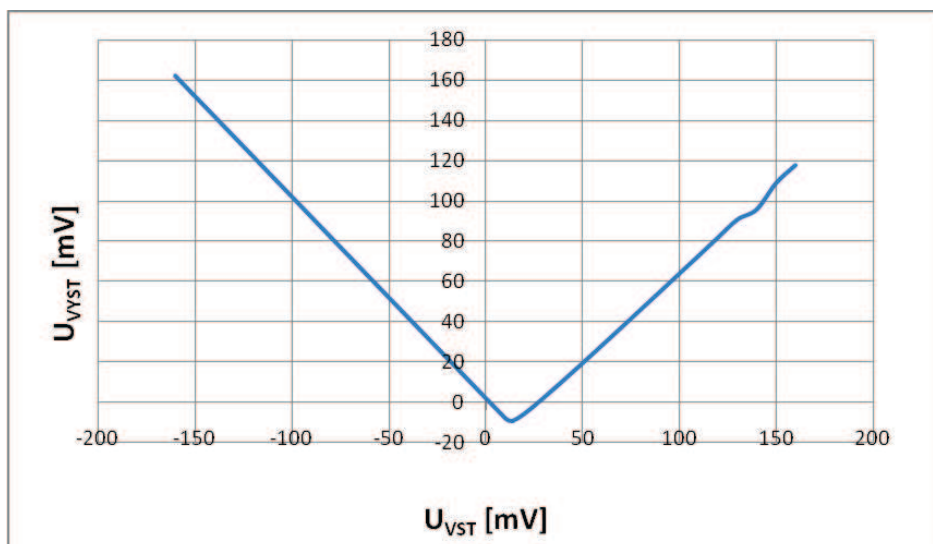
Obr. 7.12: Převodová charakteristika pro usměrňovač s operačním zesilovačem z Obr. 7.1



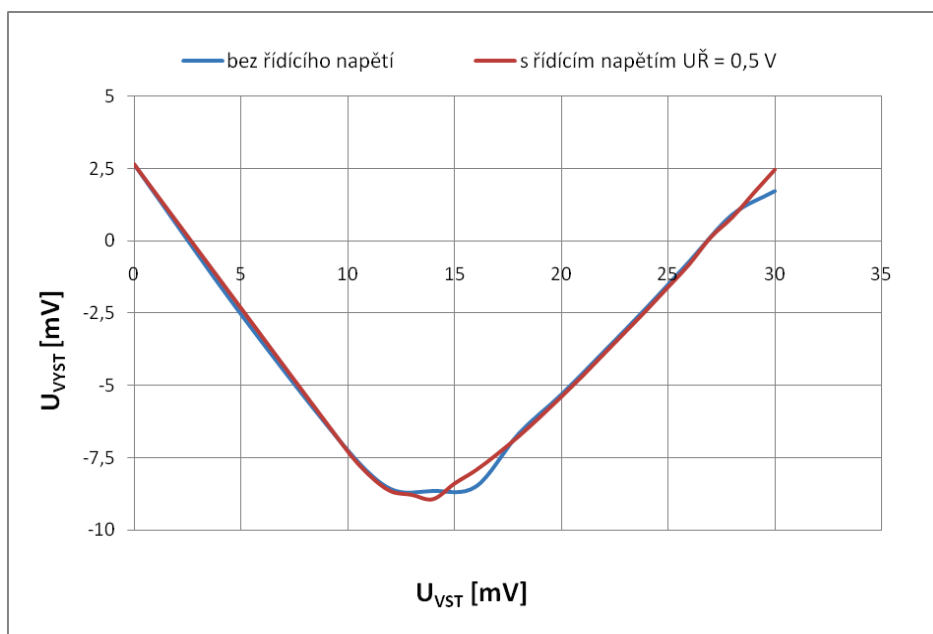
7.13: Převodová charakteristika pro usměrňovač s proudovým konvejorem z Obr. 7.3



Obr. 7.14: Srovnání převodových charakteristik pro usměrňovače s operačním zesilovačem a proudovým konvejorem



Obr. 7.15: Převodová charakteristika pro usměrňovač s proudovým konvejorem z Obr. 7.3 s použitím řídicího napětí pro diody $U_p = 0,5$ V



Obr. 7.16: Srovnání převodových charakteristik pro usměrňovače s proudovým konvejorem bez a s řídicím napětím pro diody $U_{\check{R}} = 0,5$ V

Závěr

V práci jsem v kapitole 5 popsal několik diodových omezovačů s použitím proudového konvejeru a uvedl u nich jejich průběhy závislosti výstupního napětí na vstupním. Navrhnutý měnič z kapitoly pracuje jako měnič trojúhelníkového signálu na signál sinusový a je zobrazen na Obr. 3.2 a 3.3. a nasimulované průběhy na Obr 3.4.

V kapitole 7 se věnuji vlastnímu návrhu, simulaci a realizaci univerzálního přesného dvoucestného usměrňovače. V práci jsou srovnány naměřené průběhy pro obvod usměrňovače s operačním zesilovačem a proudovým konvejerem pro frekvence vstupního signálu 10 kHz 100 kHz a 1 MHz a amplitudy vstupního signálu 50 mV, 100 mV, a 500 mV. Byly též stanoveny hraniční frekvence, při kterých se začíná projevovat zkreslení výstupního usměrněného signálu způsobené zpožděním diod a to u obvodu s operačním zesilovačem 5 kHz, u obvodu s proudovým konvejerem 75 kHz. Při použití řídicího napětí pro diody si obvod s proudovým konvejerem udržel dobrou stabilitu až do frekvence 1,2 MHz. Bylo dokázáno, že použitím řídicího napětí dosáhneme výrazného zvětšení šířky pásma, ve kterém může obvod pracovat. Dále je uvedeno srovnání převodových charakteristik pro obvod s operačním zesilovačem, proudovým konvejerem a proudovým konvejerem s použitím řídicího napětí pro diody. Z důvodu nutnosti do obvodu dodávat 14 mV offsetového napětí, bylo navrženo obvodové řešení eliminující tento efekt na usměrňovač. Výpis použitých součástek pro realizaci je uveden v příloze.

Funkčnost navržených obvodů byla simulována v programu OrCAD 10.3. Pro simulace byl použit model proudového konvejeru OPA861. Dále byl použit model THS4052C operačního zesilovače a diody typu 1N4148 pokud není v textu uvedeno jinak. Některé ze simulací jsou pro názornost uvedeny v práci.

Obvody s proudovými aktivními prvky vykazovaly lepší výkonnostní výsledky než původní obvody s klasickými operačními zesilovači. Jmenovitě bylo dosaženo větší šířky pásma provozu obvodů a větší přesnosti. Přednastavením diod do blízkosti jejich vodivostního stavu bylo docíleno zvětšení šířky pásma a menšího zkreslení při přenosu malých signálů. Dalšími obvodovými úpravami byla vykompenzována teplotní citlivost, citlivost obvodu na výkyvy nastavovacího napětí a snížení zbytkového výstupního napětí. Bylo dosaženo energetické úspory obvodu snížením napájecího napětí. Proudové aktivní prvky mají širokou využitelnost v analogových obvodech od usměrňovačů, přes diodové omezovače a měniče až po aktivní filtry a generátory. Proudovým řízením je docíleno větší šumové odolnosti.

Seznam použitých veličin, symbolů a zkratek

<i>CC</i>	proudový konvektor (current conveyor)
<i>CCII+/-</i>	Proudový konvektor druhé generace
<i>OZ</i>	operační zesilovač
<i>DOCF</i>	dvou-výstupový proudový sledovač (double output current follower)
<i>OTA</i>	operační transkonduktanční zesilovač (operation transconductance amplifier)
<i>VF</i>	napěťový sledovač (voltage follower)
<i>RMS</i>	efektivní hodnota (root mean square)

U_{VST}	vstupní napětí [V]
I_{VST}	vstupní proud [A]
U_{VYST}	výstupní napětí [V]
I_{VYST}	výstupní proud [A]
$U_{\tilde{R}}$	řídící napětí [V]
$I_{\tilde{R}}$	řídící proud [A]
u_X	napětí na uzlu X [V]
u_Y	napětí na uzlu Y [V]
u_Z	napětí na uzlu Z [V]
i_X	proud na uzlu X [A]
i_Y	proud na uzlu Y [A]
i_Z	proud na uzlu Z [A]
A_i	proudový přenos [-, dB]
f_r	pracovní frekvence zesilovače [Hz]
f_{ZV}	frekvence zpětné vazby zesilovače [Hz]
r_X	odporu na invertovaném vstupu proudového konvektoru [Ω]
k	nízko-frekvenční zisk [-]
τ	časová konstanta OZ [s]
I_S	saturační proud [A]
U_T	teplotní napětí [V]
U_g	odstup pásma napětí na absolutní nulu [V]
T	teplota [$^{\circ}$]
I_{offset}	zbytkový (offsetový) výstupní proud [A]
i_{Z+}	proud na uzlu Z+ [A]
i_{Z-}	proud na uzlu Z- [A]
u_{Z+}	napětí na uzlu Z+ [V]
u_{Z-}	napětí na uzlu Z- [V]
u_{DO}	diferenciální výstupní napětí [V]
α, β	reálné kvantify [-]
U_{vfo}^{max}	absolutní velikost výstupního napětí proudového sledovače [V]
I_{vfo}^{max}	maximální proud přípustný na výstupu sledovače [A]
g_m	transkonduktanční zisk [S]
K	Boltzmannova konstanta ($1.380\,6505 \times 10^{-23}$ [joule/kelvin])
q	Elektrický náboj ($1,602177 \times 10^{-19}$ [C])
U_{OM}	omezovací napětí [V]
R_p	odpor diody v propustném směru [Ω]
R_z	odpor diody v závěrném směru [Ω]
U_z	napětí zenerovy diody [V]
U_p	Prahové napětí diody [V]

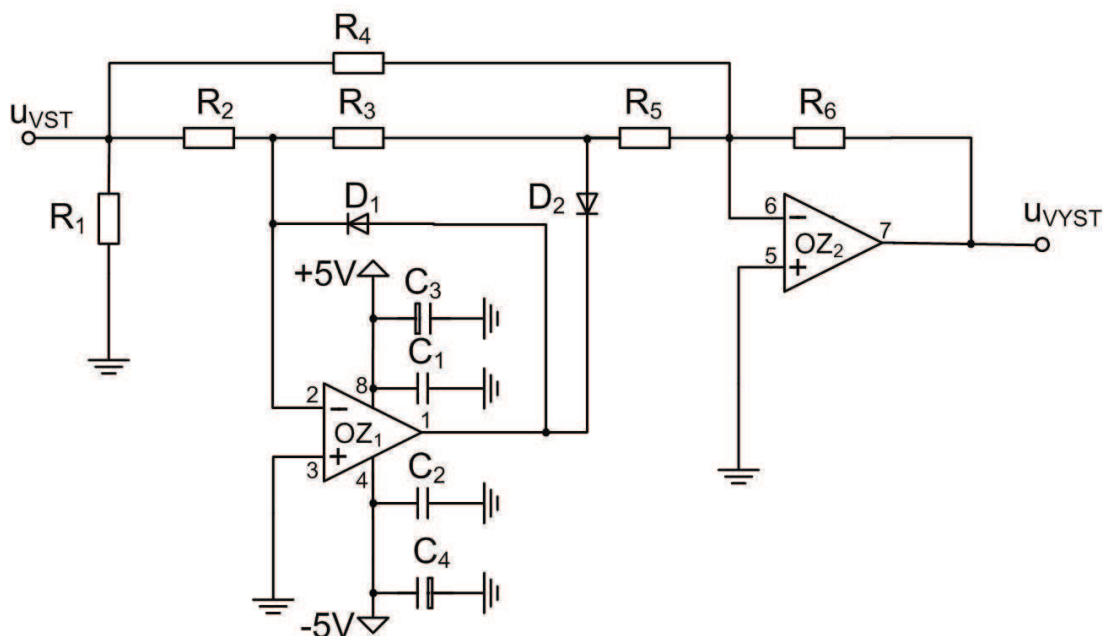
Seznam použité literatury

- [1] LIU S.I., WU D. S., TSAO H. W., WU J., TSAY J. H.: Nonlinear circuit applications with current konvejors. IEE PROCEEDINGS-G, Vol. 140, No. 1 , FEBRUARY 1993.
- [2] TOUMAZOU C., LIDGEY F. J., CHATTONG S :High frekvency current konvekor precision full-wave rectifier. IEE 1994, Electronics Letters Online No: 19940539.
- [3] HAYATLEH K., PORTA S. LIDGEY F. J.:Temperature independent current konvekor precision rectifier. IEE 1994, Electronics Letters Online No: 199414.54.
- [4] WILSON B., MANNAMA V.:Current-mode rectifier with improved precision. IEE 1995, Electronics Letters Online No: I9950185.
- [5] TILIUTE D. E.: Full-wave current-mode precision rectifiers using unity-gain cells. Electronics and Electrical Engineering.- Kaunas: Technologija, 2003. – No. 7(49). – P. 26-29.
- [6] JONGKUNSTIDCHAI CHAIWAT., FONGSAMUT CHALERMPAN., KUMWACHARA KIATTISAK., SURAKAMPONTORN WANLOP. : Full-wave rectifiers based on operational transconductance amplifiers. C. Jongkunstidchai et al. / Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) 61 (2007) 195 – 201
- [7] GIFT S. J. G., MAUNDY B.: Versatile precision full-wave rectifiers for instrumentation and measurements, Manuscript received December 7, 2005; revised May 3, 2007. Digital Object Identifier 10.1109/TIM.2007.904565
- [8] KABEŠ K. : Funkční měniče a násobičky, SNTL 1973
- [9] HANÁK P., KUBÁNEK D.: Laboratorní cvičení z Analogové techniky. FEKT VUT v Brně 2007
- [10] Analogová technika laboratorní úloha 5: Diodové funkční měniče. FEKT VUT v Brně

Příloha1

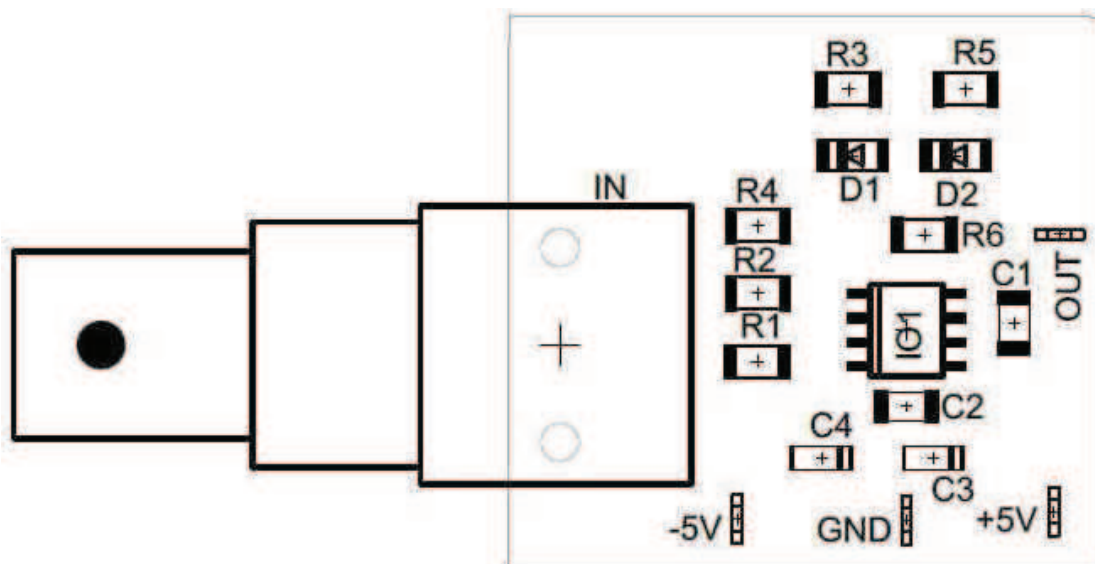
Seznam použitých součástek a návrh realizovaných obvodů

Obvod usměrňovače s operačním zesilovačem

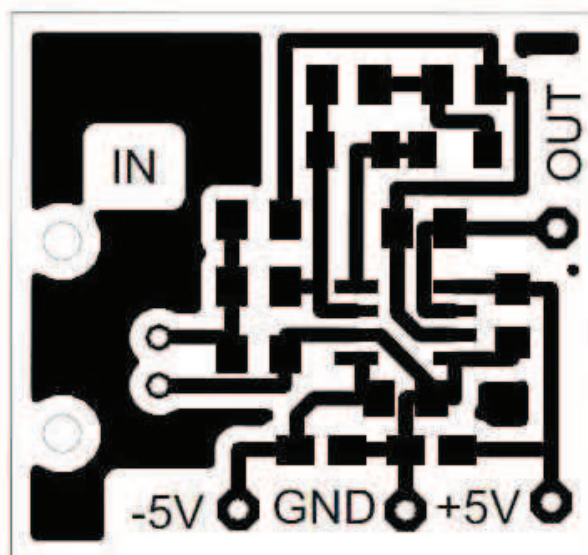


Obr. A.1: Schéma obvodu usměrňovače s operačním zesilovačem

$R_1 = 50\Omega$	M1206
$R_2 = 1k\ \Omega$	M1206
$R_3 = 1k\ \Omega$	M1206
$R_4 = 1k\ \Omega$	M1206
$R_5 = 510\Omega$	M1206
$R_6 = 1k\ \Omega$	M1206
$D_1 = 1N4148$	MINIMELF
$D_2 = 1N4148$	MINIMELF
$C_1 = 100\mu F$	C1206
$C_2 = 100\mu F$	C1206
$C_3 = 2,2\mu F$	A/3216-18R
$C_4 = 2,2\mu F$	A/3216-18R
OPA = THS4052C	SO8

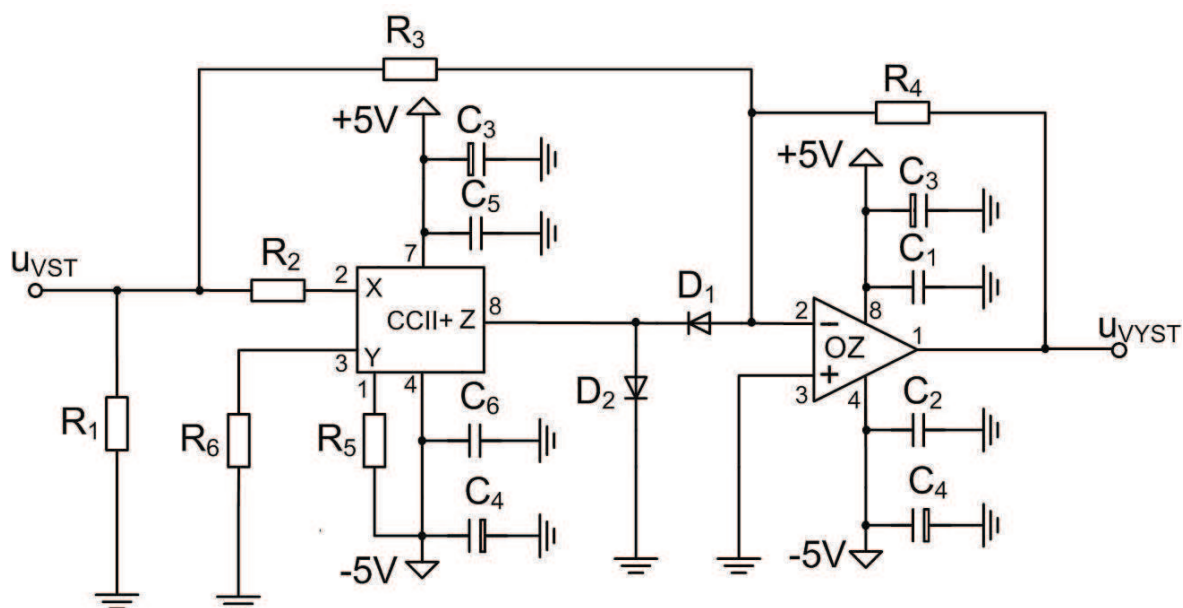


Obr. A.2: Návrh desky plošných spojů (součástky)



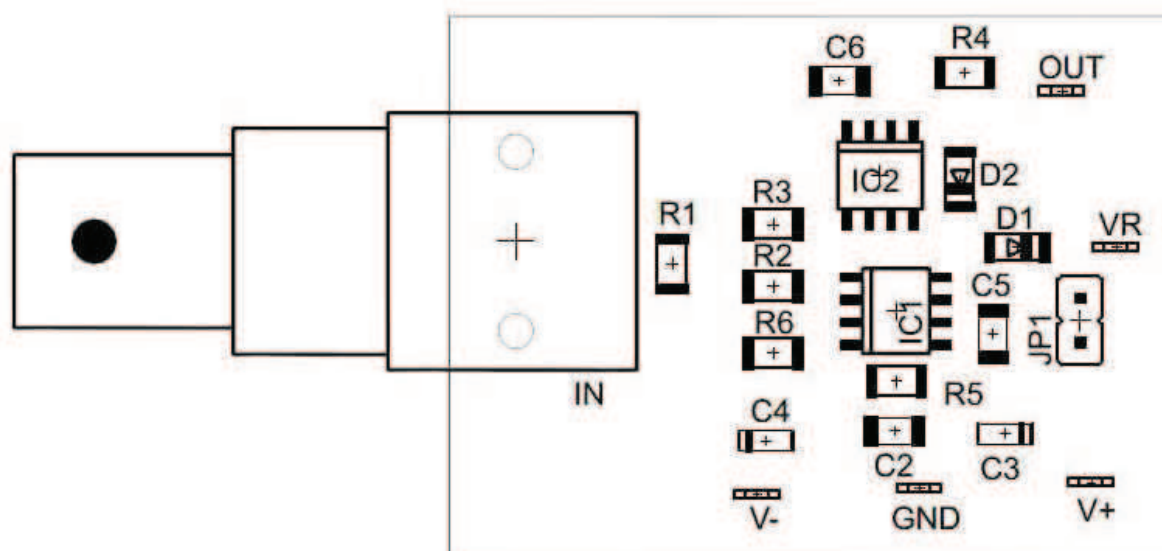
Obr. A.3: Návrh desky plošných spojů (cesty)

Obvod usměrňovače s proudovým konvejorem

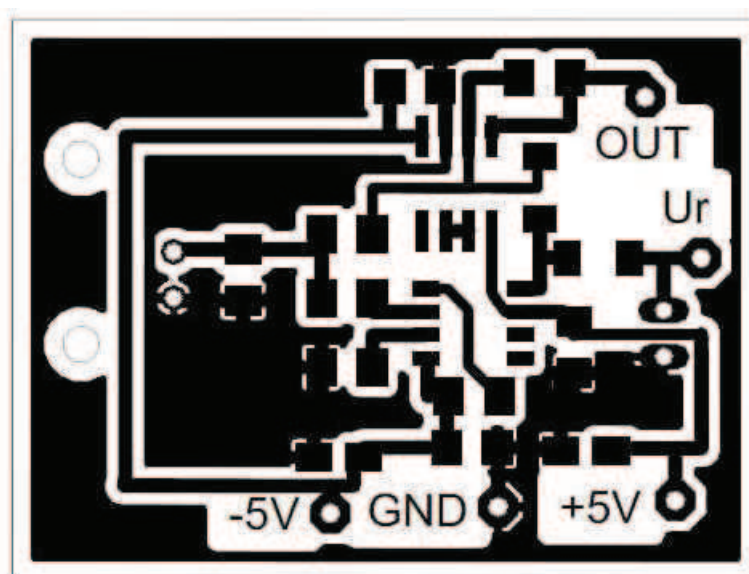


Obr. A.4: Schéma obvodu usměrňovače s proudovým konvejorem

$R_1 = 50\Omega$	M1206
$R_2 = 510k\Omega$	M1206
$R_3 = 1k\Omega$	M1206
$R_4 = 1k\Omega$	M1206
$R_5 = 250\Omega$	M1206
$R_6 = 50k\Omega$	M1206
$D_1 = 1N4148$	MINIMELF
$D_2 = 1N4148$	MINIMELF
$C_2 = 100\mu F$	C1206
$C_3 = 2,2\mu F$	A/3216-18R
$C_4 = 2,2\mu F$	A/3216-18R
$C_5 = 100\mu F$	C1206
$C_6 = 100\mu F$	C1206
OPA = THS4052C	SO8
CC = OPA861	SO8



Obr. A.5: Návrh desky plošných spojů (součástky)



Obr. A.6: Návrh desky plošných spojů (cesty)