

УНИВЕРЗИТЕТ У КРАГУЈЕВЦУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У ЧАЧКУ



ПРЕЦИЗНИ ДВОСТРАНИ УСМЕРАЧИ
МАЛИХ СИГНАЛА РЕАЛИЗОВАНИ У
ТЕХНИЦИ СТРУЈНОГ ПРОЦЕСИРАЊА

Мр Милан Д. Весковић

Докторска дисертација

Чачак, 2017.

ИДЕНТИФИКАЦИОНА СТРАНИЦА ДОКТОРСKE ДИСЕРТАЦИЈЕ
I Аутор
Аутор: Мр Милан Д. Весковић, дипл. инж. електротехнике
Датум и место рођења: 03.09.1969. год., Краљево
Наслов магистарске тезе: Решавање електростатичких проблема проводника у жлебу са посебним освртом на примену метода фиктивних извора.
Датум и место одбране магистарске тезе: 29.12. 2009. год., Факултет техничких наука, Чачак
Област магистарске тезе: Теоријска и општа електротехника
Садашње запослење: Универзитет у Крагујевцу, Факултет техничких наука у Чачку
II Докторска дисертација
Наслов: Прецизни двострани усмерачи малих сигнала реализовани у техници струјног процесирања
Број страница: 144
Број слика: 90
Број библиографских података: 102
Установа и место где је рад израђен: Факултет техничких наука у Чачку
Научна област (УДК): (621.38+004)](043.3)
Ментор: Др Слободан Ђукић, редовни професор
III Оцена и одбрана
Датум пријаве теме: 08.05.2013. год.
Број одлуке и датум прихватања докторске дисертације: 248/10 од 08.05.2013.год.
Комисија за оцену подобности теме и кандидата:
<p>1. Др Слободан Ђукић, ред. проф. Факултет техничких наука, Чачак Област: Електроника, ментор, председник</p> <p>2. Др Предраг Петковић, ред. проф. Електронски факултет, Ниш Област: Електроника, члан</p> <p>3. Др Небојша Митровић, ред. проф. Факултет техничких наука, Чачак Област: Физика, члан</p> <p>4. Др Синиша Ранђић, ред. проф. Факултет техничких наука, Чачак Област: Рачунарска техника, члан</p> <p>5. Др Предраг Петровић, ред. проф. Факултет техничких наука, Чачак Област: Електроника, члан</p>
Комисија за оцену и одбрану докторске дисертације:
<p>1. Др Предраг Петковић, ред. проф. Електронски факултет, Ниш Област: Електроника, председник</p> <p>2. Др Драган Манчић, ред. проф. Електронски факултет, Ниш Област: Електроника, члан</p> <p>3. Др Слободан Ђукић, ред. проф. Факултет техничких наука, Чачак Област: Електроника, ментор, члан</p>
Датум одбране дисертације:

РЕЗИМЕ

Обрада аналогних сигнала може се изводити у техници напонског или струјног процесирања. Иако је напонско процесирање имало доминантнију улогу у обради сигнала дуги низ година, појавом струјних преносника, струјно процесирање добија на значају у последњих двадесетак година због више својих предности које су доказане на примерима прецизних двостраних усмерача за мале сигнале обрађених и у овој тези. Пре свега предност се огледа у повећању ширине пропусног опсега због употребе оптерећења мале импедансе.

Предмет дисертације је реализација прецизних двостраних усмерача за сигнале малих амплитуда у техници струјног процесирања. Прецизно усмеравање је важна функција обраде сигнала која има изузетну важност код многих мерних уређаја као што су волтметри и амперметри за наизменичне сигнале, детектори поларитета сигнала, детектори вршне вредности, детектори амплитудно-модулисаних сигнала, кола за усредњавање сигнала итд..

Након описа технике струјног процесирања и приказа транслинеарног принципа, као полазне основе за реализацију бројних нелинеарних кола у биполарној технологији, разматран је концепт струјног преносника са посебним освртом на струјном преноснику друге врсте са биполарним транзисторима. Описан је и концепт операционог преносника, а са посебном пажњом обрађен је операциони преносник друге врсте са струјним кормиларењем. Дат је и приказ упоредне анализе прецизних двостраних усмерача реализованих у техници напонског процесирања као и у техници струјног процесирања, са предностима и манама једних у односу на друге.

У дисертацији су представљена два модела прецизног двостраног усмерача за мале сигнале, од којих први модел користи операциони преносник, четири струјна огледала и два струјна извора, док је други модел реализован са два операциона преносника и две диоде са предполаризацијом. Особине реализованих усмерача су знатно боље у односу на усмераче реализоване са истим електронским компонентама у техници напонског процесирања. Кроз симулациону и експерименталну проверу доказано је да је могуће реализовати прецизни двострани усмерач у техници струјног процесирања који ради у широком фреквентном опсегу, за сигнале мале амплитуде, употребом две диоде уместо четири, како је то до сада углавном рађено. Такође је

показано да овакав усмерач има све битне особине боље од особина усмерача реализованог у техници напонског процесирања. Под битним особинама мисли се на:

- већу ширину пропусног опсега,
- већу температурну стабилност,
- мању мртву зону при проласку улазног сигнала кроз нулу,
- однос средњих вредности - ρ_{AVR} усмереног сигнала и синусног сигнала на улазу је скоро један, а квадратни корен односа средње вредности квадрата разлике између усмереног, v_{rect} , и улазног сигнала v_{ideal} , и средње вредности квадрата улазног сигнала ρ_{RMSE} је приближно нула.

Под условом да се не прекорачи струјно ограничење, излаз усмерача се не мора баферовати јер је оптерећење на излазу оваквог усмерача мало, реда величине неколико милиампера.

SUMMARY

The processing of analog signals can be performed in the voltage or current processing technique. Although the voltage processing has had a more dominant role in signal processing for many years, with the advantages of current conveyors, current processing has become more important over the past twenty years due to its manifold advantages, which have been proved by examples of precision full wave rectifiers for small signals dealt with in this thesis. The first advantage is the increase of the bandwidth due to the use of a small impedance load.

The subject of the doctoral thesis is the realization of full-wave rectifier for small amplitude signals in a current mode processing techniques. Precise rectification is an important function of signal processing and it is highly significant in many measuring devices, such as voltmeters, ammeters for alternating signals, detectors, signal polarity detectors, peak detectors, amplitude-modulated signal detectors, averaging circuits, etc...

The dissertation presents the description of a current processing technique and translinear principle as an initial point for the realization of numerous nonlinear circuits in bipolar technology. This is followed by a speculation on a concept of current conveyor, where a special focus is placed on a different type of current conveyor with bipolar transistors. In addition, the concept of operational conveyor is given with an emphasis on a different type of operational conveyor with current steering output stage. The thesis also presents a comparative analysis of full-wave rectifiers, which are realized in both, voltage and current processing techniques, as well as their advantages and disadvantages compared to each other.

The dissertation presents two models of precision full-wave rectifier for low-level signals, as well as the realization of the rectifiers out of which one uses an operational conveyor and four current mirrors and two direct current sources, while another one has two operational conveyors and two diodes with polarization before of them. The characteristics of such rectifiers are significantly better compared to the rectifiers with the same electronic components in voltage processing technique. Through simulation and experimental verification it has been proved that the full-wave rectifier in a current processing technique can be realized for wide frequency range, for low amplitude signals, by using two diodes instead of four, as it has been mostly done so far. It was also shown that such rectifiers have better characteristics than the rectifiers realized in voltage processing mode. This better characteristic are:

- higher bandwidth,
- low temperature sensitivity,

- a smaller dead zone when the input signal passing through zero,
- the ratio of the mean values of directional signals and sinusoidal input signal - ρ_{AVR} is almost one, and the square root of the relationship of the mean square differences between the directional signal, v_{rect} , and the input signal, v_{ideal} , and mean square of the input signal ρ_{RMSE} is approximately zero.

Provided that the output of rectifier does not exceed the current limit, it does not have to be buffered because the load on the output of such rectifier is small (rang of few miliampers).

Садржај

1. УВОД	15
2. СТРУЈНО ПРОЦЕСИРАЊЕ	21
2.1 Техника струјног процесирања	21
2.2 Транслинеарни принцип	23
2.3 Концепт струјног преносника прве врсте	27
2.4 Струјни преносник друге генерације	31
2.4.1 Струјни преносници друге генерације на бази праћења струје у напојним водовима	32
2.4.2 Fabre - Normand - ов транслинерани ССП+	36
2.4.3 Реализација ССП коришћењем комерцијално доступних елемената (off-the shelf)	40
2.4.4 Модификовани струјни преносници друге генерације	42
2.5 Операциони преносник	44
2.6 Операциони преносник друге врсте са струјним кормиларењем на излазу	48
2.6.1 Побољшана верзија операционог преносника са струјним кормиларењем на излазу	50
3. АНАЛИЗА ПРЕЦИЗНИХ ДВОСТРАНИХ УСМЕРАЧА	52
3.1 Двострани усмерач у техници напонског процесирања	53
3.2 Двострани усмерачи у техници струјног процесирања	57
4. НОВЕ РЕАЛИЗАЦИЈЕ ДВОСТРАНИХ УСМЕРАЧА У ТЕХНИЦИ СТРУЈНОГ ПРОЦЕСИРАЊА	60
4.1 Усмерач са струјним преносником и струјним огледалима	62

4.2 Усмерач са операционим преносником и струјним огледалима	63
4.3 Усмерач са операционим преносником и струјним огледалима јединичног појачања	65
4.4 Усмерач са два операциона преносника и две диоде са предполаризацијом	67
5. PSPICE АНАЛИЗА ПРЕДЛОЖЕНИХ ОПЕРАЦИОНИХ ПРЕНОСНИКА И УСМЕРАЧА	71
5.1 Анализа операционих преносника са струјним кормиларењем на излазу	71
5.2 Усмерач са операционим преносником и обичним струјним огледалима	76
5.3 Усмерача са операционим преносником и Вилсоновим струјним огледалима	81
5.4 Усмерач са два операциона преносника и две диоде са предполаризацијом	85
6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ	91
6.1 Експериментална мерења на операционим преносницима друге врсте са струјним процесирањем	91
6.2 Експериментална мерења на прецизном двостраном усмерачу са операционим преносником и струјним огледалима	100
6.3 Експериментална мерења на прецизном двостраном усмерачу са операционим преносником и Вилсоновим струјним огледалима	102
7. АНАЛИЗА РЕЗУЛТАТА	106
8. ЗАКЉУЧАК	110
9. ЛИТЕРАТУРА	113
Додатак	121
Биографија	140
Библиографија	141

ЛИСТА СЛИКА

<i>Слика 1.1. Блок-шема система за обраду сигнала</i>	16
<i>Слика 1. 2. Пројусни ојсези сигнала за обраду по примењеној технологији</i>	17
<i>Слика 1. 3. Принцијска шема напонске обраде сигнала</i>	17
<i>Слика 1. 4. Принцијска шема струјне обраде сигнала</i>	18
<i>Слика 2.1. Два начина осмајрања поларизације биполарних транзистора</i>	22
<i>Слика 2.2. Зајворена ћелија са n PN спојева</i>	23
<i>Слика 2. 3. Струјно ојледало као најједносавнији пример транслинеарне ћелије</i>	25
<i>Слика 2.4. Типови транслинеарне ћелије: а) наизменичан, б) уравношежен</i>	27
<i>Слика 2.5. Еволуција прве генерације струјног преносника CCI: а) извор константне струје, б) принцип температурне компензације, в) температурно компензован извор константне струје, г) струјни преносник прве генерације [5], д) струјни преносник прве генерације реализован у класи АВ</i>	28
<i>Слика 2.6. Симбол струјног преносника прве генерације</i>	30
<i>Слика 2.7. Струјни преносник прве генерације реализован у CMOS технологији</i>	30
<i>Слика 2.8. Симболи струјних преносника групе генерације а) позитиван б) негативан</i>	32
<i>Слика 2.9. Вилсоново струјно ојледало NPN типа а) Симбол, б) практична реализација</i>	33
<i>Слика 2. 10. Вилсоново струјно ојледало PNP типа а) Симбол, б) практична реализација</i>	33
<i>Слика 2.11. Позитивни струјни преносник групе генерације реализован са ОА и два струјна ојледала</i>	34
<i>Слика 2. 12. Вилсонова практична реализација $CCII^+$ са ОА и струјним ојледалима</i>	35
<i>Слика 2. 13. Негативни струјни преносник групе генерације реализован са ОА и четири струјна ојледала</i>	35
<i>Слика 2. 14. Практична реализација $CCII^-$ са ОА и струјним ојледалима</i>	36
<i>Слика 2. 15. Fabre-Normand-ов транслинерани $CCII^+$</i>	37
<i>Слика 2. 16. Побољшана верзија Fabre-Normand-овог транслинераног $CCII^+$</i>	38

<i>Слика 2.17. CMOS Fabre-Normand-ов транслинерани ССИ⁺</i>	40
<i>Слика 2.18. Једносавна реализација а) ССИ⁺, б) ССИ⁺</i>	41
<i>Слика 2.19. Симбол модификоване струјне преносника</i>	42
<i>Слика 2. 20. Реализација МССИ са једним ОА и три СМ</i>	43
<i>Слика 2. 21. Симбол ССИ</i>	44
<i>Слика 2. 22. Јединични струјни појачавачи а) ССИ и б) ССИ⁺</i>	46
<i>Слика 2. 23. Трансформација струјне преносника у операциони преносник</i>	46
<i>Слика 2. 24. Симбол операционе преносника</i>	47
<i>Слика 2. 25. Неинвертујући транскондуктивни појачавач са ОР</i>	48
<i>Слика 2. 26. Принцијска шема операционе преносника</i>	48
<i>Слика 2. 27. Реализација операционе преносника у дискретној техници</i>	50
<i>Слика 2. 28. Реализација побољшане операционе преносника у дискретној техници</i>	51
<i>Слика 3.1. Прецизни двострани усмерач на бази напонске процесирања</i>	53
<i>Слика 3.2. Прецизни двострани усмерач на бази једнаких односноста</i>	54
<i>Слика 3. 3. Прецизни двострани усмерач који има високу улазну импедансу</i>	55
<i>Слика 3. 4. Појачавач апсолутне вредности</i>	56
<i>Слика 3. 5. Прецизни двострани усмерач са три СМ на бази праћења струје у најбољем воду ОА</i>	58
<i>Слика 3. 6. Прецизни двострани усмерач са три ОА на бази праћења струје у најбољим водовима</i>	58
<i>Слика 4.1. Реализација двостране усмерача са четири диоде у техници струјне процесирања: а) принципјелна шема, б) обична, в) са напонским побољшањем, г) са струјним побољшањем</i>	61
<i>Слика 4. 2. Шема двостране усмерача са струјним преносником и струјним олегалма</i>	62
<i>Слика 4. 3. Шема двостране усмерача са операционим преносником и струјним олегалма</i>	63

Слика 4. 4. Реализација <i>с</i> ирујног огледала јединичног појачања: а) <i>NPN</i> , б) симбол <i>NPN</i> , в) <i>PNP</i> , г) симбол <i>PNP</i>	66
Слика 4. 5. Шема двостраног усмерача са операционим преносником и <i>с</i> ирујним олегалма јединичног напонског појачања	67
Слика 4. 6. Шема предложеног двостраног усмерача са операционим преносницима и две диоде	68
Слика 4. 7. <i>С</i> ирујно-напонска карактеристика диоде реална и апроксимативна	69
Слика 5.1. Фреквенцна зависност ошорности R_x за различите I_T	72
Слика 5. 2. Фреквенцна зависност излазне ошорности преносника за различите I_T	72
Слика 5. 3. Појачање преносника за $I_T = 8 \text{ mA}$	73
Слика 5. 4. Преносне функције преносника а) <i>с</i> ирујна, б) напонска	73
Слика 5. 5. Модул излазне имедансе операционог преносника за $I_T = 4 \text{ mA}$	74
Слика 5. 6. Различите вредности појачања операционог преносника за $I_T = 4 \text{ mA}$, у функцији од учестаности $= 4 \text{ mA}$	75
Слика 5. 7. <i>С</i> ирујна преносна карактеристика операционог преносника	75
Слика 5. 8. Напонска преносна карактеристика операционог преносника	76
Слика 5. 9. Детаљна електронска шема прецизног двостраног усмерача са операционим преносником и <i>с</i> ирујним олегалма	78
Слика 5. 10. Зависност ошорности R_x од фреквенције	79
Слика 5. 11. Зависност излазне ошорности R_{out} од фреквенције употребљеног операционог преносника	79
Слика 5. 12. Напонска преносна карактеристика предложеног усмерача	79
Слика 5. 13. Таласни облик напона на излазу усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде 10 mV и $f = 100 \text{ kHz}$	80
Слика 5. 14. Таласни облик напона на излазу усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде 5 mV и $f = 100 \text{ kHz}$	80
Слика 5. 15. Детаљна електронска шема прецизног двостраног усмерача са операционим преносником и Вилсоновим <i>с</i> ирујним олегалма	82

Слика 5. 16. Зависности излазне ојачаности од фреквенције за СМ	83
Слика 5. 17. Сврхујна преносна карактеристика за СМ	83
Слика 5. 18. Најонска преносна карактеристика предложеној усмерача	84
Слика 5. 19. Таласни облик најона на излазу усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде 5 mV и $f = 100$ kHz	84
Слика 5. 20. Преносна најонска карактеристика усмерача	86
Слика 5. 21. Изглед усмереној сигнала за синусни улазни сигнал амплитуде 200 mV за различита ојачања и фреквенције а) 20 kHz и б) 200 kHz	87
Слика 5. 22. Изглед усмереној сигнала за улазни сигнал од 20 mV за различита ојачања и фреквенције а) 20 kHz и б) 200 kHz	88
Слика 5. 23. Генерализовани фреквенцијни одзив усмерача за $v_{in} = 200$ mV и I случај ($V_B = 0.58$ V, $I_0 = 1.4$ mA, $R_L = 26$ Ω), II случај ($V_B = 0.6$ V, $I_0 = 0.74$ mA, $R_L = 26$ Ω), III случај ($V_B = 0.62$ V, $I_0 = 1.7$ mA, $R_L = 25.4$ Ω) а) AVR и б) RMS	90
Слика 6.1. Реализација операционој преносника у ТН технологији	92
Слика 6.2. Перспективни приказ операционој преносника реализованој у SMD технологији: а) поглед одозго и б) поглед одоздо	93
Слика 6.3. Изглед кола за мерење карактеристика операционој преносника за сигнал различите амплитуде и фреквенције (ТН)	94
Слика 6.4. Изглед кола за мерење карактеристика операционој преносника за сигнал различите амплитуде и фреквенције (SMD)	94
Слика 6.5. Изглед сигнала на излазу првој модела операционој преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5$ mV и $f = 20$ kHz	95
Слика 6.6. Изглед мереној сигнала на излазу првој модела операционој преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5$ mV и $f = 1$ MHz	96
Слика 6.7. Изглед сигнала на излазу првој модела операционој преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 20$ mV и $f = 3.3362$ MHz	96
Слика 6.8. Најонска преносна карактеристика операционој преносника модела урађеној у класичној технологији	97

- Слика 6.9.** Изглед сигнала на излазу грубог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ 98
- Слика 6.10.** Изглед сигнала на излазу грубог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 100 \text{ kHz}$ 99
- Слика 6.11.** Изглед сигнала на излазу грубог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 214 \text{ kHz}$ 99
- Слика 6.12.** Напонска преносна карактеристика операционог преносника модела урађеног на шпампаној плочи 100
- Слика 6.13.** Прецизни двострани усмераач са СМ повезан у колу за мерење 101
- Слика 6.14.** Изглед сигнала на излазу прецизног усмераача за $V_{in} = 12 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$.
Хоризонтална оса $20 \frac{\mu\text{s}}{\text{подеоку}}$, вертикална оса $5 \frac{\text{mV}}{\text{подеоку}}$ 101
- Слика 6.15.** Прецизни двострани усмераач са операционим преносником и Вилсоновим стираним олегалима повезан у колу за мерење 102
- Слика 6.16.** Изглед сигнала на излазу прецизног усмераача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 40 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ 103
- Слика 6.17.** Изглед сигнала на излазу прецизног усмераача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ 103
- Слика 6.18.** Изглед сигнала на излазу прецизног усмераача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 10 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ 104
- Слика 6.19.** Изглед сигнала на излазу прецизног усмераача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 20 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ 104
- Слика 6.20.** Изглед сигнала на излазу прецизног усмераача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 200 \text{ kHz}$ 105
- Слика 7.1.** Поређење напонских преносних функција операционих преносника добијених а) PSpice симулацијом и б) експерименталним мерењима операционог преносника урађеног на шпампаној плочи 107
- Слика 7.2.** Поређење симулиране и измерене сигнала у односу на идеални синусни сигнал амплитуде $V_{in} = 10 \text{ mV}$ и $f = 100 \text{ kHz}$ 108

ЛИСТА ТАБЕЛА

<i>Табела 5.1</i> Вредности омиорности за различите ситује I_T	71
<i>Табела 6.1</i> Зависности излазне напона првог модела операционог преносника у зависности од примењеног улазног напона и фреквенције (ТН)	95
<i>Табела 6.2</i> Зависности излазне напона другог модела операционог преносника у зависности од примењеног улазног напона и фреквенције (SMD)	98

ЛИСТА СКРАЋЕНИЦА

- AC - *Alternating current* - Наизменична струја
- AVR - *Average Value Ratio* - однос средњих вредности
- BJT - *Bipolar Junction Transistor* - Биполарни транзистор
- BiCMOS - *Bipolar and CMOS - Bipolar Complementary Metal-Oxide Semiconductor logic* - Биполарна комплементарна метални-оксид полупроводник логика
- CC - *Current Conveyor* - Струјни преносник
- CCCC - *Current Controlled Current Conveyor* - Струјом контролисан струјни преносник
- CCCS - *Current Controlled Current Source* - Струјни извор управљан струјом
- CCI - *First generation Current Conveyor* - Струјни преносник прве генерације
- CCII - *Second generation Current Conveyor* - Струјни преносник друге генерације
- CCIII - *Third generation Current Conveyor* - Струјни преносник треће генерације
- CCVS - *Current Controlled Voltage Source* - Напонски извор управљан струјом
- CCW - *Contra Clock Wise* - У супротном смеру казаљке на сату
- CM - *Current Mirror* - струјно огледало
- CMOS - *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* - комплементарни метал-оксид-полупроводник
- CMRR - *Common-mode rejection ratio* - Фактор потискивања средње вредности сигнала
- CW - *Clock Wise* - У смеру казаљке на сату
- DC - *Direct current* - Једносмерна струја
- FET - *Field-Efect Transistor* - Транзистор са ефектом поља
- GaAs - *Galijum Arsenid*
- GFR - *Generalized frequency response* - Концепт генерализованог фреквентног одзива
- GBW – *Gain-BandWidth product* - Производ појачања и пропусног опсега
- IC - *Integrated Circuit* - Интегрисано коло
- MCCII - *Modified second type current conveyor* - Модификовани струјни преносник друге генерације
- OA - *Operational Amplifier* - Операциони појачавач
- OC - *Operational Conveyor* - Операциони преносник
- PSPICE - *PC Simulation Program for Integrated Circuit Emphasis*

RMSE - *Root mean square error* - Корен средње квадратне грешке

SMD - *Surface-Mount Device* - Компоненте са површинском монтажом

SR - *Slew-Rate* - Слурејт - Брзина одзива операционог појачавача

TH - *Through Hole* - класична технологија са дискретним елементима

VCVS - *Voltage Controlled Voltage Source* - Напонски извор управљан напоном

VCCS - *Voltage Controlled Current Source* - Струјни извор управљан напоном

VCCC - *Voltage Controlled Current Conveyor* - напоном контролисан струјни преносник

1. УВОД

Електронска кола за прецизно усмеравање малих сигнала (ниског нивоа амплитуде реда испод 50 mV) играју важну улогу у аналогној обради сигнала због широког спектра примене. Усмеравање је важна функција обраде сигнала која има изузетан значај код многих мерних уређаја као што су волтметри и амперметри за наизменичне сигнале, у колима за детекцију поларитета сигнала, детекцију вршне вредности, детекцију амплитудно-модулисаних сигнала, кола за усредњавање сигнала итд..

Информације о неком временски променљивом физичком процесу до корисника се преносе електричним величинама које се називају сигнали.

Претварањем информација у електричне сигнале, као и обрадом и преносом сигнала бави се електроника [1].

Већина сигнала је по природи аналогна, и као такви они бивају и процесирани од стране људског организма. Кола која раде са аналогним електронским сигнаlima су појачавачи, синусоидални осцилатори, активни филтри, усмерачи, итд., и називају се аналогним колима.

Дигитална кола обављају функције манипулишући дискретним величинама. За разлику од аналогних кола која се често израђују у дискретној технологији, дигитална кола се данас скоро искључиво праве у интегрисаној технологији [1-4].

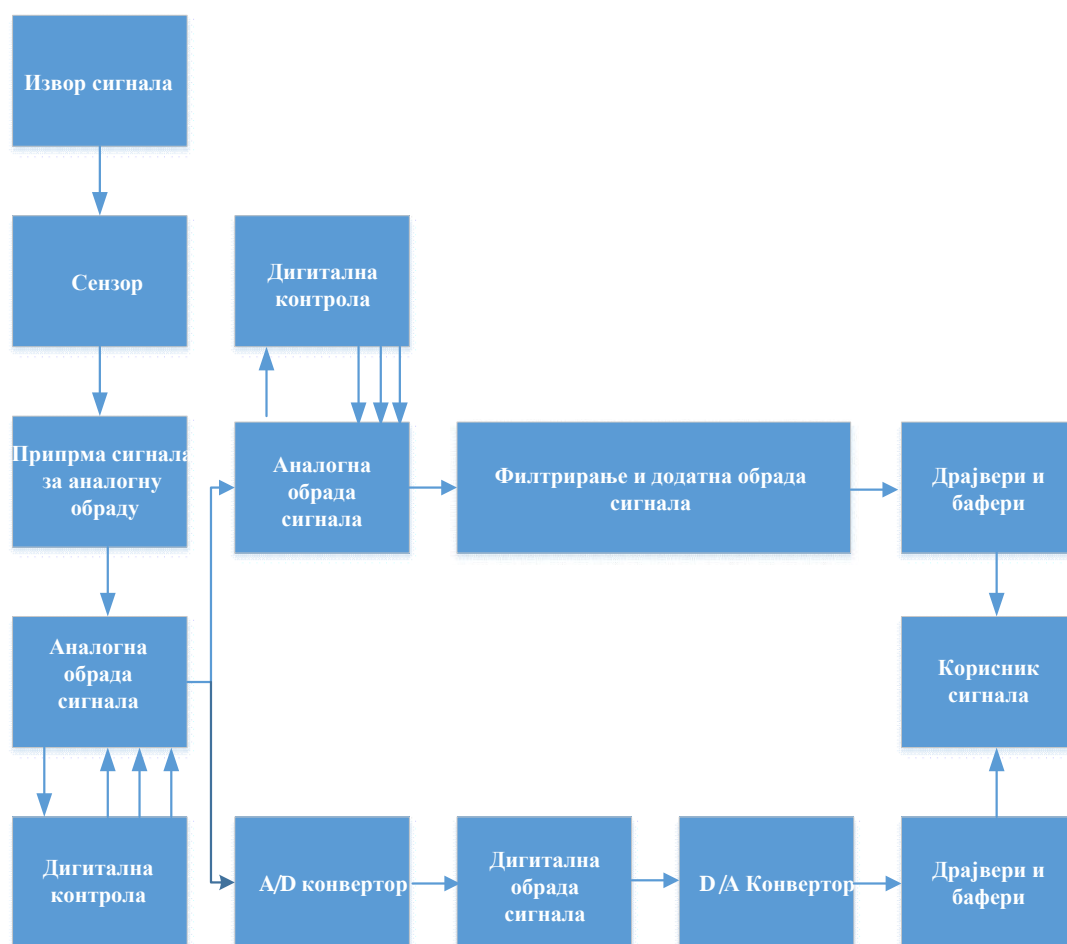
Интегрисана кола, (Integrated Circuit - IC), могу бити аналогна, дигитална или комбинована.

Дигитална IC могу да садрже и до милион логичких капија, флип флопова, мултиплексера или других елемената на површини од неколико квадратних милиметара што омогућава брз рад и малу дисипацију снаге.

Аналогна IC представљају важну компоненту код реализације различитих електронских склопова као што су извори за напајање, операциони појачавачи,

усмерачи, итд.. Ова кола обрађују континуалне сигнале, врше њихово појачање, филтрирање, демодулацију, усмеравање, миксовање, смањују шум у колима.

Како у обради сигнала, тако и у самом пројектовању, дигитална кола имају несумњиву предност над аналогним колима из разлога поузданости, цене, моделовања, симулације. На пример, једном пројектован аналогни систем тешко се мења, док се код дигиталних система лако врши њихово препрограмирање и моделовање. И поред вишеструких предности дигиталних кола у односу на аналогна, од реализације аналогних кола се не одустаје. Разлоге за то треба тражити у бројним применама где је потребно да на пријему информације буду у аналогној форми, јер су сигнали који носе информације од извора такође аналогни (слика 1.1).

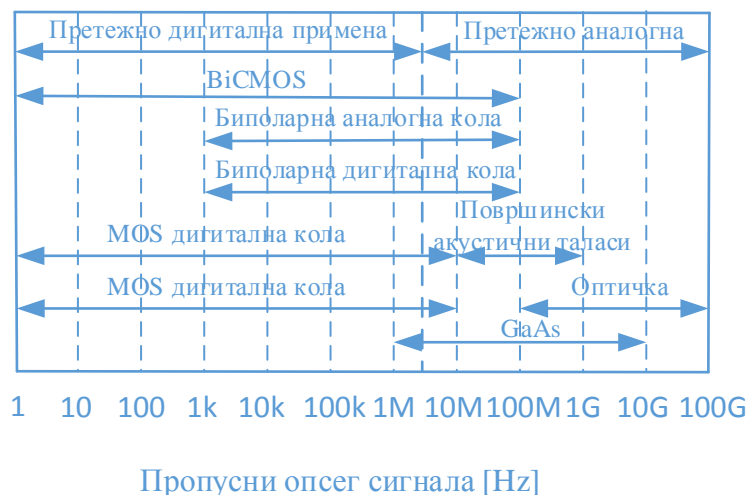


Слика 1.1. Блок-шема система за обраду сигнала [1].

У пројектовању аналогних кола, ограничавајући фактор представља технологија израде интегрисаних кола, која је различита за различите фреквентне опсеге као и области примене (слика 1.2). Пројектовање аналогних кола знатно је олакшано развојем

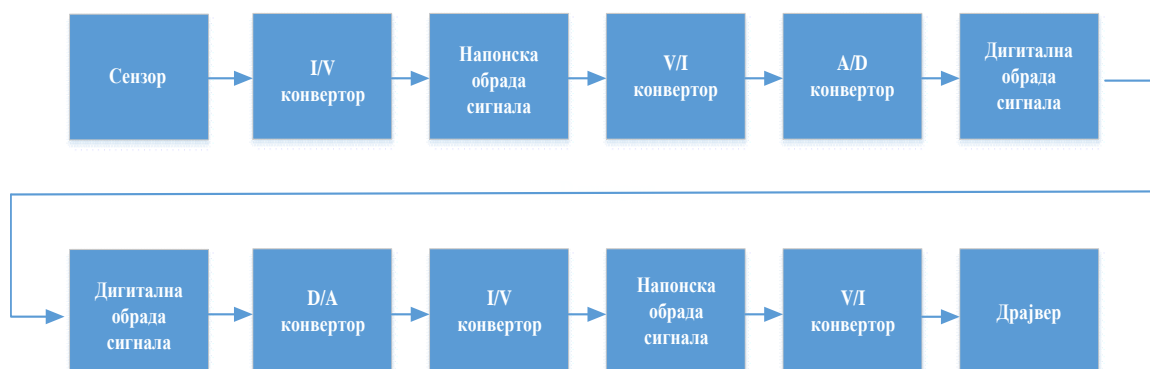
софтвера за симулацију, као и развојем модела који уз напредак у технологији израде омогућавају брзо пројектовање и реализацију кола у интегрисаној техници.

У производњи интегрисаних кола данас преовладавају биполарна (BJT), CMOS, GaAs и BiCMOS технологија за различите фреквентне опсеге.



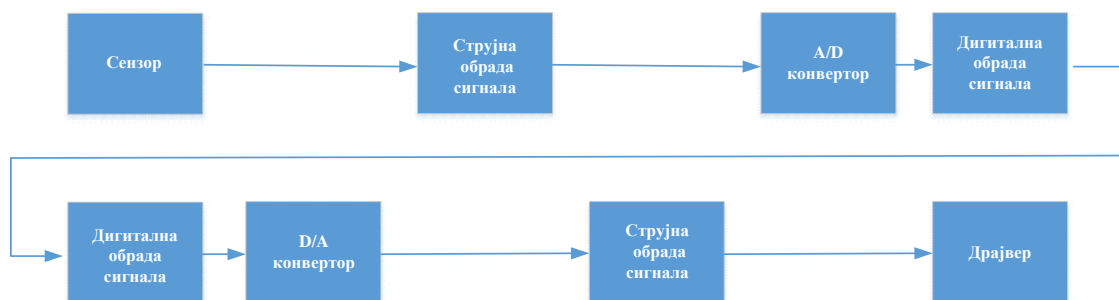
Слика 1.2. Пројусни ојсези сјнала за обраду по јрмењеној шехнолојји.

Због устаљених навика и историјског развоја електронике, доминантан начин обраде сигнала у аналогним колима је заснован на напонском процесирању. Чак се и код аналогних кола која на свом излазу имају струју, она се свесно превде у напонски еквивалент, убацивањем отпорника у коло колектора односно дрејна, па се затим тако формиран напонски сигнал даље обрађује (слика 1.3), упркос чињеници да се при томе истовремено повећава и временска константа на излазу, што доводи до смањења горње граничне учестаности у пропусном опсегу.



Слика 1.3. Принцијска шема напонске обраде сјнала [1].

Управо чињеница ограничења горње граничне учестаности, уз напредак технологије израде интегрисаних кола, довела је до наглог развоја аналогних кола са струјним процесирањем (слика 1.4), која елегантно решавају поједине системске проблеме који се јављају код аналогних кола са напонским процесирањем.



Слика 1.4. Принципска шема струјне обраде сигнала [1].

Напонски сигнали су мање отпорни на свеprisутни шум од струјних, па су као такви подложнији за простирање грешке. Струјни сигнали су такође релативно имуни на шум. Једини изузетак је електромагнетно индуковани шум, који се може елиминисати правилном употребом заштићених и упредених пара проводника.

Предности кола са струјним процесирањем дошле су до изражаја развојем технологије која је омогућила да се проблеми који су се јављали код кола у напонском процесирању једноставно решавају.

Сваки електронски систем се састоји од више подсистема односно функционалних блокова који се могу посматрати као засебне целине. На основу функције коју обављају функционални блокови могу се класификовати у више електронских кола као што су на пример појачавачи, филтри, извори сигнала, кола за обликовање и обраду сигнала, конвертори, кола за напајање, итд. Сваки функционални блок се у основи састоји од електричних кола састављених од отпорника, капацитивности, индуктивности, диода, транзистора, интегрисаних кола и других компоненти.

Циљ ове дисертације је да се на основу унапред дефинисаних карактеристика усмерава, дизајнира практично електронско коло које ће реализовати жељену функцију усмеравања малих сигнала у техници струјног процесирања. При томе коло треба да има следеће карактеристике:

- поседује што мању отпорност на излазу (да је могуће извршити директно спрезање),

- што мањи offset напон на свом излазу
- поседује велику температурну стабилност,
- поседује ниску цену реализације и
- буде погодно за израду у интегрисаној техници.

У обради сигнала прецизно усмеравање обавља значајну функцију као део сложенијих електронских кола која имају широк спектар примене (инструментација и мерење, кола за усредњавање и детекцију сигнала, итд.). Због тога постоје бројне реализације усмерача како у напонској обради сигнала тако и у струјној.

Класични усмерачи реализовани само са диодама у техници напонског процесирања имају велики недостатак због прага провођења који за германијумске диоде износи 0.2 V, док за силицијумске износи 0.6 V, а то значи да су такви усмерачи практично неупотребљиви када су у питању сигнали малих амплитуда.

Постоје кола која превазилазе овај проблем иако поседују диоде. Усмерачи реализовани са операционим појачавачима који у колу повратне спреге имају диоде дају боље резултате. Међутим, овде настају проблеми при проласку сигнала кроз нулу, када коло повратне спреге постаје отворено, а то представља узрок значајних изобличења сигнала. Овај проблем се делимично може решавати употребом операционог појачавача са што већом максималном брзином промене излазног напона у времену - слурејтом (Slew-Rate -SR) - брзином пребацивања [4], али се изобличење ипак не може у потпуности уклонити јер SR ограничава реаговање операционог појачавача (Operational Amplifier – OA) при отварању диода.

Употреба струјних преносника код реализације прецизних усмерача малих сигнала даје значајно боље резултате, и у последњој деценији настало је више научних радова на ту тему [5]. Употребом операционог преносника (OC – Operational Conveyor) значајно су смањена изобличења код усмереног сигнала која настају код усмерача реализованих са струјним преносницима. Последњих година приказана су значајна истраживања која се односе на усмераче реализоване у овој техници [6-9].

Дисертација се састоји од **девет глава**. У **првој уводној глави**, су наведени основни мотиви за рад и организација саме дисертације. Дефинисан је циљ дисертације да се на основу унапред дефинисаних карактеристика усмерача, дизајнира практично електронско коло које ће реализовати жељену функцију усмеравања малих сигнала у техници струјног процесирања.

У **другој глави** дат је опис технике струјног процесирања, приказ транслинеарног принципа као полазне основе за реализацију бројних нелинеарних кола у биполарној технологији. Разматран је концепт струјног преносника са посебним освртом на струјни преносник друге врсте са биполарним транзисторима. Описан је и концепт операционог преносника, а посебно је обрађен операциони преносник друге врсте са струјним процесирањем.

У **трећој глави** је извршена упоредна анализа прецизних двостраних усмерача реализованих у техници напонског процесирања као и у техници струјног процесирања, са предностима и манама једних у односу на друге.

Четврта глава је кључни део докторске дисертације. Приказује теоретски принцип рада прецизних двостраних усмерача реализованих са иновираним операционим преносником и струјним огледалима (обична и побољшана огледала – Вилсонова (Wilson) огледала), као и реализацију новог двостраног прецизног усмерача оствареног са операционим преносницима и две диоде са предполаризацијом.

Резултати PSPICE симулација операционих преносника као и симулација урађених на прецизним двостраним усмерачима малих сигнала теоретски размотрених у четвртој глави дати су у **петом поглављу**.

Шеста глава приказује резултате експерименталних мерења обављених у лабораторијским условима на физички реализованим моделима прецизних двостраних усмерача малих сигнала са операционим преносником и струјним огледалима (обична и побољшана) од комерцијално доступних компонената. Такође су дати и експериментални резултати урађени на операционим преносницима израђеним на бази излазног степена са струјним процесирањем у две варијанте (класична TH-Through Hole и компоненте са површинском монтажом SMD – Surface-Mount Device технологија).

У **седмој глави** је приказана анализа добијених резултата како из експерименталних мерења тако и оних добијених на основу PSPICE симулација.

У **осмој глави** су дата закључна разматрања и описан је допринос аутора у анализи и реализацији прецизних двостраних усмерача малих сигнала реализованих у техници струјног процесирања, као и могућности и смернице за даља истраживања у овој области.

У **деветој глави** дат је преглед коришћене литературе у изради дисертације.

2. СТРУЈНО ПРОЦЕСИРАЊЕ

2.1 Техника струјног процесирања

Електрични напон и електрична струја су могући сигнали у електронским колима. Успостављајући везу између електричне величине и информације која се преноси, информације се могу представити било преко вредности напона или преко вредности електричне струје.

У данашње време употреба биполарних транзистора (Bipolar Junction Transistor - BJT) потиснута је у корист технологије комплементарног метал-оксид-полупроводника (Complementary Metal–Oxide–Semiconductor - CMOS) у дизајну интегрисаних кола. Ипак биполарни транзистори остају елементи који су погоднији за израду неких електронских кола (нпр. дискретна кола, аналогна кола за примене на високим учестаностима). Разлоге за то треба тражити у томе да за исте димензије биполарни транзистори имају:

- већи производ појачања и опсега фреквенција (Gain–BandWidth product - GBW),
- дају јачу струју од транзистора са ефектом поља (Field-Effect Transistor - FET),

иако FET-ови као главну предност имају велики улазни отпор као и негативни температурни коефицијент, те су погоднији за конструкцију појачавача снаге.

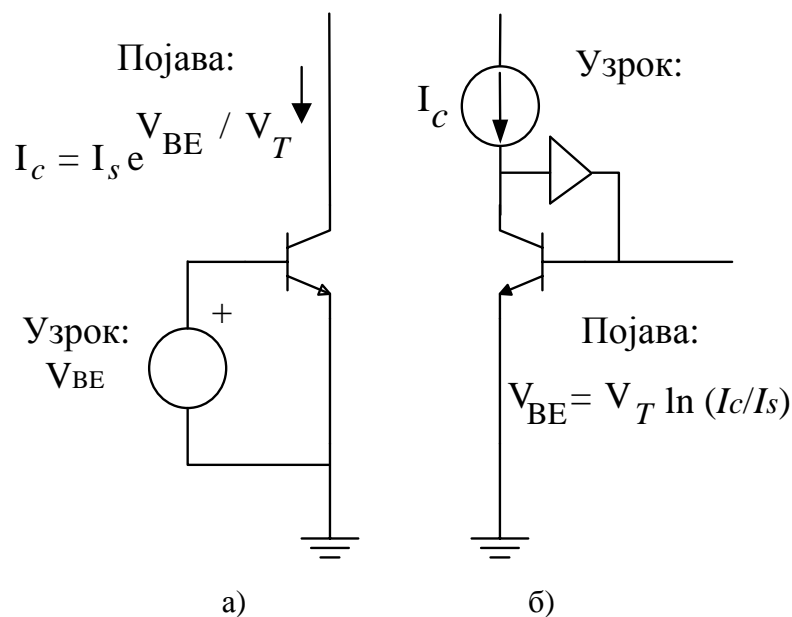
BJT примарно сматрамо активним струјним извором, где струја колектора зависи од базне струје те је као такав погодан као елемент за кола са струјним процесирањем. Поред тога добро је познато да постоји зависност струје колектора I_C од примењеног напона између базе и емитера, V_{BE} :

$$I_C = I_{S(T)} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \cong I_{S(T)} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (2.1.1)$$

где је V_T температурни напон ($V_T = \frac{kT}{q} \cong 26 \text{ mV}$ при собној температури $T=300^\circ \text{ K}$), а I_S је инверзна струја zasiћења. Овај израз за струју колектора важи у свим условима али се члан " - 1" може у пракси изоставити, сем при одређивању струје при високим температурама, тако да је струја колектора приближно дата изразом:

$$I_C \cong I_{S(T)} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (2.1.2)$$

Ова релација може се приказати шемом као на слици 2.1а.



Слика 2.1. Два начина поспайрања и поларизације биполарних транзистора.

Како то демонстрира слика 2.1б, напон V_{BE} као последица деловања колекторске струје I_C може се дефинисати:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (2.1.3)$$

Диференцирањем израза (1.1.2) добија се:

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{be}} = \frac{I_{S(T)}}{V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \approx \frac{I_C}{V_T} = g_m \quad (2.1.4)$$

транскондуктанса g_m тј. преносна проводност.

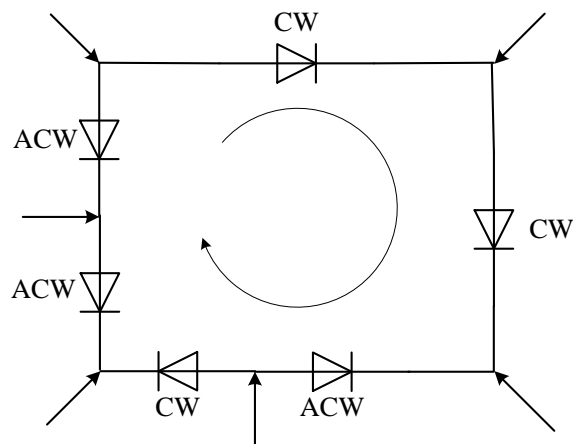
Може се уочити приближно линеарна зависност транскондуктансе од колекторске струје I_C .

Ова чињеница је полазна основа за транслинеарно посматрање ВЈТ и увођење транслинеарног принципа.

2.2 Транслинеарни принцип

Историја транслинеарних кола започиње 1975. године када је Бари Гилберт (Barrie Gilbert) увео нову класу аналогних кола [10]. Назив потиче од првог дела речи ТРАНСкондуктансе (Transconductance) биполарног транзистора која је ЛИНЕАРНО пропорционална струји колектора (2.1.4).

На основу другог Кирхофовог закона, у затвореној петљи која садржи n PN спојева (слика 2.2) алгебарски збир напона у свакој затвореној контури мора бити једнак нули. Спојеви могу бити оријентисани у смеру казаљке на сату (Clock Wise - CW) или у супротном смеру (Contra Clock Wise - CCW).



Слика 2.2. Затворена петља са n PN спојева.

$$\sum_{k=1}^{k=n} V_k = 0 \quad (2.2.1)$$

Ако се сада израз (2.1.3) уврсти у претходну једначину, добија се:

$$\sum_{k=1}^{k=n} V_T \ln \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 0 \quad (2.2.2)$$

Пошто PN спојеви могу да имају различите површине или да буду различитог типа (на пример комбинација PNP и NPN BJT) струја I_{Sk} се узима за сваки спој посебно. На свим спојевима се подразумева да је температура иста, па се напон V_T може изоставити јер се појављује у свим члановима суме, тако да се израз (2.2.2) своди на:

$$\sum_{k=1}^{k=n} \ln \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 0 \quad (2.2.3)$$

Користећи правило за логаритам количника израз (2.2.3) се може представити као:

$$\prod_{k=1}^{k=n} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = 1 \quad (1.2.4)$$

Из једначине (2.2.4) произилази да морају бити испуњена два услова да би једначина била задовољена, а то су:

1. У транслинеарној петљи мора бити паран број спојева (најмање два) и
2. У транслинеарној петљи мора бити исти број спојева оријентисаних у смеру казаљке на сату (CW) као и оних оријентисаних у супротном смеру (CCW)

Под претпоставком да су сви спојеви истог типа и да је могућа разлика једино у површини емитерског споја једначина (2.2.4) се може написати у облику:

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} \quad (2.2.5)$$

Из чињенице да је струја засићења пропорционална површини споја емитер-база следи:

$$I_{Sk} = A_k J_{Sk} \quad (2.2.6)$$

где је A_k површина емитерског споја, а J_{Sk} површинска густина струје засићења која не зависи од геометрије спојева.

Ако једначину (2.2.6) уврстимо у једначину (2.2.5) добија се:

$$\prod_{CW} \frac{I_{Ck}}{A_k J_{Sk}} = \prod_{CCW} \frac{I_{Ck}}{A_k J_{Sk}} \quad (2.2.7)$$

На основу тога да количник $\frac{I_{Ck}}{A_k J_{Sk}}$ представља густину струје J емитера, па се једначина (2.2.7) може написати у облику:

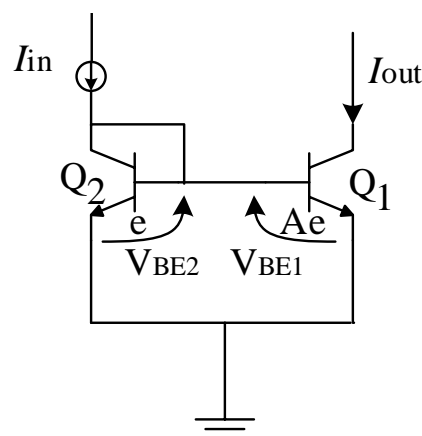
$$\prod_{CW} J = \prod_{CCW} J \quad (2.2.8)$$

На основу релације (2.2.8) може се исказати транслинеарни принцип.

Када је Бари Гилберт описао ову класу кола такође је описао и принцип транслинеарности (TLP):

“У зајвореној ћелији која садржи паран број поларисаних PN спојева, где има исти број спојева оријентисаних у смеру казаљке на часовнику (Clock Wise - CW) и у супротном смеру (Contra Clock Wise - CCW), производ густина струја у CW смеру једнак је производу густина струја у CCW смеру.”

У транслинеарној петљи важан је однос површина између парова емитерских спојева. Тај однос се разматра на примеру струјног огледала као најједноставније транслинеарне петље (слика 2.3).



Слика 2.3. Струјно огледало као најједноставнији пример транслинеарне ћелије.

Нека је површина емитера транзистора Q_2 , А пута већа од површина емитера транзистора Q_1 . На основу ове претпоставке једначина (2.2.7) може се написати у облику:

$$\prod_{CW} \frac{1}{A_k} \prod_{CW} I_{Ck} = \prod_{CCW} \frac{1}{A_k} \prod_{CCW} I_{Ck} \quad (2.2.9)$$

Дефинишући однос површина емитера фактором λ (количник површина емитера у CW и CCW смеру):

$$\lambda = \frac{\prod_{CW} A_k}{\prod_{CCW} A_k} \quad (2.2.10)$$

једначина (2.2.9) се може написати у облику:

$$\prod_{CW} J = \lambda \prod_{CCW} J \quad (2.2.11)$$

Због разлике у допирању спојева као и због промене топлотног градијента на самом чипу (V_{be} варира са приближно $2 \frac{mV}{^\circ C}$, што доводи до тога да је $\lambda=1.0799$) често у пракси однос емитерских површина није једнак броју један. Ово доводи до појаве значајних грешака у транслинеарним колима јер и мала топлотна разлика може да проузрокује велику разлику напона V_{be} . Појава ове грешке позната је под именом "V_{BE} неједнакост" (V_{BE} mismatching). Уметањем посебног напонског генератора V_L у транслинеарну петљу могуће је елиминисати ову грешку. Електромоторна сила овог генератора дата је модификовањем релације (2.2.2) у облику:

$$\sum_{k=1}^{k=n} V_T \ln \frac{I_{Ck}}{I_{Sk}} = V_L \quad (2.2.12)$$

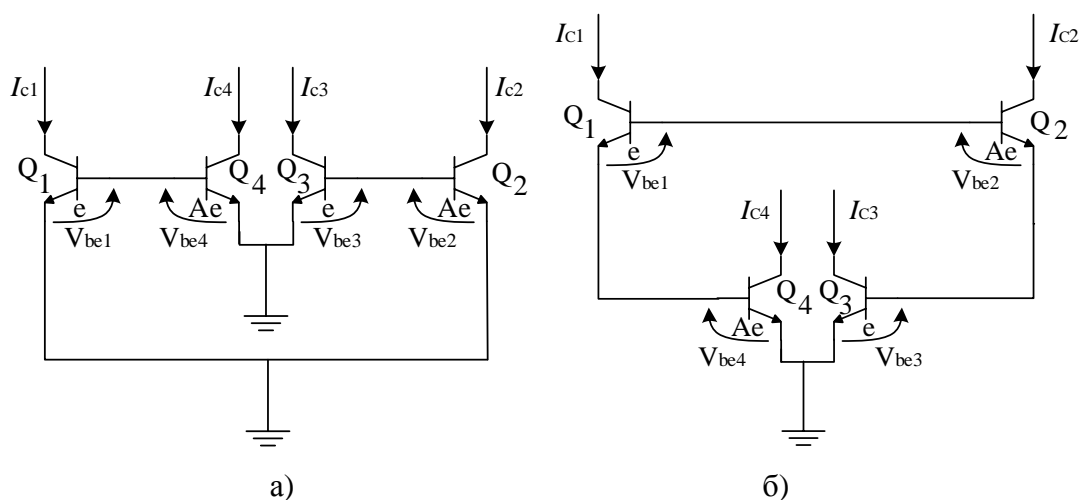
Модификовани фактор односа емитерских површина λ' дат је са:

$$\lambda' = \lambda e^{\frac{V_L}{V_T}} \quad (2.2.13)$$

Разлика у односу емитерских површина спојева може се искомпензовати додавањем напонског генератора V_L чија се вредност одређује из једначине (2.2.13) као:

$$V_L = V_T \ln \frac{\lambda'}{\lambda} \quad (2.2.14)$$

Транслинеарне петље могу бити наизменичног или уравнотеженог типа као што је приказано на слици 2.4.



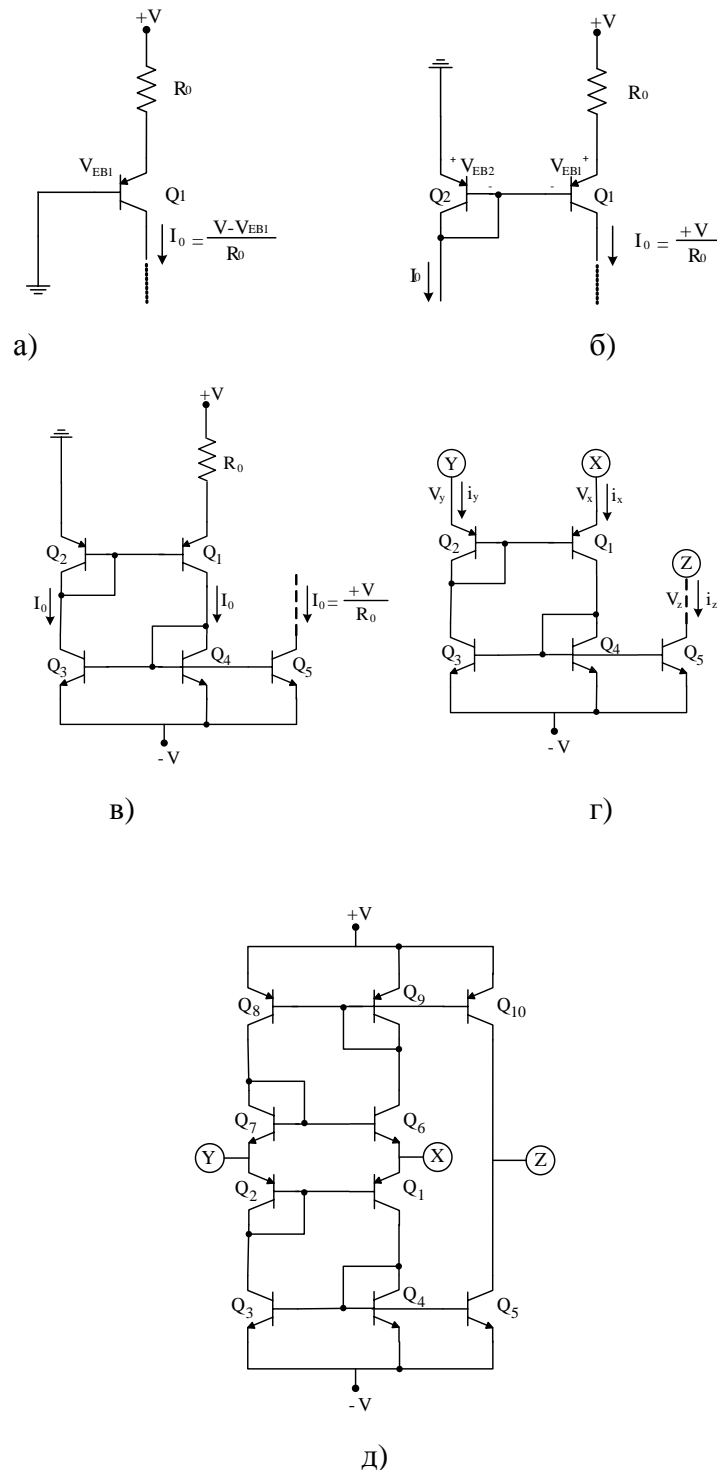
Слика 2.4. Типови транслинеарне петље: а) наизменичан, б) уравнотежен [11].

2.3 Концепт струјног преносника прве врсте

Развој технологије омогућио је да основни функционални елемент аналогне електронике постане ОА, који је омогућио реализацију аналогних кола у напонском процесирању за широк спектар примене. Због ограниченог пропусног опсега, као и услед ограничења због максималне брзине промене излазног напона који утиче на рад кола са великим сигнаlima и на високим фреквенцијама, кола са ОА не могу да адекватно одговоре на све те захтеве [2, 6]. Због потребе за реализацијом кола која би радила у широком пропусном опсегу, са малом потрошњом снаге, и са малим сигнаlima, развијена су кола са струјним процесирањем.

Концепт струјних преносника настао је током рада Седре на дизајнирању доброг, температурно стабилног, извора константне струје [5].

У конфигурацији транзистора са заједничком базом код овог извора, уочено је да се струја преноси између два прикључка са различитим импедансама (слика 2.5).



Слика 2.5. Еволуција прве генерације струјног преносника CCI: а) извор константне струје, б) принцип шематичке компензације, в) шематички компензован извор константне струје, г) струјни преносник прве генерације [5], д) струјни преносник прве генерације реализован у класи АВ [13].

Овакав концепт преноса је назван струјним, а коло које то реализује је названо струјни преносник (Current Conveyor - CC). Оно је од краја шездесетих (1968. год.) [12, 13], постало основни градивни блок за реализацију у различитим мерним и комуникационим системима. Разлоге за тај широк спектар примене CC треба тражити у могућности да коло обавља велики број различитих функција у аналогној обради сигнала. Оно је омогућило једноставнију реализацију кола, веће појачање у ширем фреквентном опсегу како великих тако и малих сигнала.

Струјни преносник прве врсте односно прве генерације (First generation Current Conveyor – CCI) је коло са три прикључка као што је то приказано на слици 2.5г). Седра и Смит [9] су до CCI (слика 2.5.г)) дошли тако што су концептуализујући коло са слике 2.5в), емитер транзистора Q_2 одспојили са масе и назвали га улазним прикључком Y. Такође уклањањем отпорника R_0 из гране колектора Q_1 добили су улазни прикључак X. Излаз струјног извора постао је излазни прикључак Z, чиме се добило свестрано троприступно активно коло код кога, било која струја да улази у прикључак X, та иста струја иде и кроз прикључак Y. Такође, било који напон да се појави на прикључку Y, тај исти напон се појављује и на прикључку X. Коначно било која струја да улази у прикључак X (прикључак ниске импедансе), та иста струја се преноси на прикључак Z (прикључак високе импедансе).

Симбол струјног преносника прве генерације (врсте) приказан је на слици 2.6. Ово коло се може описати следећом релацијом између прикључака:

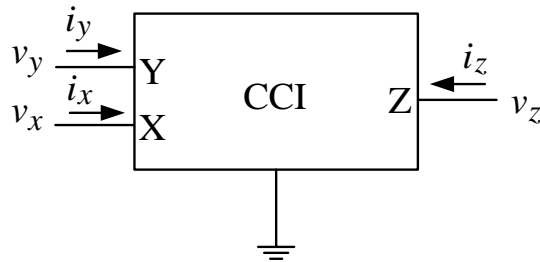
$$i_y = i_x, v_x = v_y, i_z = i_x \quad (2.3.1)$$

Математички опис CCI може се изразити преко хибридне матрице:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.3.2)$$

Параметар a у матричној једначини (2.3.2) може имати вредност $a = \pm 1$ у зависности од смерова струја i_x и i_z . Ако струје имају исти смер тј. улазе у преносник онда је вредност $a = +1$ тако да се такав струјни преносник назива позитивним и

обележава са CCI^+ . У супротном реч је о негативном струјном преноснику који се обележава са CCI^- .



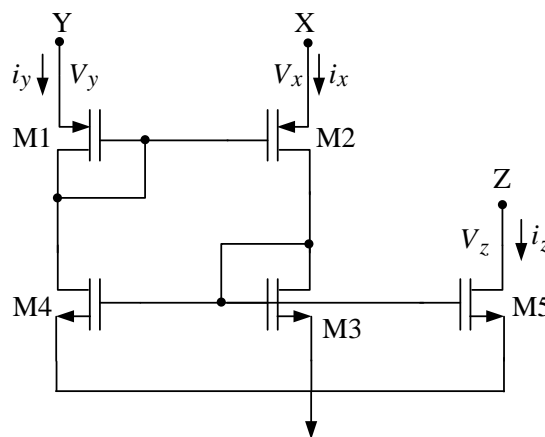
Слика 2.6. Символ струјног преносника прве генерације.

Приликом реализације CCI са биполарним транзисторима у дискретној техници, треба водити рачуна о томе да транзистори треба да имају идентичне карактеристике (да имају исто струјно појачање, исту површину емитерског споја, исте инверзне струје, итд.).

Основно коло CCI ради само са једностраним сигналимa, а тек додавањем још једног комплементарног кола (као што је приказано на слици 1.9д) [13]) добија се CCI који може да ради са двостраним сигналимa.

У раду [12], показано је да је CCI свестрано активно коло погодно за реализацију великог броја различитих функција, са најмањим могућим бројем спољних пасивних компоненти.

Због лакоће израде комплементарних транзистора у $CMOS$ технологији, могућа је једноставна фабрикација CCI са $CMOS$ транзисторима, слика 2.7.



Слика 2.7. Струјни преносник прве генерације реализован у $CMOS$ технологији [14].

2.4 Струјни преносник друге генерације

Друга генерација струјних преносника - ССII (Second generation Current Conveyor - ССII) уведена је 1970. год. [15], док је трећа генерација струјних преносника ССIII (Third generation Current Conveyor - ССIII) представљена 1995. год. [16]. Ова кола се данас првенствено користе у системима који захтевају широк пропусни опсег, код којих је излаз струја. Струјни преносник сличан је операционом појачавачу, који се када је у повезан са другим компонентама као што су отпорници, кондензатори, диоде, итд., може искористити за реализацију појачавача, интегратора, исправљача, итд.. Струјни преносник друге врсте погодан је за реализацију све четири врсте зависних извора (контролисаних генератора):

- Напонски извор управљан напоном (VCVS, Voltage Controlled Voltage Source),
- Напонски извор управљан струјом (CCVS, Current Controlled Voltage Source),
- Струјни извор управљан струјом (CCCS, Current Controlled Current Source),
- Струјни извор управљан напоном (VCCS, Voltage Controlled Current Source).

Такође ССII се може употребити за реализацију негативног импедансног конвертора, негативног импедансног инвертора, а у комбинацији са спољашњим пасивним компонентама може реализовати бројна линеарна и нелинеарна кола са минималним бројем елемената. При томе, таква реализација је једноставнија него да су та кола реализована са ОА. Показало се да је ССII обећавајуће коло. Са минималним бројем пасивних компоненти, погодно је за реализацију основних функција неопходних за аналогно рачунање, као што су: струјни појачавач, струјни диференцијатор, струјни интегратор, струјни сабирач и генератор нелинеарних функција. Такође је у [17] показано да је ССII погодно коло за реализацију бројних нових нелинеарних елемената: мутатора, скалора, рефлектора и ротатора.

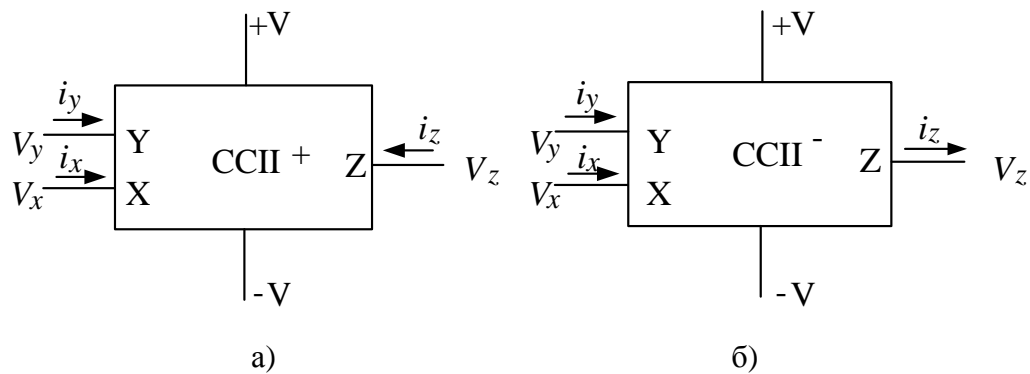
Математички опис ССII може се дати у хибридној матричној форми:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.4.1)$$

или релацијом између прикључака:

$$i_y = 0, v_x = v_y, i_x = \pm i_z \quad (2.4.2)$$

У зависности од вредности параметра a који може имати вредност $a = \pm 1$, имамо и две варијанте ССИ. Уколико је a позитивно, тада је $i_x = +i_z$ и онда се такав струјни преносник назива позитивним и обележава са ССИ⁺. У супротном је реч о негативном струјном преноснику који се обележава са ССИ⁻. Символи струјних преносника друге генерације приказани су на слици 2.8.



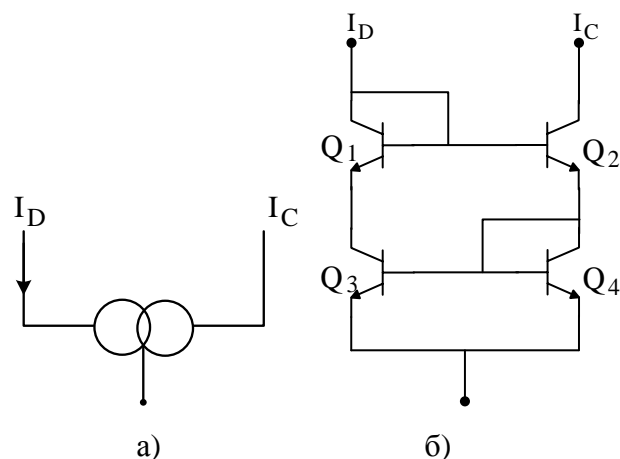
Слика 2.8. Символи струјних преносника друге генерације

а) позитиван б) негативан.

На порту Y струја i_y је увек једнака нули, док на порту Z струја i_z искључиво зависи од струје i_x . Ако се струја i_x директно доводи на порт X добија се струјом контролисан струјни преносник (Current Controlled Current Conveyor - CCCC), а ако се струја i_x добија копирањем улазног напона V_y са порта Y, онда је реч о напонам контролисаном струјном преноснику (Voltage Controlled Current Conveyor - VCCC).

2.4.1 Струјни преносници друге генерације на бази праћења струје у напојним водовима

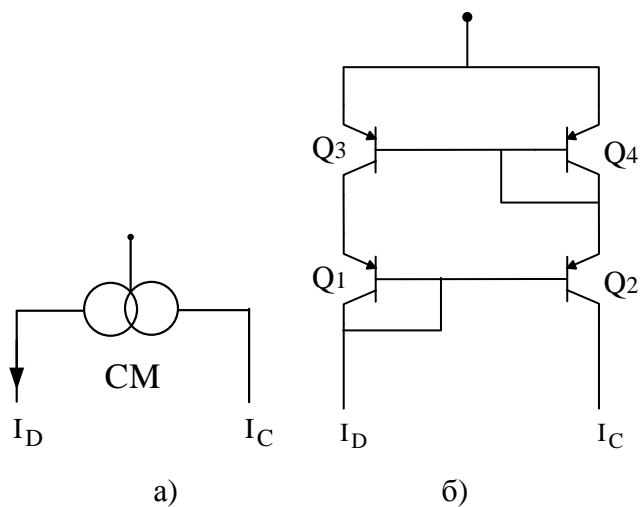
На слици 2.9а) приказан је симбол, а на слици 2.9б) практична реализација Вилсоновог (Wilson) струјног огледала (Current Mirror - CM) са четири упарена транзистора NPN типа.



Слика 2.9. Вилсоново струјној огледало NPN типиа а) Симбол, б) њрактијична реализација.

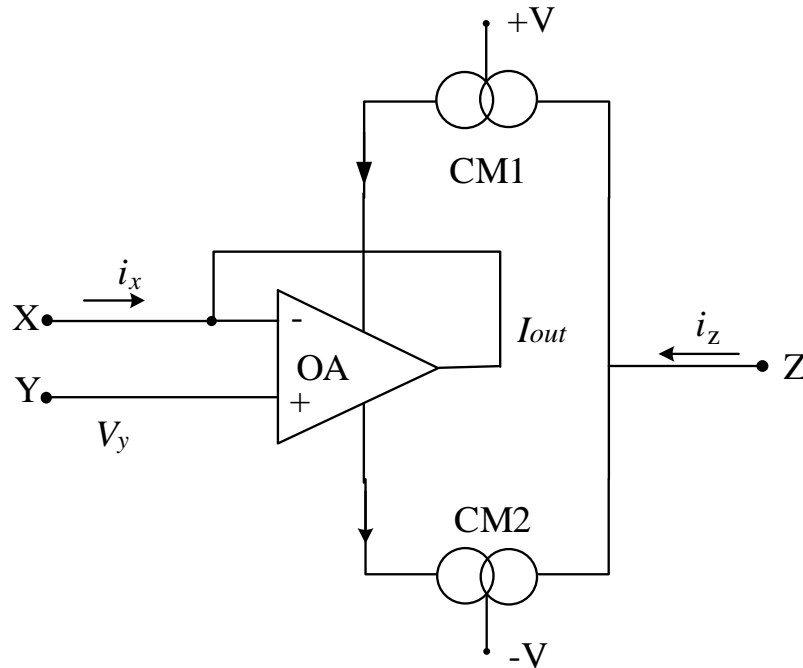
Улазна страна СМ назива се погонском, а излазна копирајућом.

Слика 2.10 приказује реализацију овог СМ преко транзистора PNP типа [23, 24].



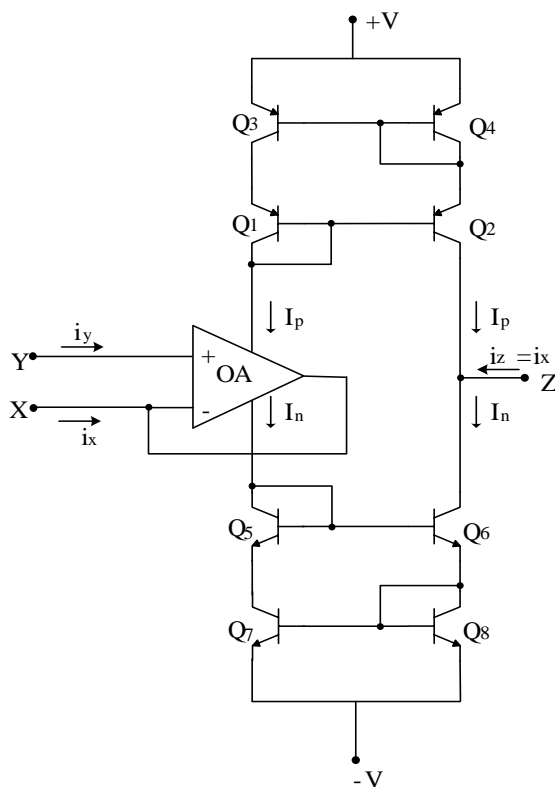
Слика 2.10. Вилсоновој струјној огледало PNP типиа а) Симбол, б) њрактијична реализација.

Реализација струјних преносника лако се остварује са једним операционим појачавачем (ОА) и струјним огледалима као што је представљено на слици 2.11 [22].



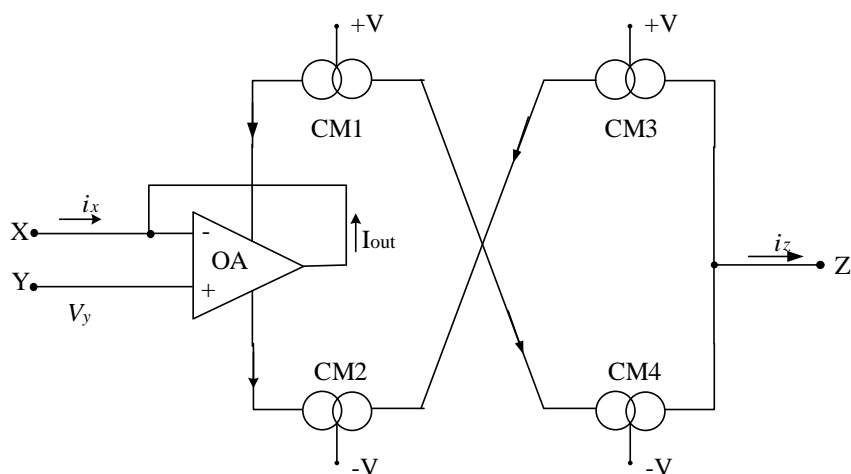
Слика 2.11. Позитивни струјни преносник друге генерације реализован са ОА и два струјна огледала.

Коло са слике 2.11 представља $CCII^+$, јер задовољава услове дефинисане једначином (2.4.2). Струја i_x на улазном порту X у потпуности се појављује у једном од два напојна вода у која су постављена CM, тако да се струја i_x појављује и на копирајућој страни CM, а уједно и на излазном порту Z. Овакви струјни преносници су конципирани на копирању струје у напојном воду ОА, под претпоставком да је улазна струја i_x по својој вредности приближно једнака максимално дозвољеној струји i_{out} на излазу ОА. У супротном, ако је струја i_x мала, може доћи до појаве грешке у раду струјног преносника [21]. Вилсонова реализација $CCII^+$ дата је на слици 2.12.

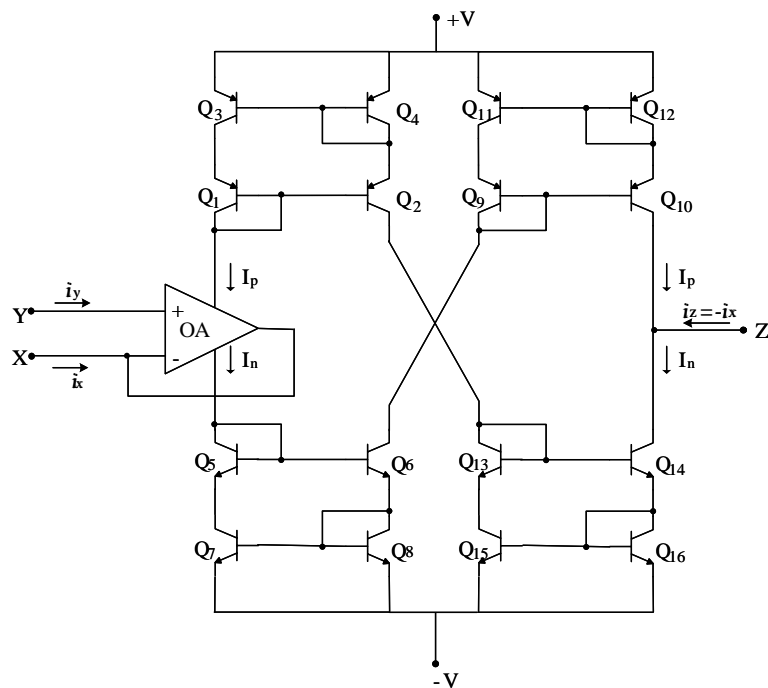


Слика 2.12. Вилсонова практична реализација $CCII^+$ са ОА и струјним ојлегалима [21].

Додавањем још два струјна огледала $CM3$ и $CM4$ обезбеђена је струјна инверзија на излаз $CCII^+$. На тај начин добијен је негативни струјни преносник друге генерације $CCII^-$, слика 2.13, док је на слици 2.14 приказана његова практична реализација.



Слика 2.13. Негативни струјни преносник друге генерације реализован са ОА и четири струјна ојледала.



Слика 2.14. Практична реализација CCI^+ са OA и струјним ојлегалима.

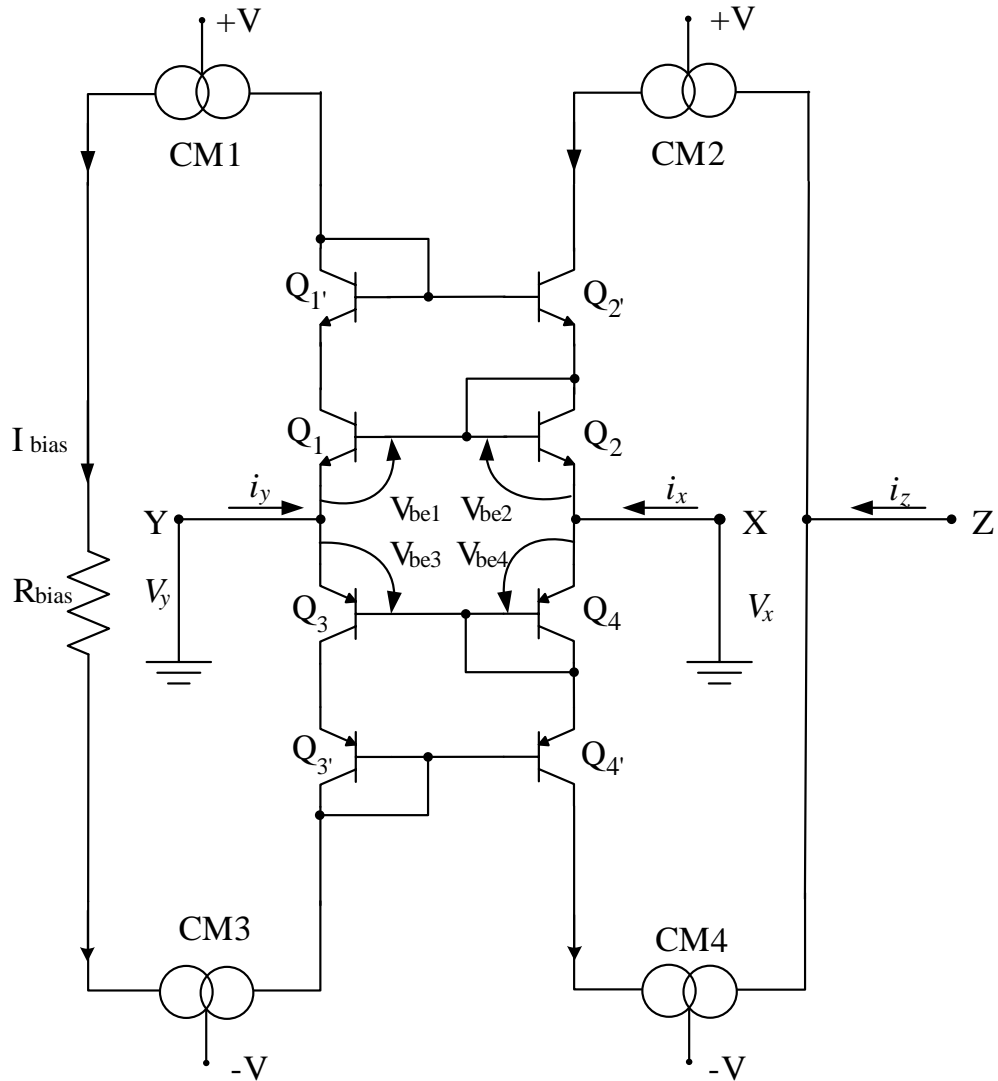
2.4.2 Fabre - Normand - ов транслинерани CCI^+

У дискретној техници могуће је реализовати CCI са биполарним као и са CMOS транзисторима. Fabre [23] и Normand [24] су независно један од другог предложили CCI који је заснован на Гилбертовој транслинеарној петљи као што је приказано на слици 2.15.

Транслинеарну петљу образују транзистори Q_1 , Q_2 , Q_3 и Q_4 и за њу на основу транслинеарног принципа важи да је:

$$i_{e1}i_{e3} = i_{e2}i_{e4} \quad (2.4.3)$$

Горња једнакост важи под претпоставком да су сви транзистори директно поларисани, упарени и на истој радној температури тако да је сваки напон $v_{be} \gg V_T$ [24]. Транзистор Q_2' служи за напонско раздвајање улаза $CM2$ од колектора транзистора Q_2 . Транзистор Q_1' служи да дефинише излазни напон $CM1$ и да обезбеди исти напон на колекторима транзистора Q_1 и Q_2 ради неутралисања ефекта реакције струје колектора једног на струју колектора другог. Транзистори Q_3' и Q_4' имају исте функције као и Q_1' и Q_2' само за доњу половину симетричног струјног преносника [22].



Слика 2.15. Fabre-Normand-ов њтранслинерани ССИ⁺.

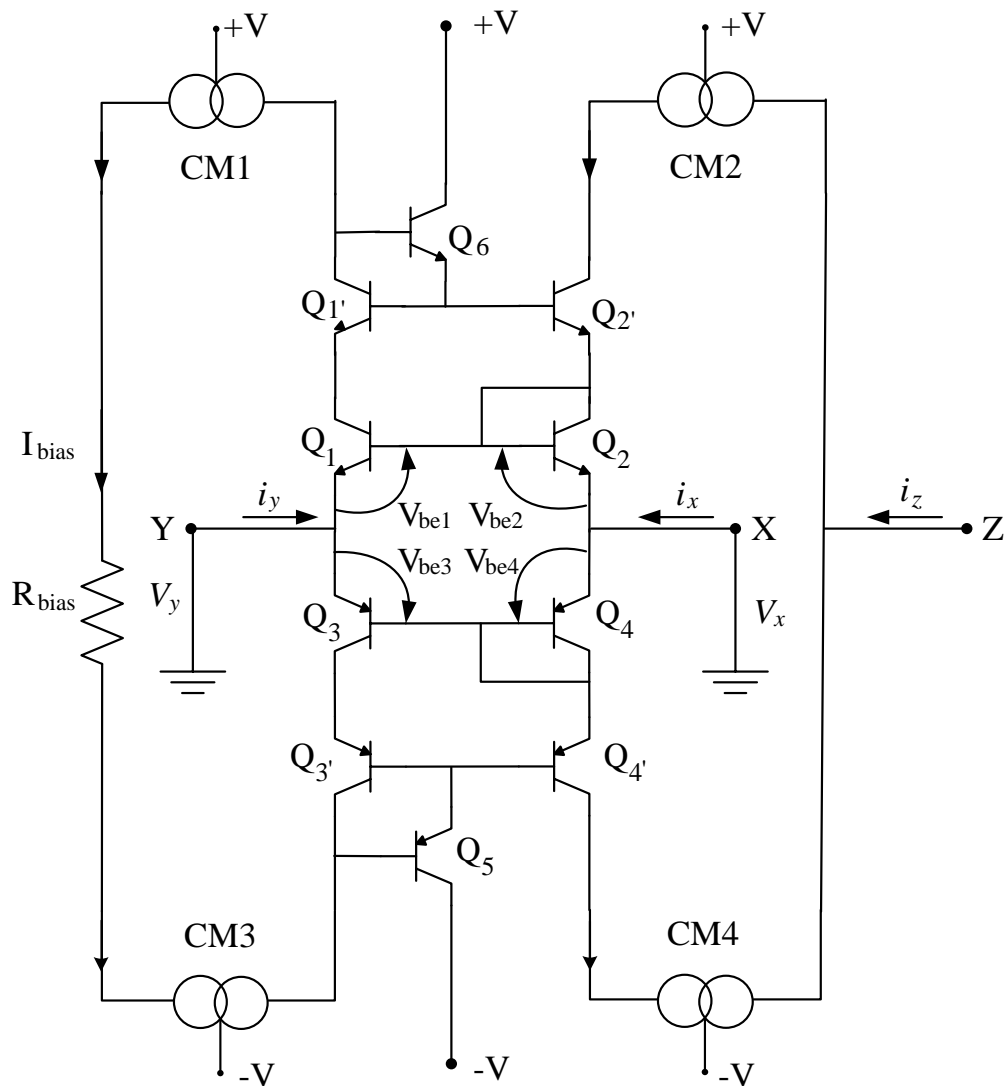
Струјни преносник је поларисан са I_{bias} , а струјним огледалима CM1 и CM3 се обезбеђује да је:

$$i_{e1} = i_{e3} = I_{bias} = \text{const.} \quad (2.4.4)$$

Под условом да транзистори Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_1' , Q_2' , Q_3' и Q_4' имају веома велико струјно појачање β [24], испуњен је и први услов струјног преносника да је:

$$i_y = 0 \quad (2.4.5)$$

У случају ограничене вредности струјног појачања β , услови (2.4.4) и (2.4.5) нису испуњени, али могу бити задовољени увођењем додатних транзистора Q_5 и Q_6 (слика 2.16), који служе за напајање база транзистора Q_1' , Q_2' , Q_3' и Q_4' . Овим се добија побољшана верзија Fabre-Normand-овог струјног преносника [25].



Слика 2.16. Побољшана верзија Fabre-Normand-овог транслинераног $CCII^+$.

Струјна огледала CM2 и CM4 копирају струје i_{c2} и i_{c4} испуњавајући други услов струјног преносника да је:

$$i_x = i_z \quad (2.4.6)$$

Трећа карактеристика струјног преносника:

$$v_x = v_y \quad (2.4.7)$$

је испуњена приближно, под условом да је $i_x \ll I_{bias}$, јер су тада напони v_{be} транзистора Q_1 , Q_2 , Q_3 и Q_4 приближно једнаки.

Реалан струјни преносник друге генерације $CCII^+$, приказан на слици 2.16 [25], приближиће се што је више могуће теоријском моделу, под условом да се употребе упарени транзистори са великим струјним појачањем β , великим f_T (транзитна фреквенција је фреквенција при којој појачање транзистора падне на 1), идеалним струјним огледалима и струјом поларизације I_{bias} таквом да важи $i_x \ll I_{bias}$.

Максималан пропусни опсег се добија у случају када је излазни прикључак Z уземљен. Уколико се на излазни прикључак Z дода оптерећење R_{iz} , повећавањем R_{iz} пропусни опсег се смањује. Улазна отпорност на прикључку X је веома мала ($R_x < 0.5 \Omega$). На прикључку X се појављује мали напонски офсет од $0.12 \mu V$. На прикључку Z појављује се струјни офсет од $4.4 \mu A$.

На основу [26], тест стабилности показује да је струјни преносник стабилан и да нема осцилација на излазном прикључку Z .

Релативно ниска импеданса на улазном прикључку Y основна је мана овог струјног преносника, поготово што зависи од упарености транзистора и тачности струјних огледала. Ману представља и употреба PNP транзистора који су фреквентно лошијих карактеристика у односу на NPN транзисторе. Реализација у интегрисаној техници представља предност овакве конфигурације.

Surakamponorn и Thitimajshima [27], постигли су знатна побољшања уз ограничење излазне струје до $1 mA$, користећи само NPN транзисторе у реализацији Gilbert-ове ћелије и струјних огледала.

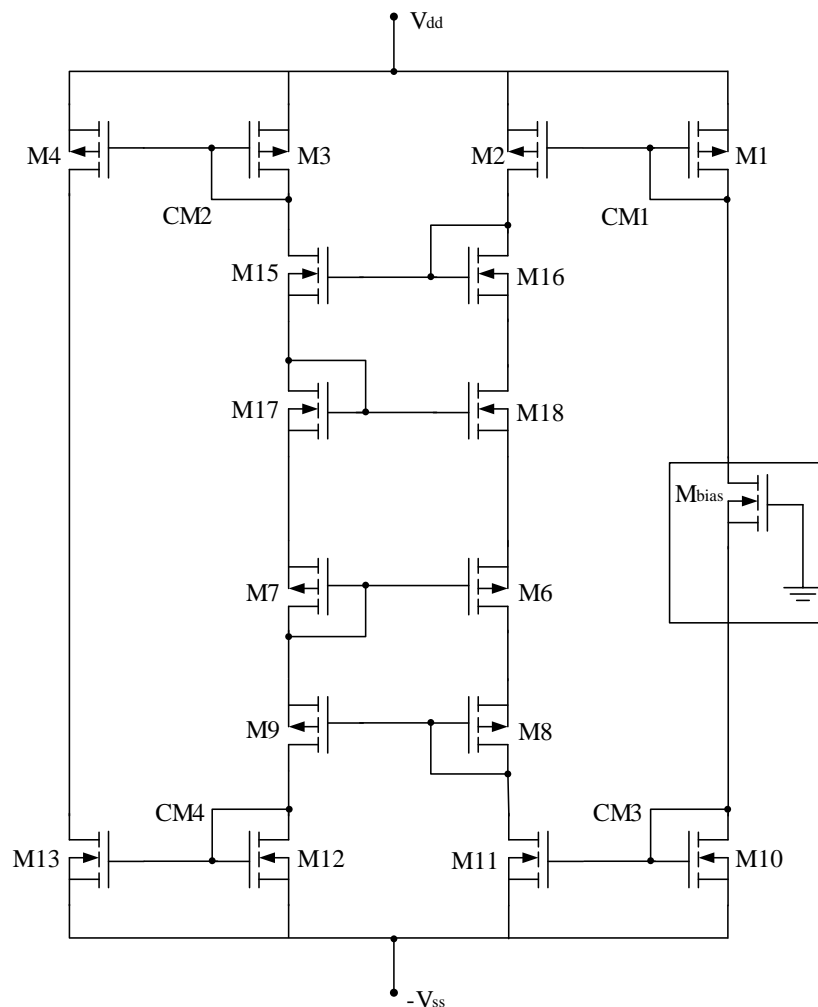
У референци [29] показана је реализација Fabre-Normand-овог транслинеарног $CCII^+$ у стандардној $1.5\text{-}\mu\text{-CMOS}$ интегрисаној технологији (слика 2.17).

Транзистори $M1$ - $M2$, $M3$ - $M4$, $M8$ - $M9$, $M10$ - $M11$, $M12$ - $M13$ и $M15$ - $M16$ образују струјна огледала, док транзистори $M6$, $M7$, $M17$ и $M18$ формирају транслинеарну петљу. Овако реализовано коло има мали напон напајања, малу потрошњу, велики пропусни опсег и представља $CCII^+$ [29]. У циљу смањења напона напајања могу се користити обична CM уместо побољшане верзије CM . За одређивање струје поларизације уместо M_{bias} могу се употребити два иста отпорника са уземљеним средњим крајем. На основу

[26], тест стабилности тако предложеног ССИ је обављен у [30], и показано је да такав струјни преносник поседује задовољавајућу стабилност.

2.4.3 Реализација ССИ коришћењем комерцијално доступних елемената (off-the shelf)

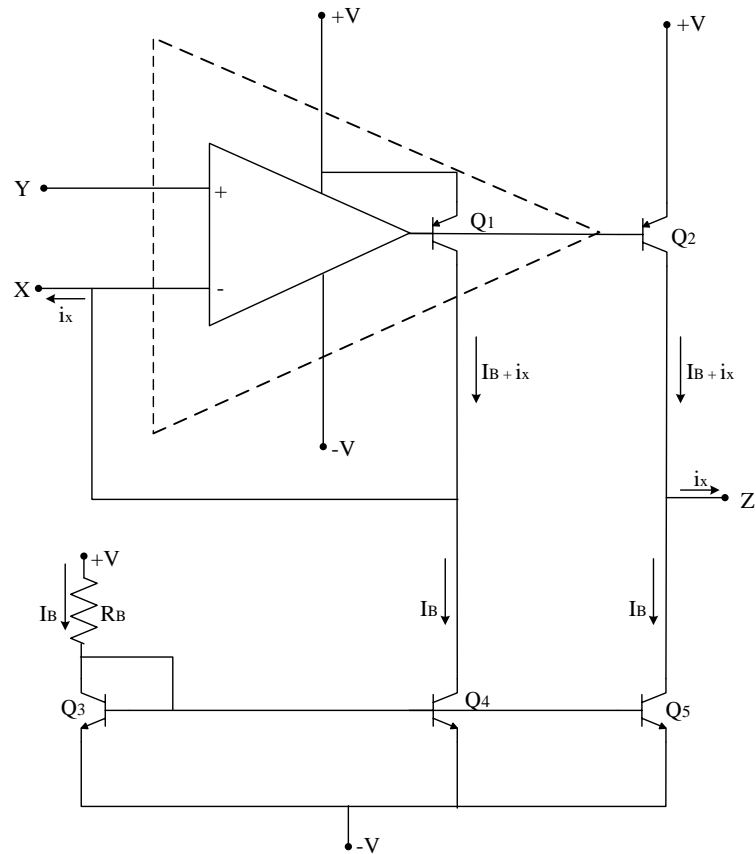
Black, Friedmann и Sedra су предложили једноставну реализацију ССИ⁺ и ССИ⁻, слика 2.17 [24].



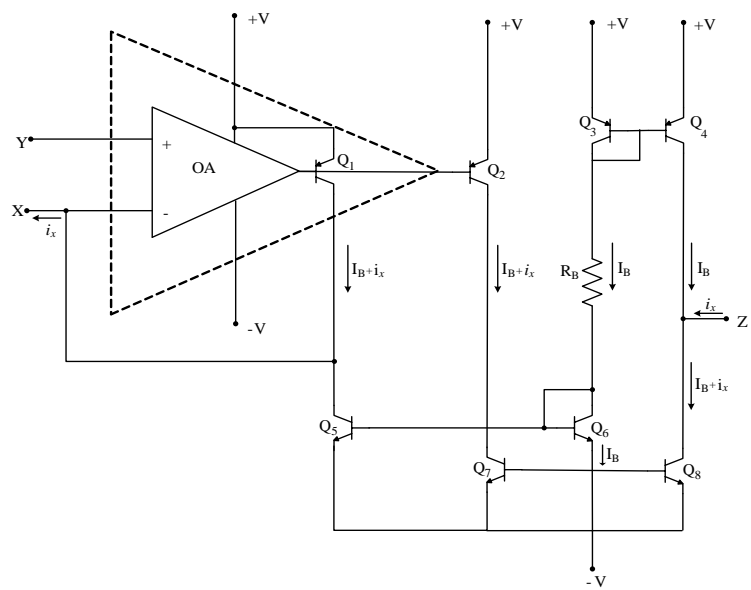
Слика 2.17. CMOS Fabre-Normand-ов $\bar{\mu}$ транслинерани ССИ⁺ [22].

Овако реализован струјни преносник (слика 2.18б)) поседује напонско појачање од 0.9997 између прикључака X и Y, улазну импедансу од 130 MΩ на високоомском прикључку Y, отпорност од 0.45 Ω на прикључку X (нискоомски прикључак) и офсет

напон од 0.5 mV између прикључака X и Y. Излазна импеданса на прикључку Z (високоомски прикључак) је 80 MΩ, а може се и повећати употребом Вилсонових струјних огледала на излазу.



а)

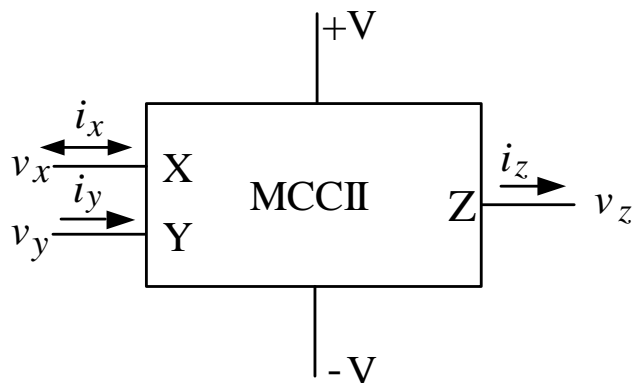


б)

Слика 2.18. Једносјавна реализација а) ССИ⁺, б) ССИ.

2.4.4 Модификовани струјни преносници друге генерације

Струјни преносник код кога излазна струја i_z прати улазну струју i_x по апсолутној вредности назива се модификовани струјни преносник друге генерације (МССП) и симболично је представљен на слици 2.19 [31].



Слика 2.19. Симбол модификованог струјног преносника.

Струјно напонске релације између прикључака МССП су облика:

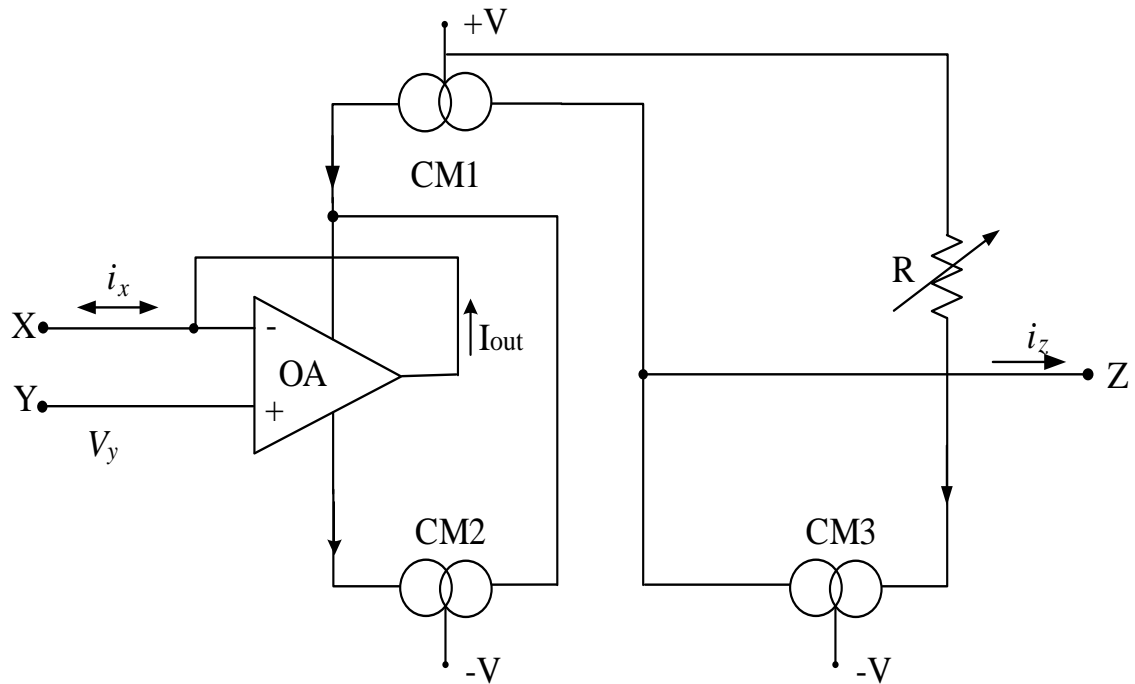
$$i_y = 0, v_x = v_y, |i_x| = i_z \quad (2.4.8)$$

Модификовани струјни преносник друге генерације (МССП) [38] реализује се са једним операционим појачавачем и три струјна огледала, како је то и представљено на слици 2.20.

Због употребе идеалног операционог појачавача задовољене су релације:

$$i_y = 0, v_x = v_y \quad (2.4.9)$$

Да је задовољена и трећа релација $|i_x| = i_z$, следи из тога да када је струја $i_x < 0$, њен ток је од излаза ОА и она се налази у погонској страни СМ1. Из тог разлога се она појављује и на копирајућој страни СМ1 која је уједно и копирајућа страна СМ3, која на погонској страни има фиксну вредност струје, те се струја i_x мора појавити и на прикључку Z.



Слика 2.20. Реализација МССП са једним ОА и три СМ.

Променљиви отпорник R има улогу да изврши почетно подешавање нулте струје тј. $i_z = 0$ за $i_x = 0$.

Струјни преносник који је врло сличан ССИ, али код кога су струје на улазним прикључцима супротних смерова $i_y = -i_x$, назива се струјним преносником треће генерације (ССП) и симболично се представља као на слици 2.21 [16]. Математички опис овог СС дат је следећом хибридном матрицом:

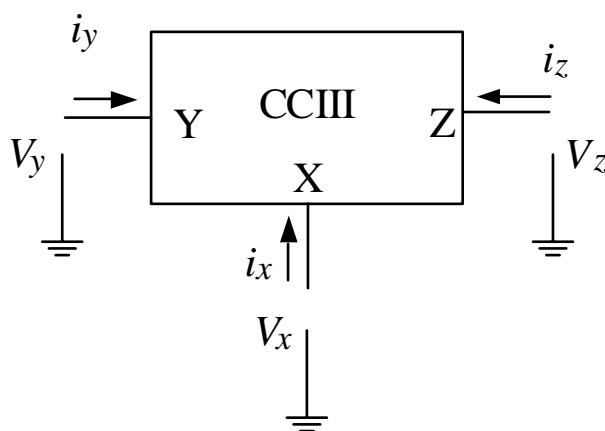
$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix}, \quad (2.4.10)$$

која се може представити следећим релацијама:

$$i_y = -i_x, v_x = v_y, i_x = \pm i_z. \quad (2.4.11)$$

ССП се може посматрати као струјом контролисан струјни извор јединичног појачања. Због различитих смерова струје на улазним прикључцима, ССП има велику

улазну импедансу. Као градивни блок ССШ се највише користи за симулацију индуктивности, у мерењима, за изградњу активних филтера итд..



Слика 2.21. Симбол ССШ.

На основу до сада изложеног, може се закључити да се сваки СС може математички изразити преко универзалне хибридне матрице:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.4.12)$$

која се може представити следећим релацијама:

$$i_y = a i_x, v_x = v_y, i_z = b i_x. \quad (2.4.13)$$

где параметар a може имати вредност $a = 1$, $a = 0$ или $a = -1$. На основу његове вредности дефинише се врста преносника, тј. ССИ, ССИИ или ССИИИ респективно. Параметар b одређује да ли је реч о позитивном ($b = 1$) или негативном ($b = -1$) СС.

2.5 Операциони преносник

У многим инжењерским применама захтева се доток тачно дефинисане струје у потрошач (обрада сигнала, пренос сигнала, тестирање, итд.). Такви склопови могу се

реализовати помоћу дискретних елемената [33-36]. Међутим, чешће се користе кола која су реализована са операционим појачавачима [37, 38] јер обезбеђују већу прецизност. Основне функције [39] овако реализованих кола су веома добре, али имају и једно велико ограничење у примени јер захтевају неуземљено оптерећење. Кола реализована са струјним преносницима отклањају овај недостатак и омогућавају дефинисан проток струје у уземљен потрошач. На жалост, кола реализована са струјним преносницима нису толико прецизна као кола реализована са ОА.

Било би добро када би струјни преносници били идеални, односно када би отпорност на X прикључку струјног преносника била нула, али то у пракси није случај. Проблем је постао још већи када се утврдило да је та отпорност зависна од струје на X прикључку струјног преносника.

И поред евидентних предности кола са струјним преносницима у односу на кола са операционим појачавачима, она у пракси нису заживела како се то очекивало. Можда један од главних разлога за то лежи у чињеници, да код реалних струјних преносника ССИГ и ССИГ⁺ (слика 2.22) између портова X и Y постоји паразитна отпорност R_x која је различита од нуле и која значајно утиче на тачност преносне функције кола јер је као таква компонента мале толеранције. Коло са слике 2.22а) представља јединични инвертујући струјни појачавач [39].

Математички се модел овог кола ССИГ може дефинисати са:

$$i_y = 0, V_y = V_x + R_x i_x, i_x = -i_z \quad (2.5.1)$$

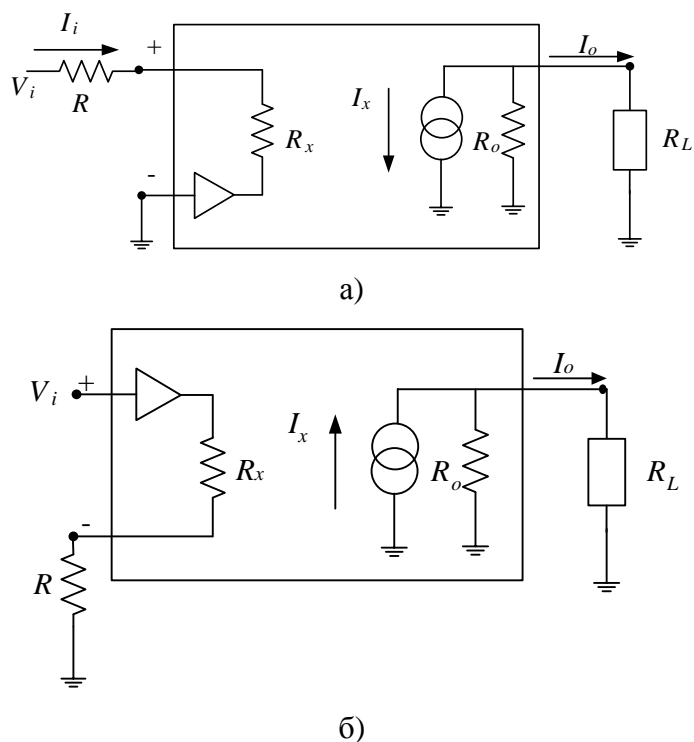
Преносна функција кола са слике 2.22а) је дата са:

$$I_o = \frac{-V_i}{R + R_x}, \quad (2.5.2)$$

односно за коло са слике 2.22б) је дата као:

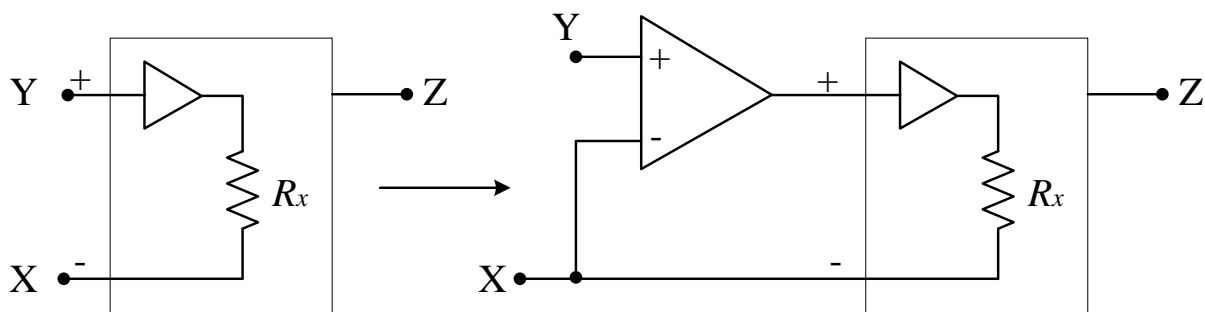
$$I_o = \frac{V_i}{R + R_x}. \quad (2.5.3)$$

Отпорност R_x на улазном прикључку утиче на тачност преносних функција датих у (2.5.2) и (2.5.3), нарочито ако су R и R_x истог реда величине.



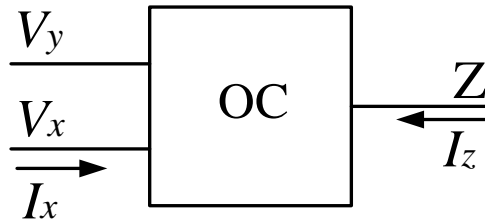
Слика 2.22. Јединични струјни појачавачи а) $CCII$ и б) $CCII^+$ [39].

У циљу превазилажења овог проблема, Гифт [39] је предложио ново коло, које користи предности кола са ОА, као и кола са СС, и минимизује њихове недостатке, назвавши га ОПЕРАЦИОНИ ПРЕНОСНИК (ОС – Operational Conveyor). Ово хибридно коло формирано од операционог појачавача који ради са струјним преносником у повратној спрези, приказано је на слици 2.23. Укључивањем струјног преносника у повратну спрегу ОА побољшана је тачност $CCII$, истовремено елиминишући отпорност R_x у преносној функцији кола.



Слика 2.23. Трансформација струјног преносника у операциони преносник.

Велико појачање отворене петље операционог појачавача осигурава да портови X и Y напонски прате један другог. Операциони преносник може се представити као коло са три прикључка, а његов симбол приказан је на слици 2.24.



Слика 2.24. Симбол операционог преносника.

Операциони преносник се математички може описати следећом матрицом:

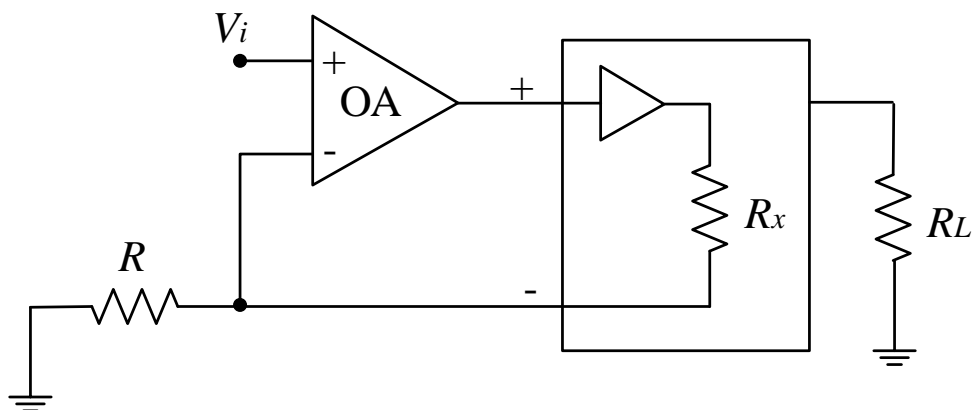
$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{pmatrix}, \quad (2.5.4)$$

односно помоћу три линеарне једначине као:

$$I_y = 0, \quad V_y = V_x, \quad I_x = \pm I_z \quad (2.5.5)$$

Знак струје I_z у једначини (2.5.2) дефинише да ли се ради о позитивном (OP+) или негативном (OP-) операционом преноснику.

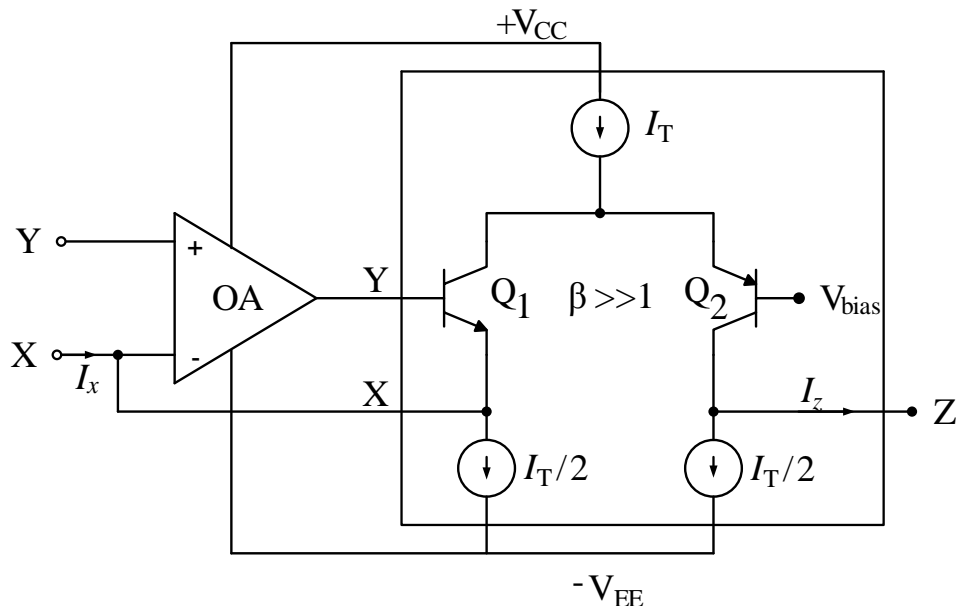
Кроз реализацију неинвертујућег транскондуктансног појачавача са OP, приказаног на слици 2.25 [36], постигнута је практична елиминација утицаја R_x на тачност преносне функције.



Слика 2.25. Неинвертујући транскондукцијански појачавач са ОП.

2.6 Операциони преносник друге врсте са струјним кормиларењем на излазу

На слици 2.26 приказан је концепт операционог преносника, при чему је струјни преносник у повратној петљи операционог појачавача реализован у виду степена са струјним кормиларењем [40].



Слика 2.26. Принцијска шема операционог преносника.

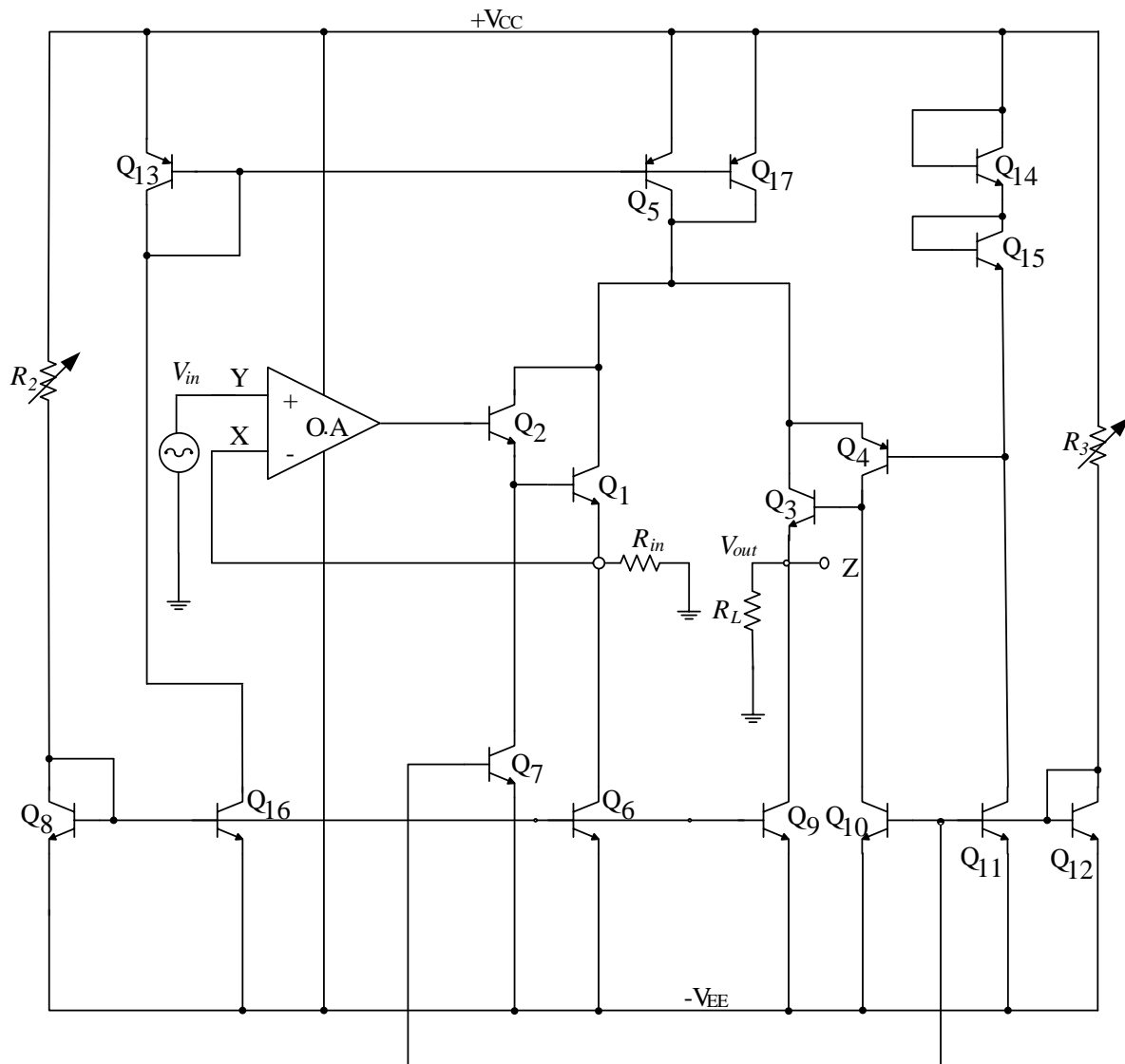
Добра напонска преносна функција између прикључака Y и X обезбеђена је употребом негативне повратне спреге са операционим појачавачем. Да би грешка у напонској преносној функцији била што мања, потребно је да струја I_T буде што већа,

како би емитерска отпорност транзистора Q_1 била што мања у поређењу са излазном отпорношћу струјних извора. Повећање струје I_x на прикључку X за неки износ изазива смањење струје транзистора Q_1 за исти тај износ, а то доводи до повећања струје кроз транзистор Q_2 , што на крају изазива повећање струје I_z за исти износ. Исто се може закључити и у случају смањења струје I_x . Може се извести закључак да важи релација $I_x = -I_z$. Транзистори Q_1 и Q_2 треба да имају велико струјно појачање, како би се обезбедила једнакост њихових емиторских и колекторских струја. Такође, транзистор Q_2 има заштитну улогу за транзистор Q_1 , штитећи га од инверзног напона V_{bias} . У овом новом приступу, на тачност преносне струјне карактеристике операционог преносника од (X до Z), више не утиче упареност транзистора унутар струјних огледала. Важно је уочити да је неопходно обезбедити тачну поделу струје I_T на два једнака дела, што није тако лако обезбедити у пракси, имајући у виду чињеници да струја I_T треба да буде променљива. Слика 2.26 показује да се у повратној петљи операционог појачавача налази струјни преносник. Поставља се питање да ли је овако реализован струјни степен уствари струјни преносник? Одговор је потврдан и то из следећих разлога:

- а) напони V_x и V_y су приближно једнаки
- б) вредност струје I_y јесте приближно нула зато што је транзистор Q_1 са великим струјним појачањем,
- в) већ је показано да је $I_x = -I_z$.

Комплетна шема новог операционог преносника приказана је на слици 2.27 [7, 41]. У односу на [40], извршено је побољшање у смислу тачне поделе струје I_T на два једнака дела. Тачну поделу струје обезбеђују два струјна огледала: једно са транзисторима Q_8 и Q_{16} , и друго са транзисторима Q_{13} , Q_5 и Q_{17} . За подешавање струје I_T користи се променљиви отпорник R_2 , а за елиминацију офсет напона на излазном прикључку користи се променљиви отпорник R_3 . У односу на коло описано у [40], овде предложена реализација захтева један отпорник мање.

Лако се реализује како са ВЈТ тако и у CMOS техници.

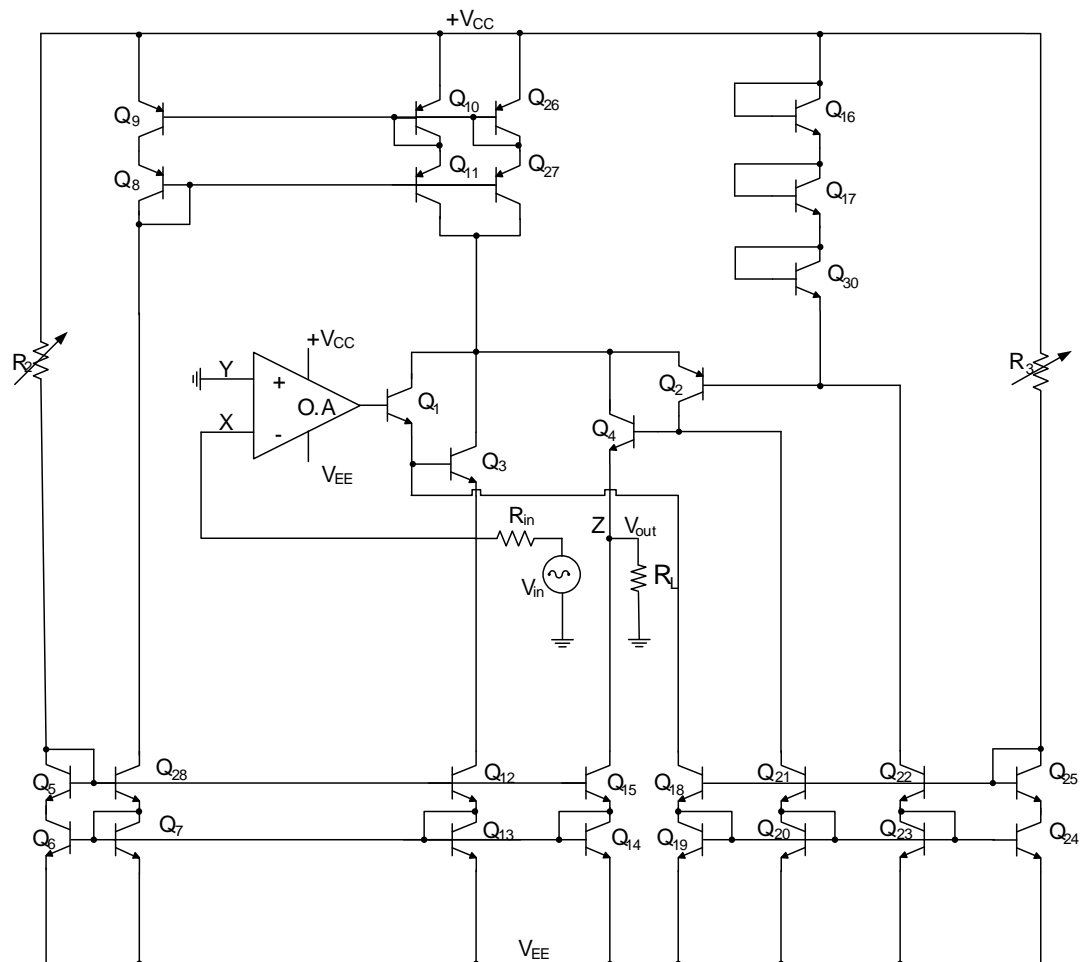


Слика 2.27. Реализација операционог преносника у дискретној техници [7, 41].

2.6.1 Побољшана верзија операционог преносника са струјним кормиларењем на излазу

У односу на претходну верзију операционог преносника приказану на слици 2.27, побољшање се огледа у томе што је захтевана прецизна деоба струја на два једнака дела извршена помоћу Вилсонових струјних огледала. Тако добијен операциони преносник има веома добру струјну и напонску преносну карактеристику и може да врши појачање сигнала без смањења пропусног опсега. Такође, не захтевају се транзистори са добро упареним карактеристикама. Операциони преносник користи стандардне компоненте и погодан је за реализацију у интегрисаној техници.

Комплетна шема операционог преносника приказана је на слици 2.28. Уместо Вилсонових струјних огледала може се користити и струјно огледало јединичног преносног односа [43]. За подешавање струје I_T користи се променљиви отпорник R_2 , а за елиминацију офсет напона на излазном прикључку користи се променљиви отпорник R_3 .



Слика 2.28. Реализација побољшаној операционој преносника у дискретној техници [43].

Лако се реализује како са ВЈТ транзисторима, тако и у интегрисаној техници.

3. АНАЛИЗА ПРЕЦИЗНИХ ДВОСТРАНИХ УСМЕРАЧА

Након увођења концепта струјног процесирања, обрада сигнала заснована на праћењу струје добија на значају применом струјног преносника као основног градивног блока за израду аналогних кола са струјним процесирањем [44].

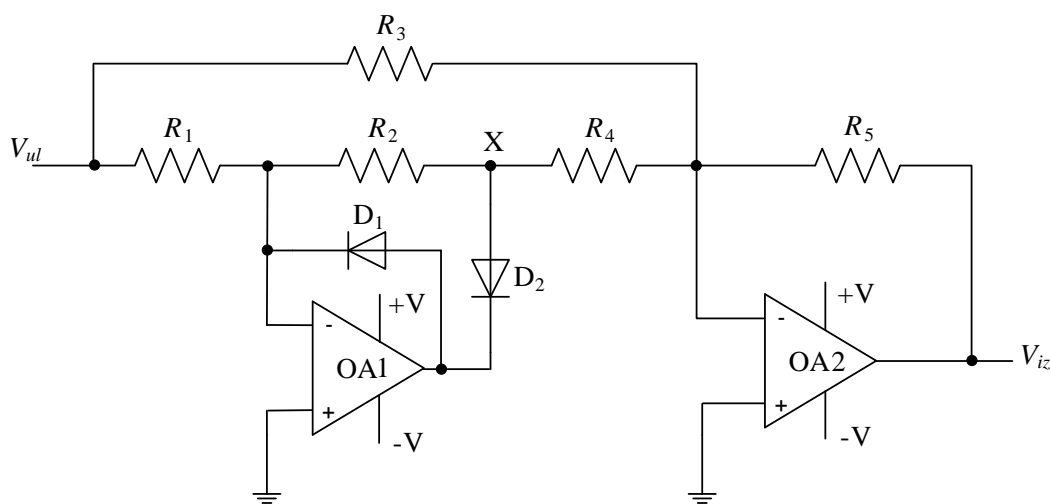
Највећи број радова из области струјног процесирања бави се применом струјних преносника у реализацији линеарних електронских кола као што су филтри [45, 46], осцилатори [47-49] и симулатори импедансе. Ипак, због својих предности струјни преносници нашли су своје место примене и у реализацији нелинеарних електронских кола као што су, множачи, делитељи [50], аналогни прекидачи [51], прецизни усмерачи, детектори вршне вредности [52] итд..

Кола која имају способност да од наизменичног сигнала направе једносмерни, називају се усмерачи (исправљачи). Да би се извршило усмеравање неопходно је у коло ставити елементе који имају особину да пропуштају сигнал само у једном смеру. Због особине диода да проводе струју само у једном смеру, усмерачи су често засновани на примени ових полупроводних елемената.

Кола за усмеравање која у себи садрже једну или више диода раде добро само када је сигнал који треба усмерити много већи од напона прага провођења диода. Потреба за усмерачким колима високе прецизности и жељене преносне карактеристике јавља се и у применама где је сигнал који треба усмерити мали, (мањи од 100 mV), који је недовољан за укључење диода. Познато је да због постојања напона прага провођења диоде, једноставна пасивна усмерачка кола у раду са малим напонским сигналимa не дају резултате задовољавајуће тачности. Стога, за реализацију прецизних усмерача треба користити кола која садрже активне елементе. Прецизни усмерачи се обично користе у модулисању, у аналогној обради сигнала, за инструментацију и мерења, у АС / DC конверзији, код детектора врха сигнала, итд. [53]. Могуће је реализовати прецизне усмераче и у техници напонског [53-56] и у техници струјног процесирања сигнала [57-96].

3.1 Двострани усмерач у техници напонског процесирања

У техници напонског процесирања, класична реализација прецизног усмерача изводи се са диодама и операционим појачавачима (слика 3.1) [53-55]. Због ограничења максималне брзине промене излазног напона у времену, ширина пропусног опсега оваквих усмерача је одређена фреквентним карактеристикама употребљених операционих појачавача.



Слика. 3.1. Прецизни двострани усмерач на бази напонског процесирања [52].

Слика 3.1 приказује уобичајну реализацију кола двостраног усмерача реализованог са два операциона појачавача. Под условом да отпорници задовољавају следеће услове:

$$\begin{aligned} R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R, \\ R_4 = \frac{R}{2} \end{aligned} \quad (3.1.1)$$

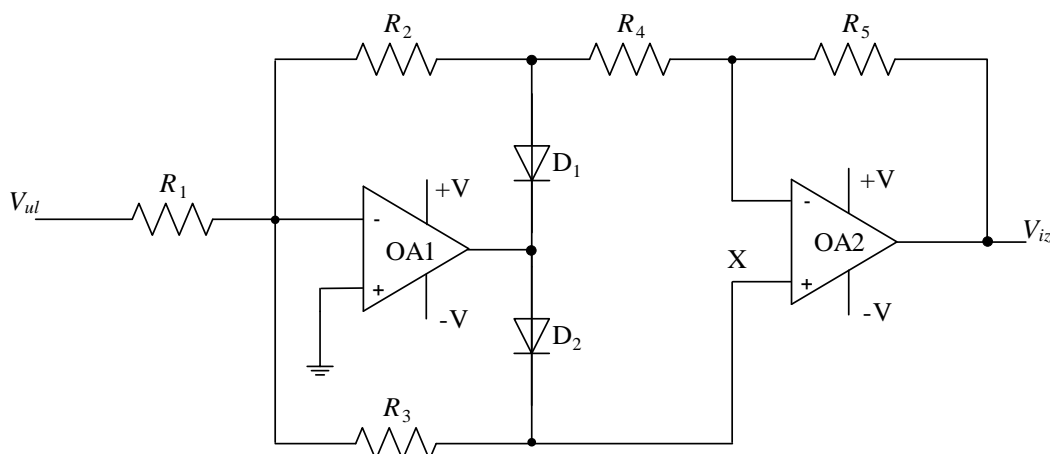
напон на излазу V_{iz} биће једнак двострано исправљеном улазном напону V_{ul} , док се на чвору X добија полуталасно исправљен напон са улаза.

Коло има два недостатка: први недостатак је то што приликом проласка улазног напона кроз нулу тј. приликом мењања поларитета сигнала, први операциони појачавач излази из линеарног режима рада. Тада ради са отвореном петљом повратне спреге, што изазива нежељена изобличења сигнала чак и при малим фреквенцијама. Друга мана се

огледа у захтеву да је за остварење функције двостраног усмеравања са јединичним преносним односом, неопходно користити прецизно упарене отпорности.

На слици 3.2 приказано је коло које има неке предности у односу на коло са слике 3.1. У реализацији се користе једнаке отпорности.

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R, \quad (3.1.2)$$



Слика 3.2. Прецизни двострани усмерач на бази једнаких отпорности [53].

У случају да је улазни напон позитиван ($V_{ul} > 0$), излазни напон се два пута инвертује па је:

$$V_{iz} = V_{ul} \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left(-\frac{R_5}{R_4} \right) = V_{ul} \left(-\frac{R}{R} \right) \left(-\frac{R}{R} \right) = V_{ul} \quad (3.1.3)$$

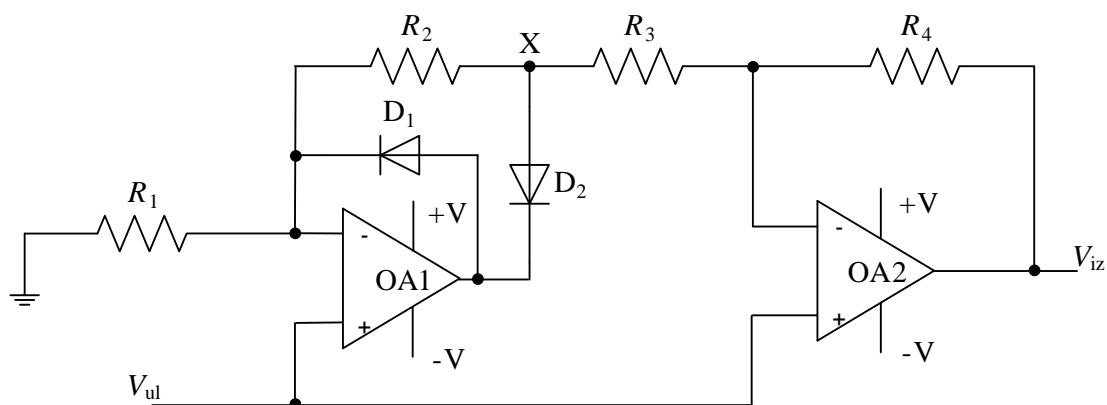
Када је на улазу негативан напон ($V_{ul} < 0$), диода D_2 води, и струја јачине $I = V_{ul} \frac{2}{3R}$ тече из ОА1 кроз отпорност R_3 у отпорност R_1 . Из овог следи да је потенцијал на неинвертујућем улазу ОА2 једнак $V_X = -\frac{2}{3} V_{ul}$. Напон на излазу је одређен као:

$$V_{iz} = V_X \left(1 + \frac{R_5}{R_3 + R_4} \right) = -\frac{2}{3} V_{ul} \left(1 + \frac{R}{R+R} \right) = -V_{ul} \quad (3.1.4)$$

Ово коло има вишу улазну импедансу од претходног кола са слике 3.1, али је то још увек релативно мала улазна импеданса.

Слика 3.3 приказује реализацију прецизног двостраног усмерача који отклања недостатке претходне две реализације у погледу релативно мале улазне импедансе. Улазни сигнал се код овог усмерача доводи на ненивертујуће улазе операционих појачавача, чиме се повећава вредност улазне импедансе. Такође, ово коло у реализацији има једну отпорност мање него претходна кола, при чему су отпорности изабране тако да је:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R, R_4 = 2R \quad (3.1.5)$$



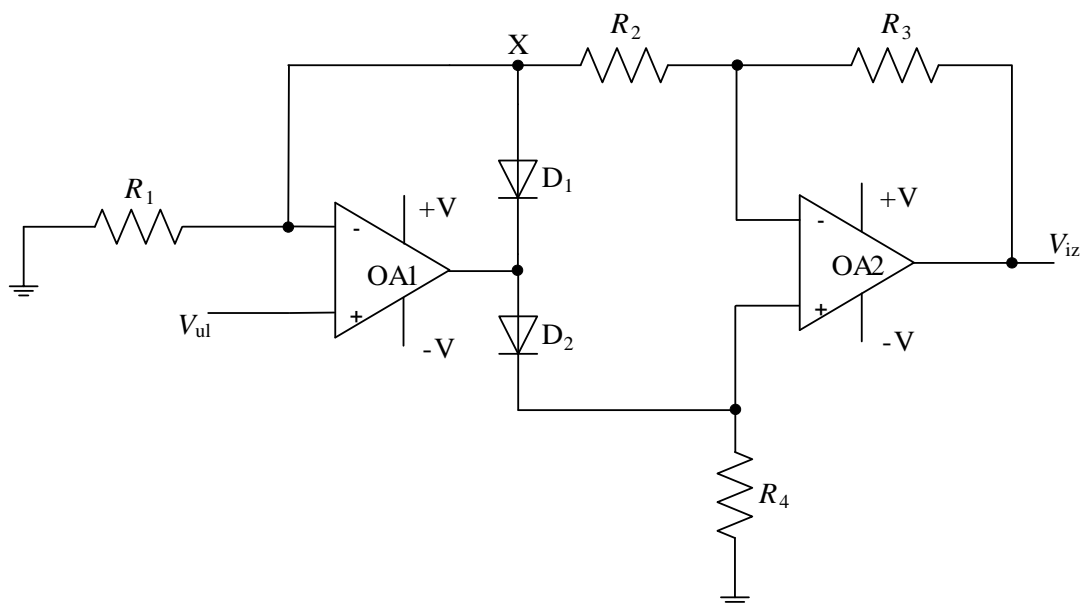
Слика 3.3. Прецизни двострани усмерач који има високу улазну импедансу [53].

За позитиван улазни напон ($V_{ul} > 0$), нема струје у колу, OA2 ради као следитељ напона (follower), тако да се на излазу добија да је $V_{iz} = V_{ul}$.

Када је на улазу негативан напон ($V_{ul} < 0$), диода D_1 не води, и струја јачине $I = \frac{V_{ul}}{R}$ тече кроз отпорност R_1 у отпорност R_2 кроз диоду D_2 која води. Следи да је потенцијал на споју отпорности R_2 и R_3 једнак $V_X = -2V_{ul}$, проузрокујући да је напон на излазу $V_{iz} = -V_{ul}$.

Као и код претходних реализација, и ово коло уноси изобличење сигнала на вишим фреквенцијама.

Реализација појачавача апсолутне вредности приказана је на слици 3.4 [56]. Овај појачавач даје позитиван излазни напон без обзира да ли је улазни напон позитивног или негативног поларитета.



Слика 3.4. Појачавач апсолутне вредности [56].

У реализацији треба користити ОА који имају мали напон раздешености (offset), мало клизање (drift) и велико потискивање заједничког сигнала (CMRR). За задато појачање A , вредности појединих отпорности су дефинисане релацијама (3.1.6) до (3.1.8), под претпоставком да се унапред одабере нека вредност за отпорност R_2 .

$$R_3 = AR_2 \quad (3.1.6)$$

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = \frac{AR_2^2}{R_2(1+A)} = \frac{AR_2}{(1+A)} \quad (3.1.7)$$

$$R_1 = \frac{A+1}{A-1} R_2 \quad (3.1.8)$$

За негативне вредности улазног напона, ОА1 ради као неинвертујући појачавач са јединачним појачањем, док ОА2 ради као инвертујући појачавач са појачањем $A = \frac{R_3}{R_2}$, што је уједно и укупно појачање појачавача са слике 3.4.

За позитивне вредности улазног напона, оба појачавача раде као неинвертујући појачавачи. Уколико се жели да коло ради као прецизни двострани усмерач, тј. као појачавач апсолутне вредности са јединачним појачањем, коло се знатно упрошћава јер је тада вредност отпорности $R_1 = \infty$, док је $R_3 = R_2$ и $R_4 = \frac{R_2}{2}$.

3.2 Двострани усмерачи у техници струјног процесирања

Могућност примене ССП у реализацију прецизних двостраних усмерача за мале сигнале описана је у бројним радовима [6, 41, 57-98].

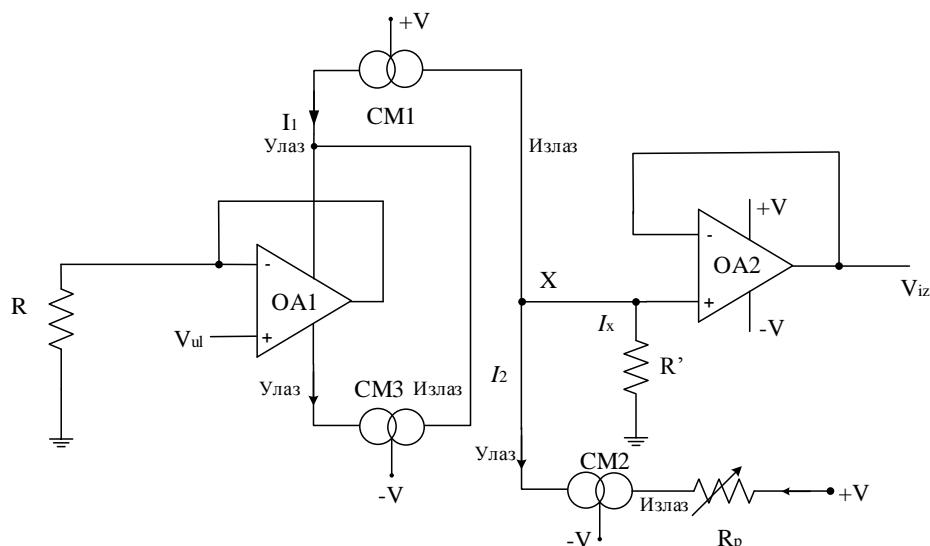
Анализа прецизних двостраних усмерача у техници струјног процесирања биће разматрана на принципу праћења струје у напојним водовима појачавача. Претпоставка је да су употребљени операциони појачавачи идеални и да се улазна струја појављује у једном од два напојна вода ОА. Један тако реализован прецизни двострани усмерач, са два операциона појачавача и три струјна огледала приказан је на слици 3.5.

Струјни сигнал се добија трансформацијом улазног сигнала на улазном операционом појачавачу ОА1. Напонски сигнал на излазу се добија трансформацијом струјног сигнала на излазном операционом појачавачу ОА2.

Када је $V_{ul} = 0$, променљивим отпорником R_p подешава се да струја I_x кроз отпорник R' буде једнака нули, а самим тим је и излазни напон $V_{iz} = 0$. Симетрију на чвору X обезбеђују струјна огледала идентичних карактеристика.

Струја у позитивном напојном воду ОА1 се повећава за приближно V_{ul}/R када је $V_{ul} > 0$. Пошто су копирајуће стране СМ1 и СМ2 директно спојене, за толико се повећава и струја I_x , а то проузрокује да потенцијал на чвору X износи $V_{ul}R'/R$, односно да се тај исти напон појави и на излазу ОА2. Уколико је $R' = R$, и уколико струјна огледала имају јединични преносни однос, тада је обезбеђено јединично напонско појачање од улаза до излаза.

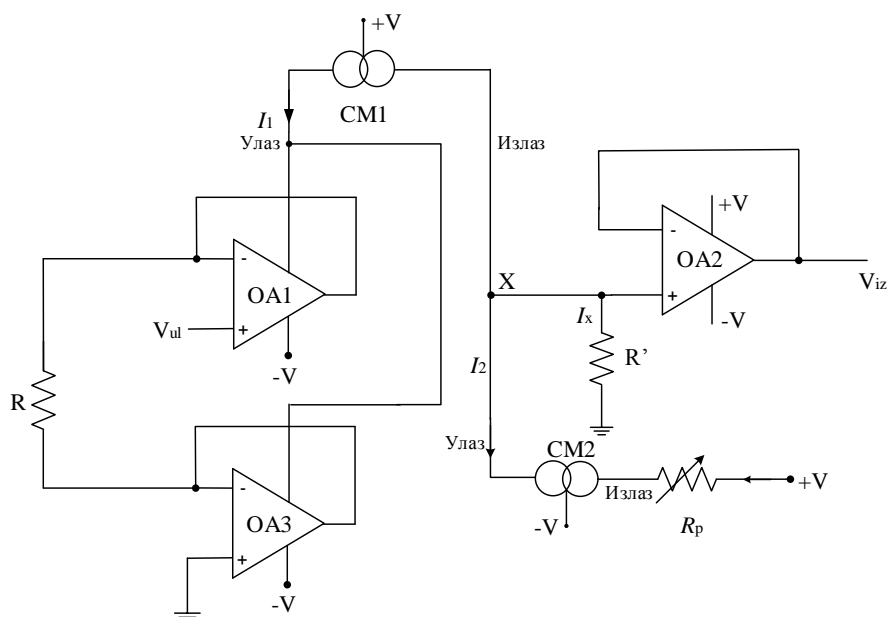
Када је $V_{ul} < 0$, струјно огледало СМ3 прати струју у негативном напојном воду. Како је копирајућа страна СМ3 уједно и погонска за СМ1 добија се сабирање струје V_{ul}/R која се јавља за време док је $V_{ul} < 0$. За толико се повећава и струја I_x , а пошто су копирајуће стране СМ1 и СМ2 директно спојене, то проузрокује да напон на чвору X износи $V_{ul}R'/R$ односно да се тај исти напон појављује и на излазу ОА2. Овим се добија да је излазни сигнал V_{iz} пропорционалан апсолутној вредности улазног сигнала V_{ul} , односно да коло обавља функцију двостраног усмеравања.



Слика 3.5. Прецизни двострани усмерач са три CM на бази праћења струје у најојном воду OA .

Овакво коло има један озбиљан недостатак који се огледа у томе да гледано са стране излаза, постоји разлика у броју активних струјних огледала у било ком тренутку улазног сигнала. Због тога струјна огледала $CM1$ и $CM3$ морају имати идентичне карактеристике струјног преноса.

Заменом струјног огледала $CM3$ са операционим појачавачем $OA3$, овај проблем међусобне зависности особина струјних огледала $CM1$ и $CM3$ се превазилази на начин како је то приказано на слици 3.6.



Слика 3.6. Прецизни двострани усмерач са три OA на бази праћења струје у најојним водовима.

На улазној страни, диференцијални напонско-струјни конвертор сачињавају операциони појачавачи ОА1 и ОА3. Отпорник R_p служи за подешавање струјног офсета.

Струја у позитивном напојном воду ОА1 се повећава за приближно V_{ul}/R , а самим тим та иста струја се појављује и на улазној страни СМ1, када је $V_{ul} > 0$. Пошто је копирајућа стране СМ1 директно спојена на СМ2 и на отпорник R' , за толико се повећава и струја I_x , а то проузрокује да напон чвора Х износи $V_{ul}R'/R$, односно да се исти такав напон појави и на излазу ОА2.

Када је $V_{ul} < 0$, струја од приближно V_{ul}/R , се јавља у позитивном напојном воду ОА3, а самим тим та иста струја се појављује и на улазној страни СМ1, па преко копирајуће стране СМ1 која је директно спојена на СМ2 и на отпорник R' . За толико се повећава и струја I_x , а то проузрокује да напон чвора Х износи $V_{ul}R'/R$, односно да се тај исти напон појави и на излазу ОА2.

Оваква реализација прецизног двостраног усмерача има добру особину да струја I_x , пролази кроз само једно струјно огледало у току трајања и позитивне и негативне полупериоде улазног сигнала. Односом отпорника R'/R може се регулисати величина струјног преносног односа.

Такође, независно од поларитета улазног сигнала, коло повратне спреге операционог појачавача је увек затворено, па се прецизно усмеравање практично може вршити до граничних фреквенција употребљених операционих појачавача.

Струја се у једном од два напојна вода појављује само под условом да је струја I_{ul} много већа од струје сопствене потрошње операционог појачавача I_s . Када то није случај, излазна струја операционог појачавача I_{iz} и струја у напојном воду се разликују. Да би се могао занемарити утицај струје сопствене потрошње I_s , потребно је да струја I_{ul} буде што већа, али опет са друге стране и да буде мања од максималне струје излаза операционог појачавача I_{izmax} , тако да буде задовољена неједнакост [16]:

$$I_{izmax} > \frac{V_{ul}}{R} > I_s \quad (3.2.1)$$

Операциони појачавачи који имају што већи однос I_{izmax}/I_s , погоднији су за реализацију прецизних двостраних усмерача.

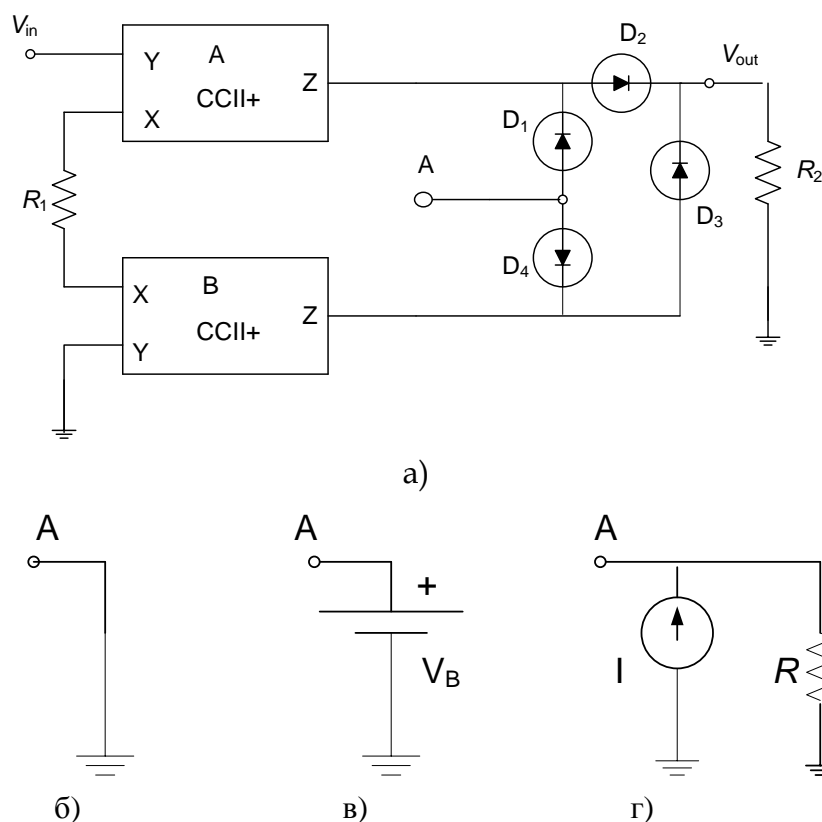
4. НОВЕ РЕАЛИЗАЦИЈЕ ДВОСТРАНИХ УСМЕРАЧА У ТЕХНИЦИ СТРУЈНОГ ПРОЦЕСИРАЊА

Усмерачи реализовани са ОА и диодама и поред једноставности у изради имају и низ ограничења у примени. Усмеравање не може да се реализује за сигнале који имају амплитуду мању од прага провођења диоде тј. испод 0.3 V односно 0.6 V (у зависности да ли су употребљене германијумске или силицијумске диоде). За превазилажење овог проблема и омогућавање усмеравања напонског сигнала мале амплитуде могу се користити ОА са великим појачањем у отвореној петљи [20]. Код оваквих усмерача појављују се озбиљна изобличења усмереног сигнала већ при учестаностима од неколико десетина kHz, тако да их је практично немогуће користити за усмеравање сигнала реда величине 100 kHz , а при учестаностима изнад настају озбиљна изобличења у усмереном сигналу [32]. Изобличења настају због тога што при проласку сигнала кроз нулу диоде не проводе, а тада је ОА приморан да ради у отвореној петљи. Са порастом учестаности сигнала, максимална брзина промене излазног напона у времену ограничава ОА да реагује брзо при отварању диода, што проузрокује изобличење. Употребом ОА са што већом максималном брзином промене излазног напона у времену, може се проширити пропусни опсег за фреквенције до приближно 100 kHz . Такође усмеравање на високим фреквенцијама уноси изобличења због ограничене брзине пребацивања ОА [4].

Ограничења у реализацији прецизних двостраних усмерача у техници напонског процесирања успешно се превазилазе реализацијом у техници струјног процесирања. Прецизни двострани усмерачи реализовани у техници струјног процесирања коришћењем струјних преносника као конвертора напона у струју побудили су велику пажњу у научним круговима.

Горе наведени проблеми у реализацији усмерача са ОА могу делимично да се превазиђу употребом струјних преносника друге врсте (ССП) [60]. У овом случају

усмерач користи два струјна преносника друге врсте који имају улогу напонско-струјног претварача, два отпорника (од којих је један уземљен), и четири диоде слика 4.1а).

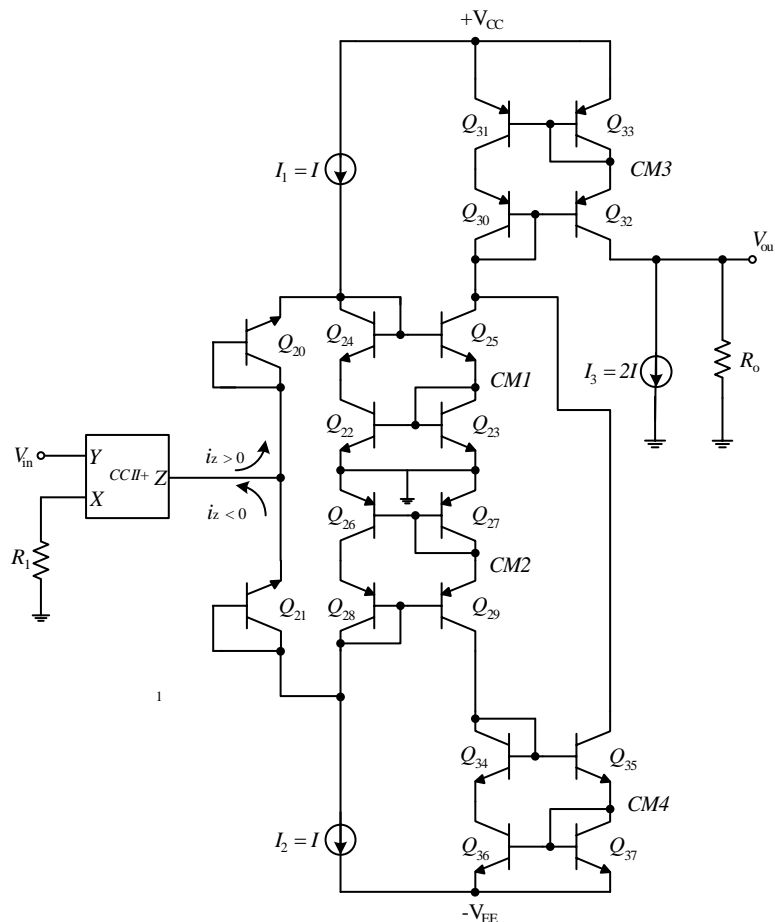


Слика 4.1. Реализација двостраног усмерача са четири диоде у техници струјног процесирања: а) принципна шема, б) обична, в) са напонским побољшањем, г) са струјним побољшањем.

Велика излазна отпорност струјних преносника елиминише динамичку отпорност диода при укључивању, тако да овакви усмерачи дају добре резултате и при учестаностима изнад 100 kHz [6]. У [69, 78, 79] приказано је проширење опсега учестаности помоћу напонске (слика 4.1б) или струјне предполаризације диода (слика 4.1в). Код употребе ССП и струјних огледала (СМ) у процесу усмеравања, проблем настаје због грешке у напонској преносној карактеристици струјног преносника, односно због постојања отпорности R_x на X порту струјног преносника која има малу, али нестабилну вредност ($50 \div 65 \Omega$) [86]. Овај проблем се успешно решава употребом операционог преносника (ОП), како је то приказано у [39, 65]. Други проблем код овакве реализације двостраног усмерача настаје због грешке у струјној преносној карактеристици струјних огледала [89].

4.1 Усмерач са струјним преносником и струјним огледалима

У раду [86] Монпапасорн и остали приказали су реализацију двостраног усмерача са струјним преносником, два уземљена отпорника и четири струјна огледала. Ово коло је погодно за израду у интегрисаној техници, слика 4.2.



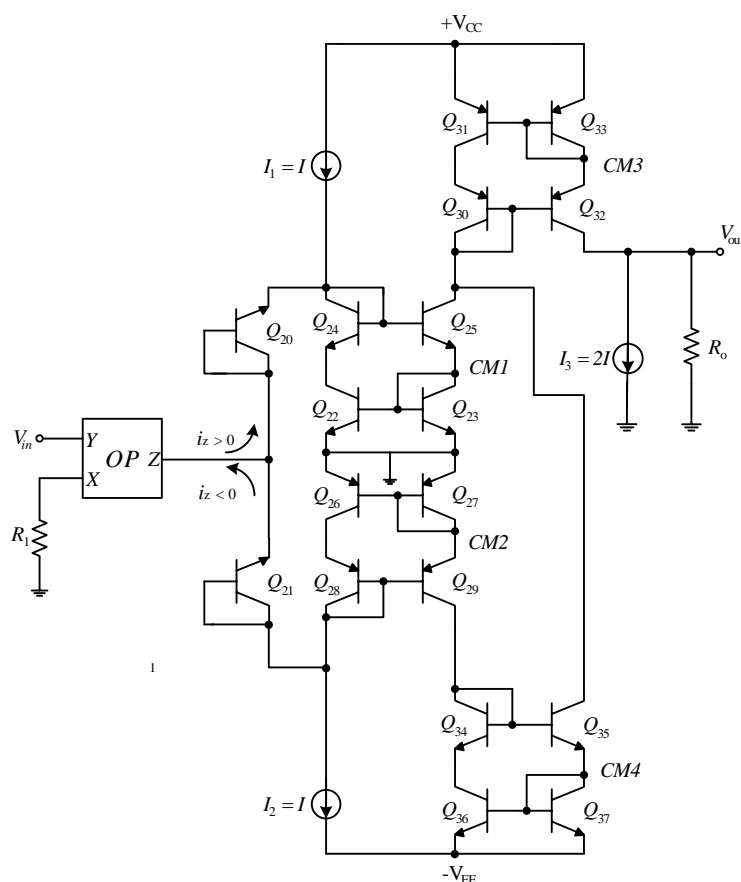
Слика. 4.2. Шема двостраног усмерача са струјним преносником и струјним огледалима [86].

Предложени усмерач је температурно стабилан, има малу грешку усмеравања и погодан је за израду у ИС техници. Са друге стране ово коло има и неколико недостатака. Први је да СС има непрецизну напонску преносну карактеристику због постојања отпорности R_x . Други проблем се јавља приликом проласка улазног сигнала кроз нулу због прекидачког рада транзистора постављених између СС и СМ. Трећи недостатак настаје због великог броја струјних огледала која ограничавају фреквентне могућности кола. На крају, поменути транзистори ограничавају и најмању амплитуду улазног сигнала која се може усмерити.

4.2 Усмерач са операционим преносником и струјним огледалима

Ради превазилажења проблема кола са слике 4.2, на слици 4.3 приказана је шема двостраног усмерача са операционим преносником и струјним огледалима [7]. На основу релација (2.5.5) за операциони преносник, струја i_z на излазу операционог преносника може да се изрази као:

$$i_z = \frac{v_{in}}{R_1} \quad (4.2.1)$$



Слика 4.3. Шема двостраног усмерача са операционим преносником и струјним огледалима.

Ова струја побуђује струјни двострани усмерач кога чине четири Вилсонова струјна огледала CM1, CM2, CM3 и CM4, два диодно спојена NPN транзистора Q_{20} и Q_{21} , и три струјна извора I_1 , I_2 и I_3 .

Струјни извори I_1 и I_2 имају исту вредност $I_1 = I_2 = I$ и обезбеђују стално проводно стање транзистора у струјним огледалима CM1, CM2, CM3 и CM4, али

истовремено стварају и офсет струју $2I$ у отпорнику R_0 . Да би се отклонила ова офсет струја уводи се трећи струјни извор $I_3 = 2I$ на начин како је то приказано на слици 4.3.

Диодно спојени транзистори Q_{20} и Q_{21} служе да спрече кратку везу између струјних извора I_1 и I_2 .

Приказани двострани усмерач ради на следећи начин: Када је струја $i_z > 0$, онда се она преко транзистора Q_{20} и струјног огледала $CM1$ појављује у целости у колектору транзистора Q_{25} , а затим преко $CM3$, у колектору Q_{32} као:

$$2I + i_z = i_{CQ32} \quad (4.2.2)$$

Када је струја $i_z < 0$, онда се она преко транзистора Q_{21} и струјног огледала $CM2$ у целости појављује у колектору транзистора Q_{35} , па преко струјног огледала $CM3$ у колектору транзистора Q_{32} као $-i_z$, тако да се добија:

$$2I - i_z = i_{CQ32} \quad (4.2.3)$$

Како је већ напред речено офсет струја $2I$ елиминише се струјним извором I_3 , па се за вредност струје у отпорнику R_0 могу написати следеће релације:

$$i_z > 0; i_{R_0} = +i_z \quad (4.2.4)$$

$$i_z < 0; i_{R_0} = -i_z \quad (4.2.5)$$

Већ је раније наглашено да отпорник R_0 служи за конвертовање струје у напон. Када је $v > 0$, тада је излазни напон $v_{out} = +(R_0/R_1)v_{in}$, односно за $v < 0$, излазни напон је $v_{out} = -(R_0/R_1)v_{in}$.

Ако се узме да отпорници R_1 и R_0 имају исту вредност, онда се на основу претходних релација за излазни напон могу написати следеће релације:

$$v_{in} > 0; v_{out} = +v_{in} \quad (4.2.6)$$

$$v_{in} < 0; v_{out} = -v_{in} \quad (4.2.7)$$

Релације (4.2.6) и (4.2.7) могу се сажети у једну која математички дефинише двострани усмерач:

$$v_{\text{out}} = |v_{\text{in}}| \quad (4.2.8)$$

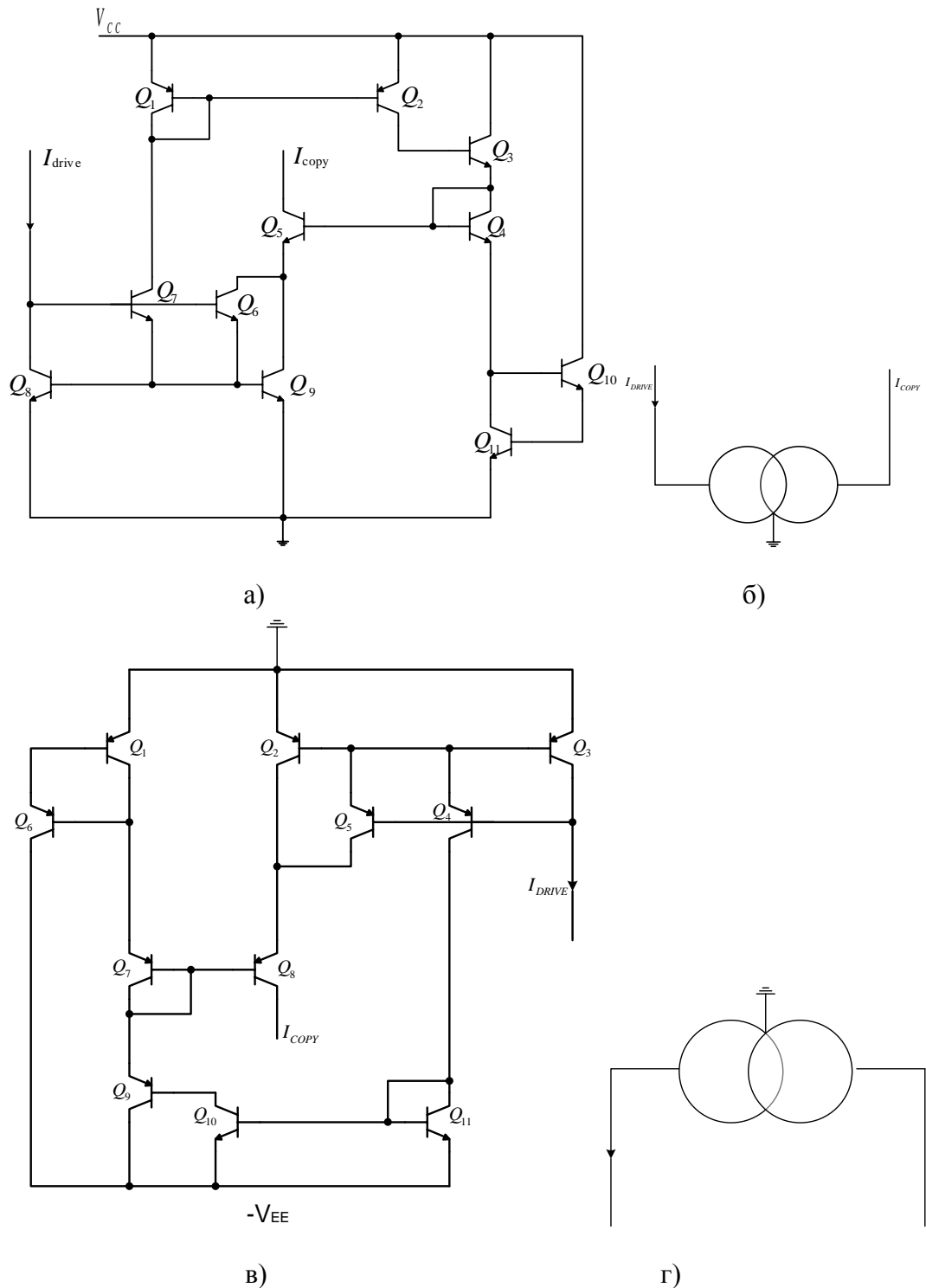
чиме је доказано да приказано коло заиста ради као двострани усмерач.

4.3 Усмерач са операционим преносником и струјним огледалима јединичног појачања

Двострани усмерач за мале сигнале (слика 4.5), реализован је са операционим преносником и четири струјна огледала јединичног појачања (слика 4.4). Напонски улазни сигнал се претвара у струјни сигнал помоћу операционог преносника. Двострани усмерач у техници струјног процесирања, реализован са четири струјна огледала јединичног преносног односа, на свом излазу даје двострано усмерен струјни сигнал који се на излазу конвертује у напонски сигнал помоћу једног уземљеног отпорника.

Струјно огледало јединичног преносног односа треба да испуњава два битна захтева: да је струја на копирајућој страни што тачније једнака струји на погонској страни у што ширем струјном опсегу као и да има што већу излазну отпорност. Често коришћена реализација струјног огледала са четири упарена транзистора позната као Вилсоново (Wilsonovo) огледало, доста добро испуњава први услов али не и други. Предложено решење [42] струјног огледала јединичног преносног односа има далеко већу излазну отпорност која је, нажалост, зависна обрнуто пропорционално од једносмерне струје поларизације.

На слици 4.4а) приказана је реализација струјног огледала са NPN транзисторима јединичног појачања, док је на слици 4.4б) приказан уобичајени симбол за такво огледало. На слици 4.4в) приказана је реализација струјног огледала са PNP транзисторима јединичног појачања, а на слици 4.4г) одговарајући симбол. Једносмерна струја поларизације струјних огледала постављена је на $I_{CQ} = 0.5 \text{ mA}$, што представља њену максималну вредност за рад усмерача у класи А (струја излазног сигнала тече у току целог циклуса трајања улазног сигнала (угао провођења је 2π), тако да је излазни сигнал линеарно пропорционалан улазном). Излазна импеданса струјних огледала много зависи од фреквенције. Она је реда величине неколико $\text{M}\Omega$, али драстично опада за учестаности изнад 100 kHz . Детаљно објашњење рада ових струјних извора дато је у [51].



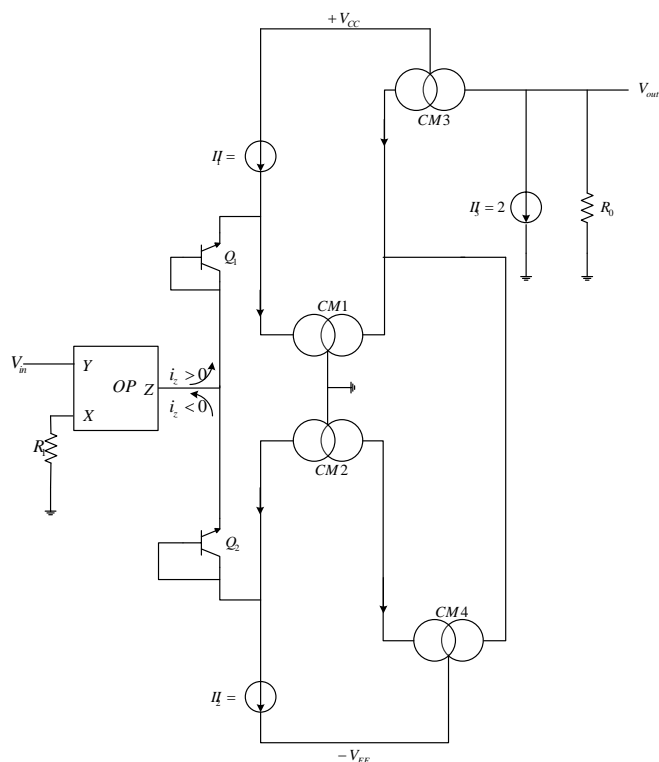
Слика 4.4. Реализација струјног огледала јединичног појачања:

а) NPN, б) симбол NPN, в) PNP, г) симбол PNP.

На слици 4.5 приказана је шема двостраног усмерача са струјним преносником и струјним огледалима јединичног појачања. На основу релација за операциони преносник, струја i_z на излазу операционог преносника може да се изрази као:

$$i_z = \frac{V_{in}}{R_1} \quad (4.3.1)$$

Ова струја побуђује струјни двострани усмерач кога чине четири струјна огледала јединичног појачања $CM1, CM2, CM3$ и $CM4$, два диодно спојена NPN транзистора Q_1 и Q_2 , и три струјна извора I_1, I_2 и I_3 .



Слика 4.5. Шема двостраног усмерача са операционим преносником и струјним огледалима јединичног појачања.

Ово је концепцијски исто коло као на слици 4.3, са тиме да су овде у реализацији усмерача употребљена струјна огледала јединичног појачања. Све релације које су важиле за претходно коло важе и за ово тако да он представља двострани усмерач [7].

4.4 Усмерач са два операциона преносника и две диоде са предполаризацијом

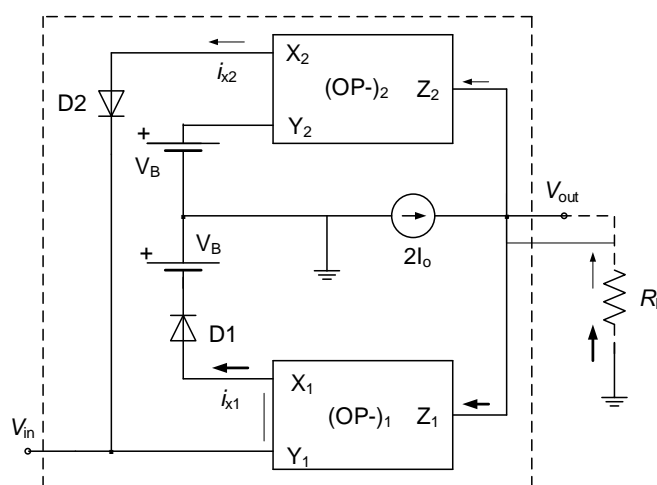
До сада је у литератури [59, 67, 68] описано више варијанти прецизних двостраних усмерача који су реализовани са два ССП и четири диоде. На слици 4.6 представљено је ново једноставно решење за усмерач са два ССП, две диоде, два извора

једносмерног напона, једним извором једносмерне струје и без отпорника и без струјних огледала. Предложени усмерач је погодан за усмеравање сигнала малих амплитуда зато што се користи преносна карактеристика диоде у области прага провођења диоде. Операциони преносник базиран на излазном степену са струјним процесирањем, са добром напонском и струјном преносном карактеристиком и без отпорности R_x , (која је елиминисана употребом операционог преносника), је употребљен за реализацију кола. Диоде које се користе у реализацији кола имају добру струјно-напонску карактеристику дату на слици 4.7, и задовољавају следећу једначину:

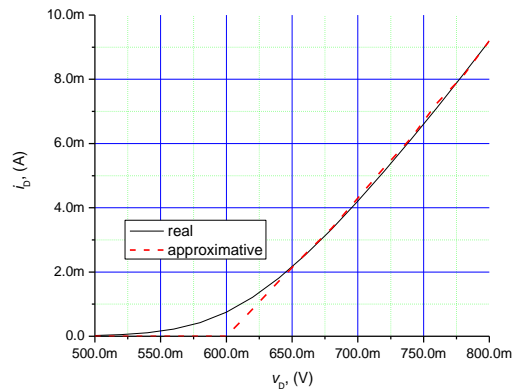
$$i_D = I_s \left[\exp\left(\frac{v_D}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (4.4.1)$$

Са слике 4.7 уочава се да је праг провођења диоде $V_\gamma = 0.5 \text{ V}$, а да између $V_\gamma < v_D < V_f$ има нелинеарну зависност струје од напона. Такође се види и да за $v_D > V_f$ важи линеарна зависност струје са реципрчном вредношћу отпорности R_f . На основу преносне карактеристике диоде може се за директну поларизацију извршити апроксимација напона диоде са једносмерним извором напона V_f и редно везане отпорности R_f . Како би се довела диода на ивицу провођења мора бити испуњен услов:

$$V_\gamma < V_B \leq V_f \quad (4.4.2)$$



Слика 4.6. Шема предложеној двострујној усмерача са операционим преносницима и две диоде.



Слика 4.7. Сирујно-најонска карактеристика диоде
реална и апроксимативна.

Принцип рада предложеног усмерача је следећи:

За $V_{in} = 0 \text{ V}$, једносмерна струја I_0 тече кроз диоде D_1 и D_2 и она је обезбеђена из једносмерног струјног извора $2I_0$. Напони на прикључцима струјних преносника су $V_{x1} = 0 \text{ V}$, $V_{x2} = V_B$, $V_{out} = 0 \text{ V}$.

За $V_{in} > 0 \text{ V}$, додатна струја i_{x1} тече кроз диоду D_1 и тада важи следећа релација:

$$V_{in} - V_f - R_f i_{x1} + V_B = 0 \Rightarrow i_{x1} = \frac{V_{in}}{R_f} \quad (V_B \cong V_f) \quad (4.4.3)$$

онда је излазни напон усмерача дат са:

$$V_{out} = -R_L i_{x1} = -\frac{R_L}{R_f} V_{in} \quad (4.4.4)$$

За $V_{in} < 0 \text{ V}$, додатна струја i_{x2} тече кроз диоду D_2 и тада важи следећа релација:

$$V_{in} + V_f + R_f i_{x2} - V_B = 0 \Rightarrow i_{x2} = -\frac{V_{in}}{R_f} \quad (V_B \cong V_f) \quad (4.4.5)$$

и тада важи да је излазни напон усмерача дат са:

$$V_{out} = -R_L i_{x2} = \frac{R_L}{R_f} V_{in} \quad (4.4.6)$$

Уопштено речено за позитиван и негативан сигнал важи да је излазни напон дат следећом релацијом:

$$V_{\text{out}} = -\frac{R_L}{R_f} |V_{\text{in}}| \quad (4.4.7)$$

Чиме је доказано да коло приказано на слици 4.6 представља прецизни двострани усмерач који може бити јединичног појачања ($G = \frac{R_L}{R_f} = 1$), или са појачањем ($G > 1$), или са слабљењем ($G < 1$) у зависности од избора односа отпорности R_L и R_f .

Једносмерни извор струје $2I_0$ је употребљен да елиминира напонски офсет на излазу усмерача. Важно је приметити да пораст улазног напона V_{in} у позитивној полупериоди проузрокује да офсет струја I_0 кроз диоду D_2 опада, и постаје једнака нули за $V_{\text{in}} > V_\gamma$, проузрокујући пораст офсет струје диоде D_1 до вредности $2I_0$. У овом случају то није битно јер се усмеравају сигнали мале амплитуде.

5. PSPICE АНАЛИЗА ПРЕДЛОЖЕНИХ ОПЕРАЦИОНИХ ПРЕНОСНИКА И ДВОСТРАНИХ УСМЕРАЧА

5.1 Анализа операционих преносника са струјним кормиларењем на излазу

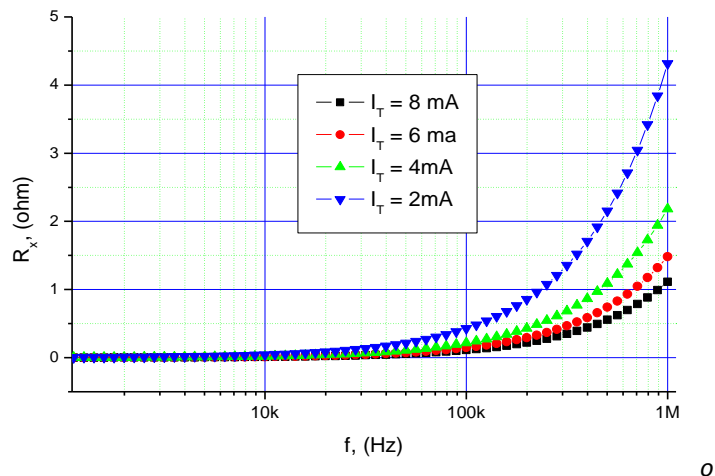
Како би се испитале карактеристике овако реализованог операционог преносника приказаног на слици 2.27, побудни генератор V_{in} је везан на Y прикључак, отпорник R_{in} између прикључка X и масе, а излаз Z преко оптерећења R_L је везан на масу. Напони напајања су били $V_{CC} = -V_{EE} = 10\text{ V}$, док су за реализацију употребљени транзистори 2n2369 (npn) и 2n4209 (pnp).

За различите вредности струје I_T коришћене су следеће вредности за отпорнике приказане у Табели 5.1:

Табела 5.1 Вредности отпорности за различите струје I_T .

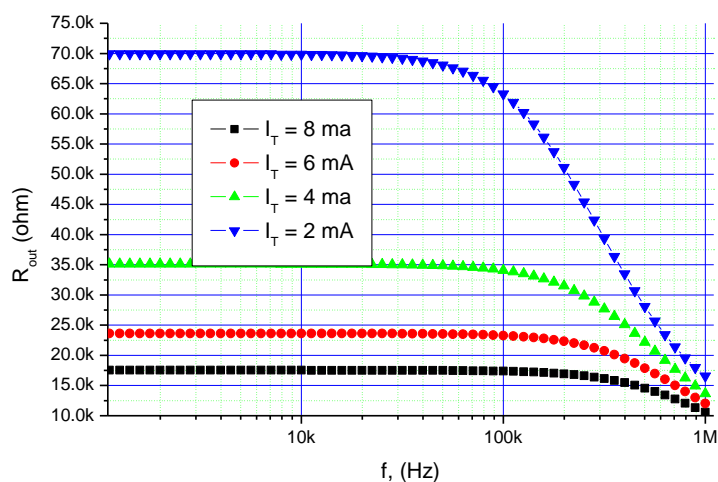
I_T [mA]	R_2 [k Ω]	R_3 [k Ω]
8	4.8	57
6	6.45	78
4	9.7	118
2	29.4	220

На слици 5.1 приказана је фреквентна зависност отпорности R_x за различите вредности струје I_T . Уочава се да она има веома малу вредност у целом опсегу промене струје I_T , до граничне учестаности $f_T \approx 500\text{ kHz}$ (слика 5.3).



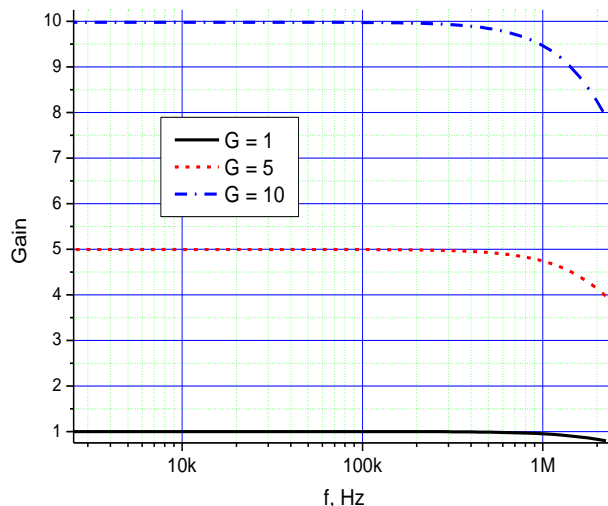
Слика 5.1. Фреквенциска зависност отпорности R_x за различите I_T .

На слици 5.2 приказана је излазна отпорност у функцији учестаности за различите вредности струје I_T . Уочава се велика зависност излазне отпорности од струје, тако што се она повећава са смањењем струје I_T . Потребно је изабрати компромисно решење, јер је са једне стране неопходна већа вредност струје због проширења опсега у коме коло ради у линеарном режиму, а са друге стране потребно је обезбедити што већу вредност излазне отпорности.



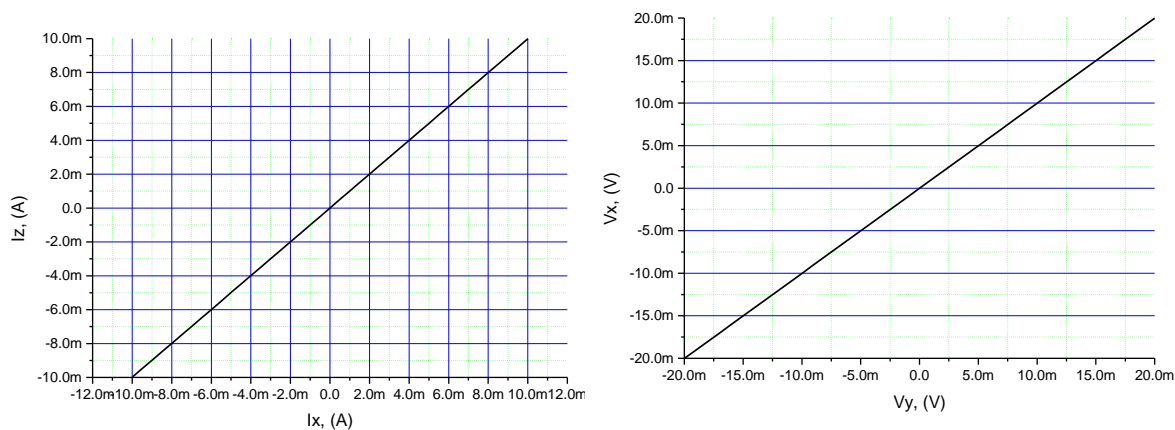
Слика 5.2. Фреквенциска зависност излазне отпорности преносника за различите I_T .

Са слике 5.3, на којој су приказане различите вредности појачања у функцији учестаности за вредност струје $I_T = 8 \text{ mA}$, уочава се да у овом случају не важи тврдња да је производ појачања и граничне учестаности GBW , константан као код кола са ОА ($GBW = A * BW = \text{const.}$), већ да са променом појачања (појачање се повећава) гранична учестаност остаје непромењена.



Слика 5.3. Појачање преносника за $I_T = 8 \text{ mA}$.

На слици 5.4 приказане су струјна и напонска преносна функција операционог преносника. Види се да су преносне карактеристике у посматраним опсезима рада практично идеалне.



Слика 5.4. Преносне функције преносника а) струјна, б) напонска.

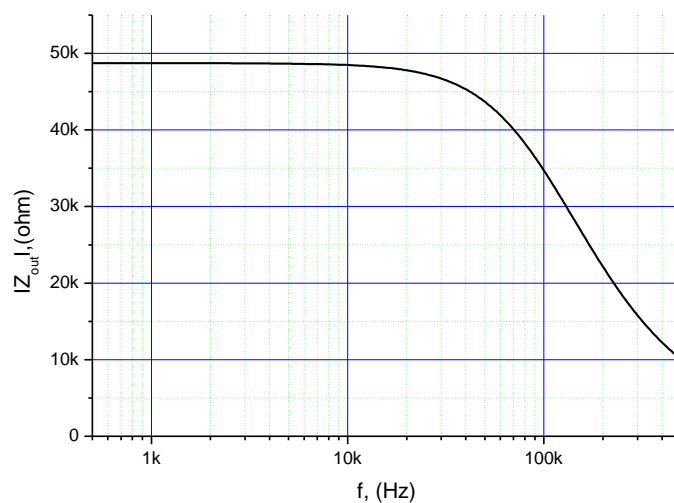
Предложена реализација операционог преносника на бази излазног степена са струјним кормиларењем, има веома добру струјну и напонску преносну функцију зато што је отпорност коју види инвертујући прикључак сведена на занемарљиву вредност.

Анализа побољшане верзије операционог преносника са струјним кормиларењем на излазу (слика 2.28) урађена је кроз исту процедуру као и за коло са слике 2.27. Напони напајања су били $V_{CC} = -V_{EE} = 10\text{ V}$, док су употребљени транзистори 2n4014 (npn) и 2n4059 (pnp). За струју $I_T = 4\text{ mA}$ коришћене су следеће вредности за отпорнике: $R_2 = 9.46\text{ k}\Omega$ и $R_3 = 168\text{ k}\Omega$.

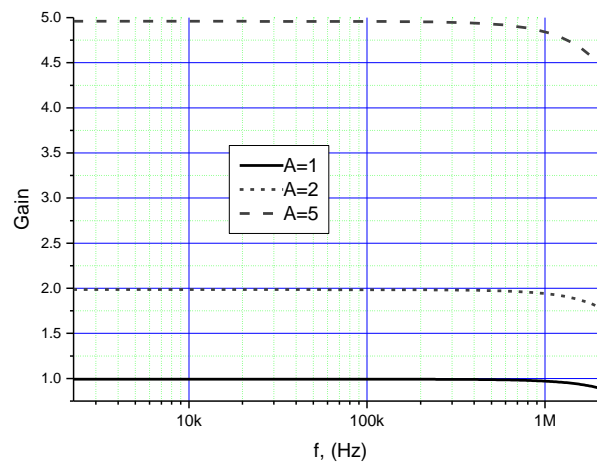
Отпорност R_X оваквог операционог преносника је испод једног Ω , што практично значи да се може занемарити.

На слици 5.5 приказана је фреквентна зависност модула излазне импедансе операционог преносника за вредност струје $I_T = 4\text{ mA}$. Уочава се да она има константну вредност (реда величине $50\text{ k}\Omega$) до граничне учестаности која је у овом случају реда величине $f_T \approx 500\text{ kHz}$. Излазну импедансу чини паралелна веза отпорности и капацитивности која се види на прикључку Z операционог преносника. Било би добро да модуо излазне импедансе има што већу вредност, што може да се постигне смањивањем вредности задате струје I_T , али се онда смањује опсег могуће промене струје I_Z на излазу, што само по себи није добро.

На слици 5.6 приказана је зависност појачања операционог преносника од учестаности, на основу које закључујемо да се променом појачања не мења ширина пропусног опсега.

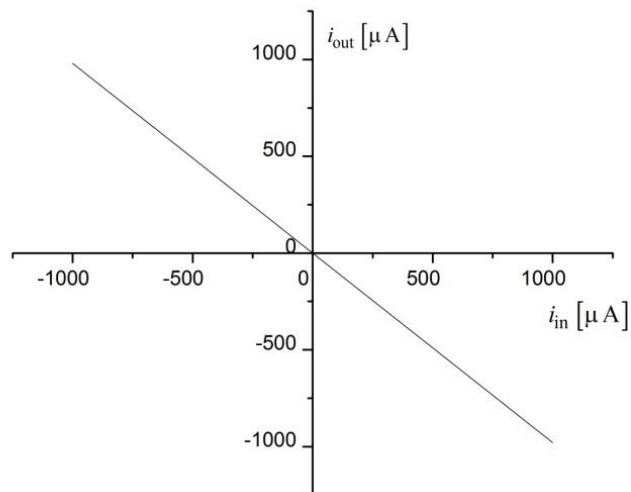


Слика 5.5. Модуо излазне импедансе операционог преносника за $I_T = 4\text{ mA}$.

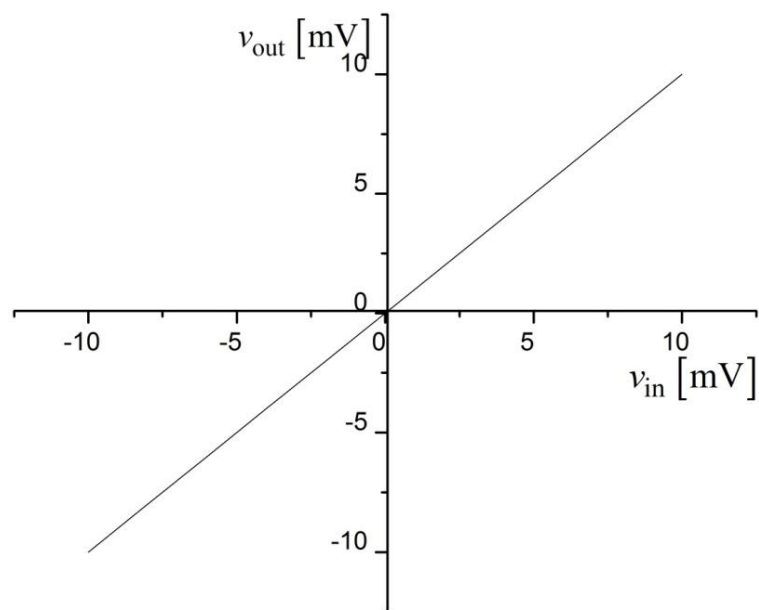


Слика 5.6. Различите вредности појачања операционог преносника за $I_T = 4 \text{ mA}$, у функцији од учестаности.

На слици 5.7 и слици 5.8 приказане су струјна и напонска преносна функција предложеног преносника. Види се да су преносне карактеристике у посматраним опсезима рада практично идеалне.



Слика 5.7. Струјна преносна карактеристика операционог преносника.



Слика 5.8. Идеална преносна карактеристика операционог преносника.

Предложена реализација операционог преносника на бази излазног степена са струјним процесирањем и Вилсоновим струјним огледалима, има веома добру струјну и напонску преносну функцију зато што је отпорност коју види инвертујући прикључак сведена на занемарљиву вредност. Напонски појачавач реализован на основу тако предложеног операционог преносника нема ограничење везано за константност производа појачања и фреквентног опсега ($GBW = \text{constant}$. [40]).

5.2 Усмерач са операционим преносником и обичним струјним огледалима

Извршена је PSPICE анализа двостраног усмерача са операционим преносником и струјним огледалима чија је детаљна електрична шема приказана на слици 5.9. Операциони преносник који је употребљен у реализацији двостраног усмерача анализиран је у поглављу 1.5.

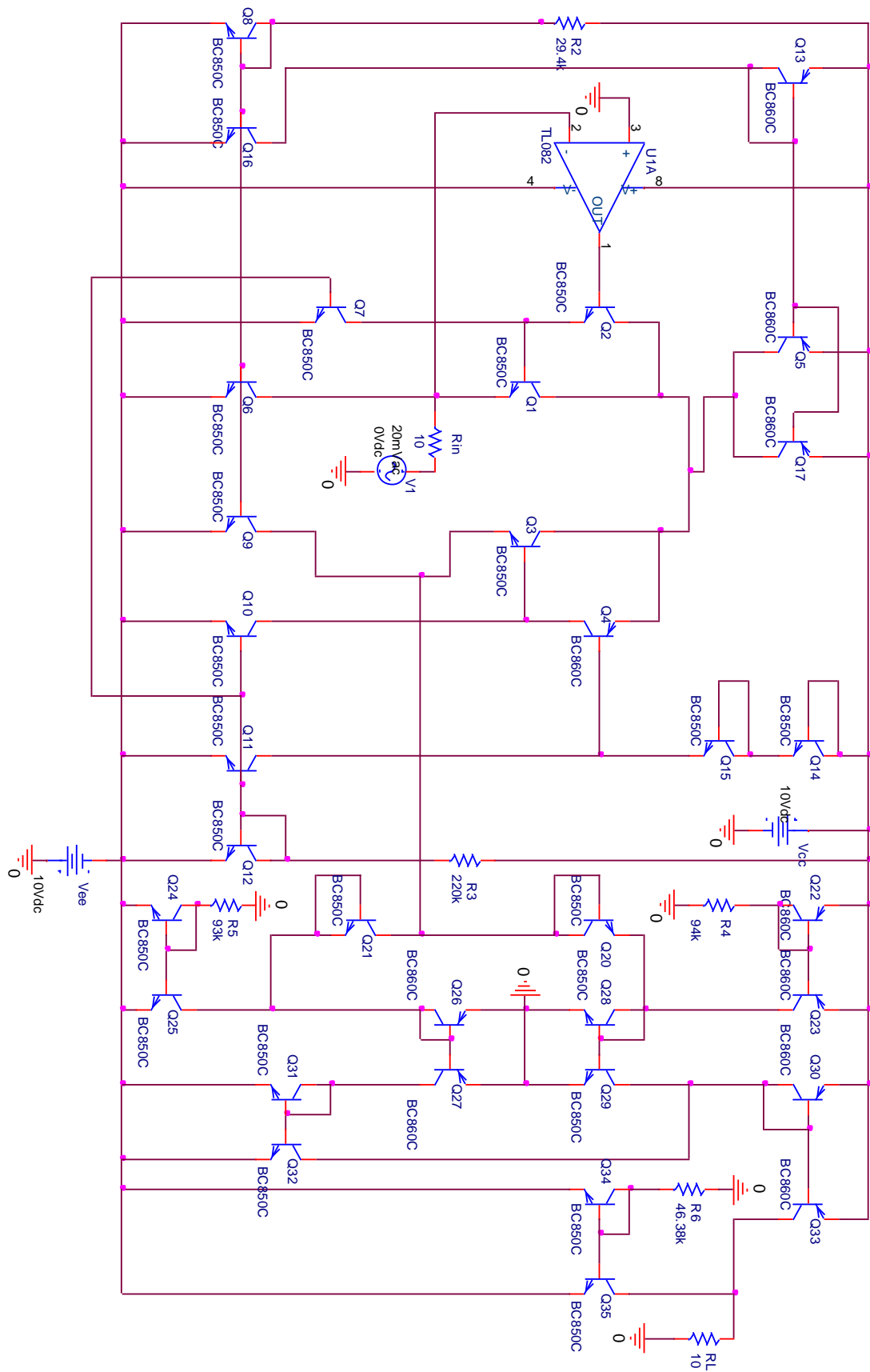
На основу симулационих провера и мерења снимљена је зависност R_x од фреквенције као што је приказано на слици 5.10. Уочава се да отпорност R_x има изузетно малу вредност на учестаностима испод 200 kHz, а изнад нагло расте. Слика 5.11 приказује да излазна отпорност R_{out} операционог преносника има стабилну и релативно високу вредност (приближно 38 k Ω) на учестаностима испод 200 kHz, а изнад почиње нагло да опада. Како је за прецизно усмеравање потребно да R_x има стабилну и што је

могуће мању вредност, а R_{out} стабилну и што је могуће већу вредност, закључује се да предложени операциони преносник може квалитено да функционише све до учестаности од 200 kHz.

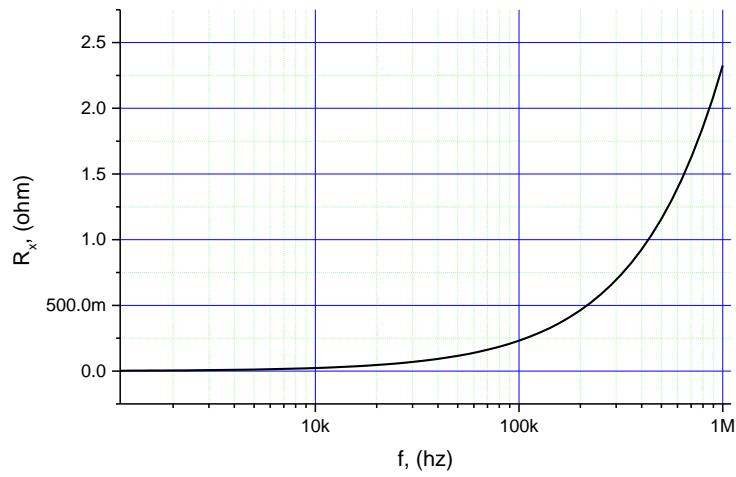
У симулацији кола са слике 5.9, струјна огледала су реализована са транзисторима 2N3904 (NPN) и 2N3906 (PNP). Вредности струјних извора су $I_1 = I_2 = I_3/2 = 100 \mu\text{A}$, док је за вредност отпорника узето $R_{in} = R_{out} = 10 \Omega$.

На слици 5.12 приказана је напонска преносна карактеристика $V_{out} = f(V_{in})$ предложеног усмерача за опсег промене улазног напона $-10 \text{ mV} \div 10 \text{ mV}$, са које се закључује да ширина мртве зоне усмерача лежи у опсегу $-0.5 \text{ mV} \div 0.5 \text{ mV}$. Мртва зона настаје као последица укључивања и искључивања транзистора Q_{20} и Q_{21} , а њена ширина повезана је са излазном отпорношћу операционог преносника тако да се мања ширина мртве зоне има код веће излазне отпорности.

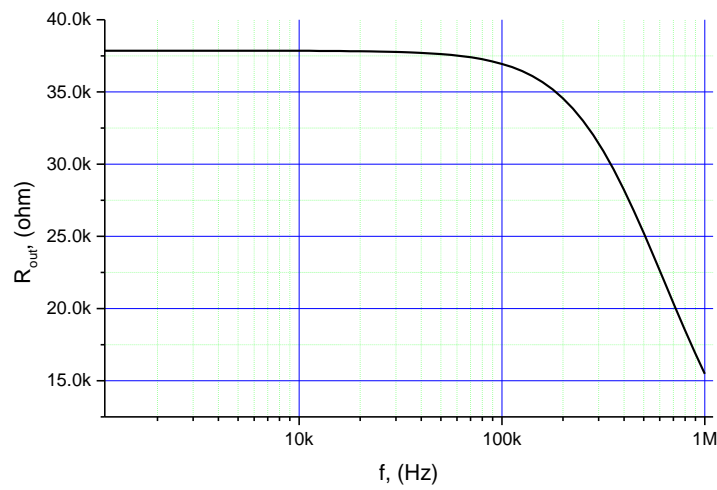
На слици 5.13 приказан је таласни облик напона на излазу усмерача за синусни сигнал на улазу амплитуде 10 mV и фреквенције $f = 100 \text{ kHz}$, а на слици 5.14 дат је приказ облика сигнала на излазу када је на улазу синусни сигнал амплитуде 5 mV и $f = 100 \text{ kHz}$.



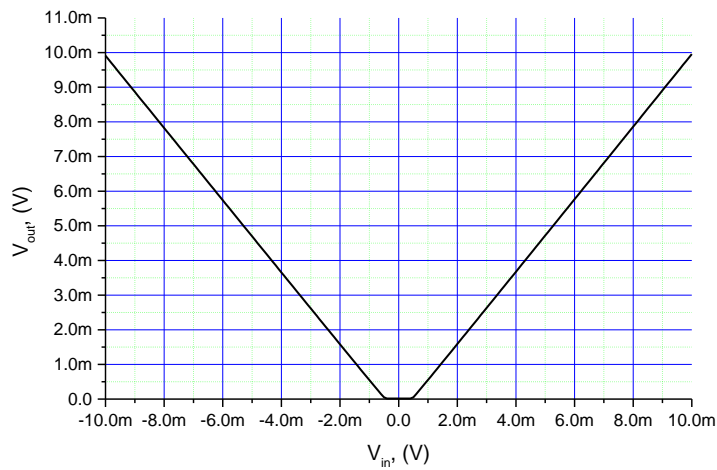
Слика 5.9. Детаљна електронска шема прецизној двостраној усмерача са ојерационим преносником и сјрујним ојледалима.



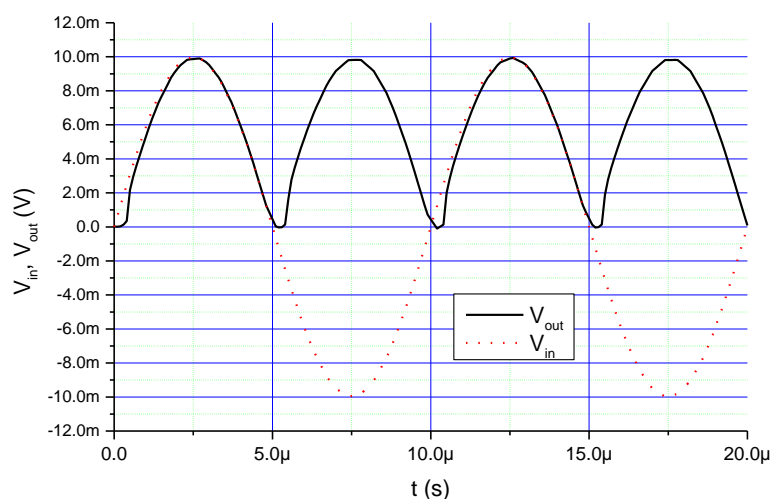
Слика 5.10. Зависности ошторности R_x од фреквенције.



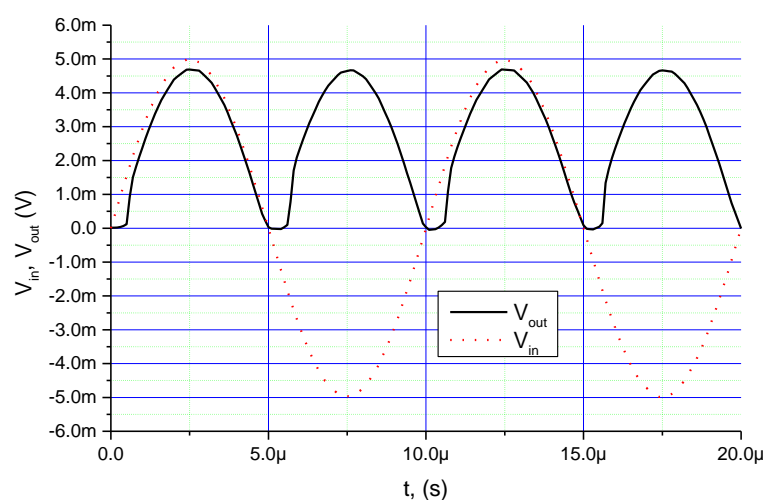
Слика 5.11. Зависности излазне ошторности R_{out} од фреквенције ушторенеј ошторационеј преносника.



Слика 5.12. Напонска преносна карактеристика предложенеј усмерача.



Слика 5.13. Таласни облик напона на излазу усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде 10 mV и $f = 100$ kHz.



Слика 5.14. Таласни облик напона на излазу усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде 5 mV и $f = 100$ kHz.

На основу спроведених симулационих провера усмерача са слике 5.9 може се закључити да је у стању да изврши исправљање улазног напонског сигнала мале амплитуде, на много прецизнији начин (слика 5.13 и слика 5.14).

PSPICE анализа двостраног усмерача са операционим преносником и струјним огледалима показује да предложени усмерач веома квалитетно усмерава сигнале малих амплитуда (реда величине 10 mV) и релативно високих учестаности (реда величине

200 kHz). Реализацијом операционог преносника, отпорност R_x која постоји на X прикључку је практично сведена на нулу, а тиме је елиминисана и грешка у излазном сигналу која настаје као последица постојања ове отпорности. Употребом Вилсонових струјних огледала која имају веома добру струјну преносну карактеристику, а која се аналитички може представити као [76, 98]:

$$i_{\text{out}} \cong i_{\text{in}} \left(1 - \frac{2}{\beta^2} \right) \quad (5.2.1)$$

где β представља струјно појачање употребљених транзистора, може се закључити да је грешка која потиче од струјне преносне карактеристике веома мала. Међутим, како је за $V_{\text{in}} > 0$, $i_z > 0$ и копира се помоћу $CM1$ и $CM2$, док је за $V_{\text{in}} < 0$, $i_z < 0$, и копира се помоћу $CM2$, $CM3$ и $CM4$, онда су тачне следеће релације [42]:

$$v_{\text{in}} > 0; \quad v_{\text{out}} \cong +v_{\text{in}} \left(1 - \frac{4}{\beta^2} \right) \quad (5.2.2)$$

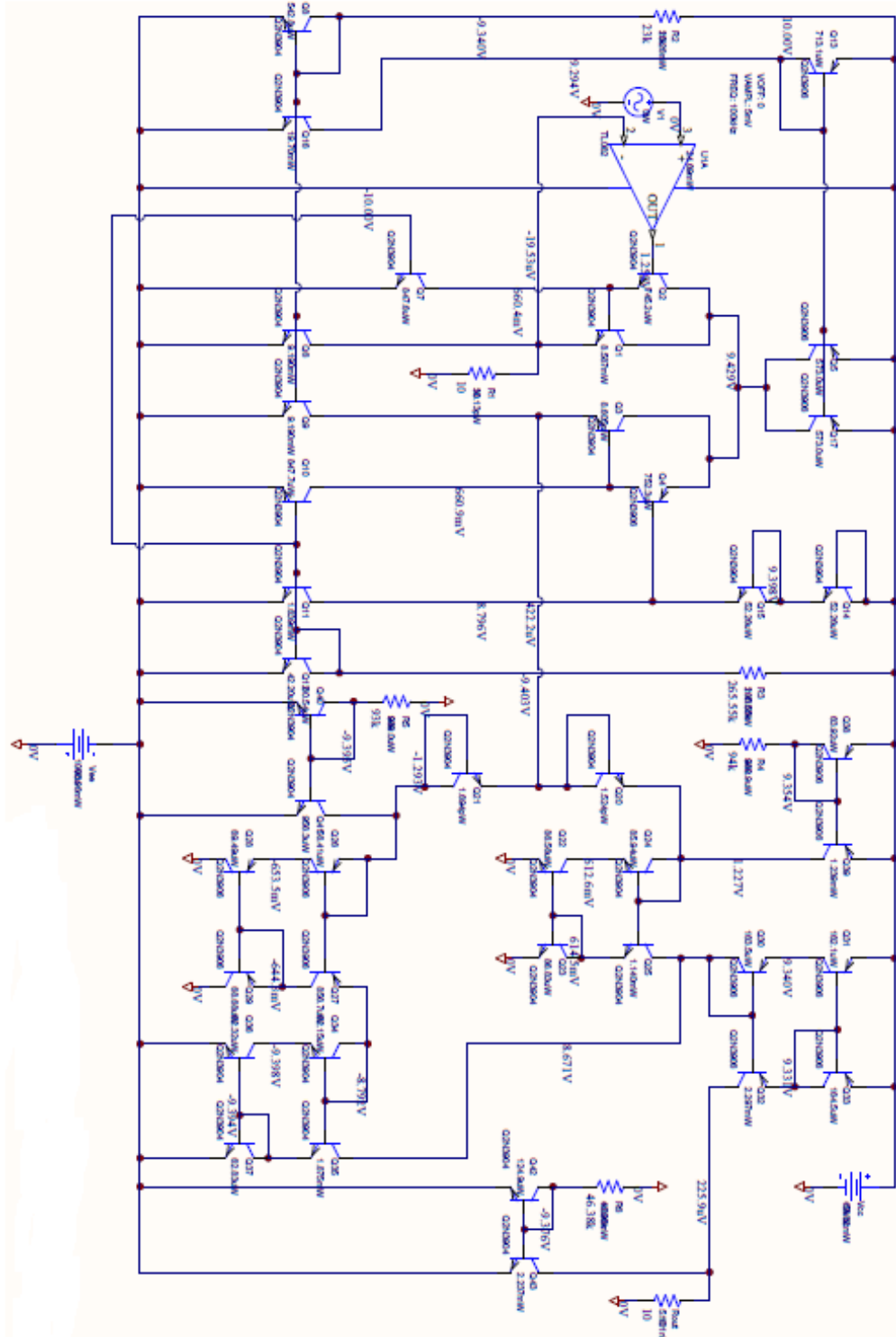
$$v_{\text{in}} < 0; \quad v_{\text{out}} \cong -v_{\text{in}} \left(1 - \frac{6}{\beta^2} \right) \quad (5.2.3)$$

тако да се грешка усмеравања повећава и мало је већа код негативне полупериоде. Грешка која се јавља при проласку улазног сигнала кроз нулу и која се манифестује у виду мртве зоне на напонској преносној карактеристици остаје присутна у овој реализацији. Ова грешка не може да се елиминише, али може да се смањи употребом операционих преносника са већом излазном отпорношћу. Важно је истаћи да код ове реализације усмерача нема грешке због неизбежног офсет напона, али постоји мртва зона.

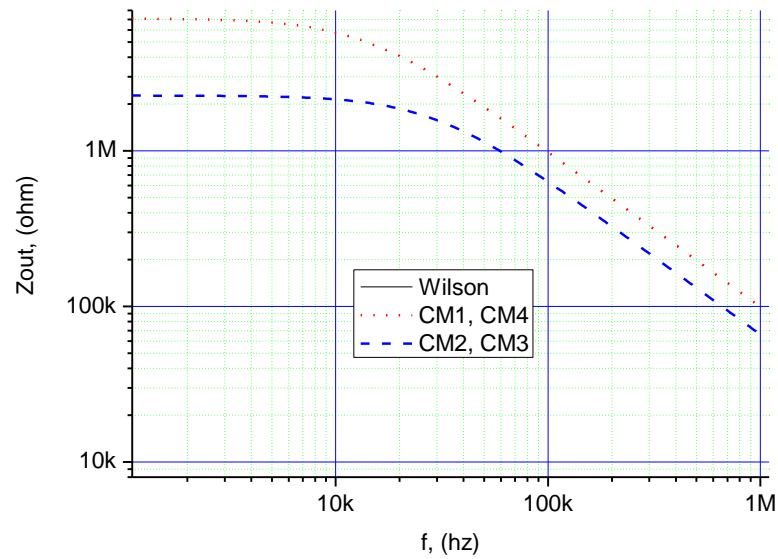
5.3 Усмерача са операционим преносником и Вилсоновим струјним огледалима

Детаљна електрична шема двостраног усмерача са операционим преносником и струјним огледалима за PSPICE анализу приказана је на слици 5.15. Струјна огледала приказана на сликама 4.4а) и 4.4в) реализована су са транзисторима 2N3904 (NPN) и

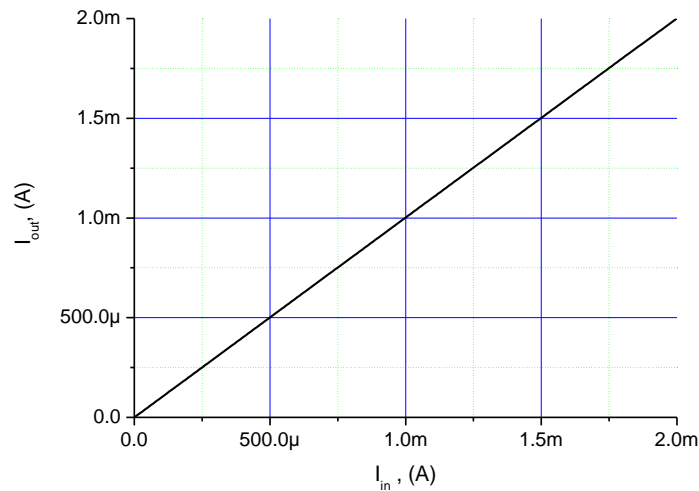
2N3906 (PNP). Зависност њихове излазне отпорности од учестаности дата је на слици 5.16, а струјна преносна карактеристика приказана је на слици 5.17.



Слика 5.15. Детаљна електронска шема прецизног двостраног усмерача са операционим преносником и Вилсоновим струјним огледалима.



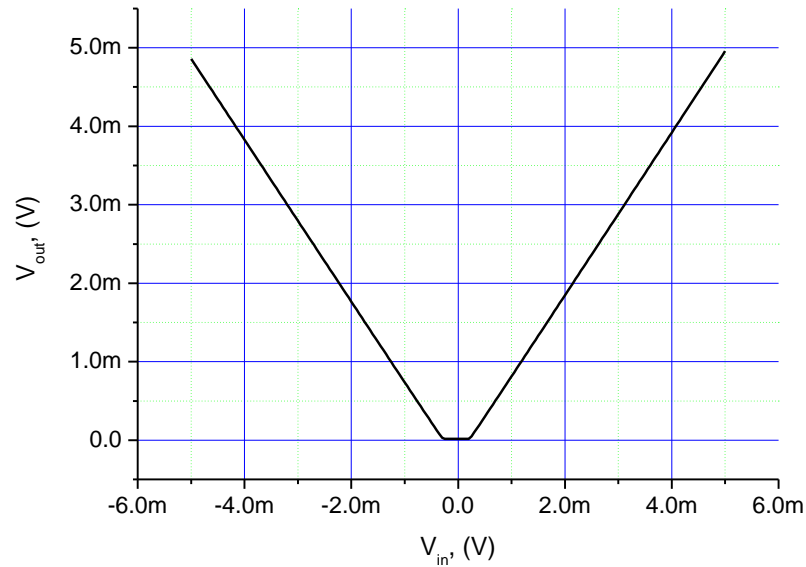
Слика 5.16. Зависнось излазне ошћорносьи од фреквенције за СМ.



Слика 5.17. Сиружна преносна карактеристика за СМ.

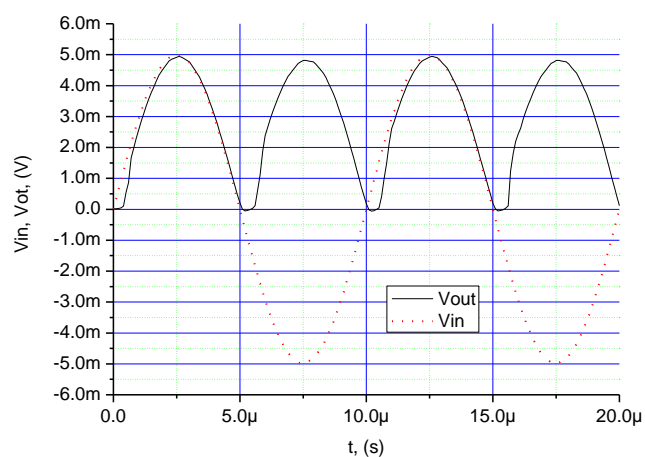
Операциони преносник који је употребљен у реализацији двостраног усмерача анализиран је у [91]. За транзистор Q_1 узет је 2N3904, а за Q_2 2N3906, вредности струјних извора у двостраном усмерачу су $I_1 = I_2 = I_3/2 = 100 \mu\text{A}$. Због подешавања напонског офсета на излазу, узете су вредности за отпорнике: $R_1 = 10 \Omega$ и $R_0 = 10.3 \Omega$. и преносна карактеристика има изглед као на слици 5.18.

Уочава се да се мртва зона налази у опсегу -0.3 mV до 0.2 mV , дакле веома је мала и не постоји симетрија у односу на нулту вредност напона на улазу.



Слика 5.18. Напонска преносна карактеристика предложеног усмерача.

На слици 5.19 приказан је таласни облик напона на излазу усмерача за синусни сигнал на улазу учестаности 100 kHz и амплитуде 5 mV .



Слика 5.19. Таласни облик напона на излазу усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде 5 mV и $f = 100 \text{ kHz}$.

На основу слике 5.19 може се закључити да предложени усмерач врло квалитетно усмерава сигнале малих амплитуда, а и релативно високих учестаности.

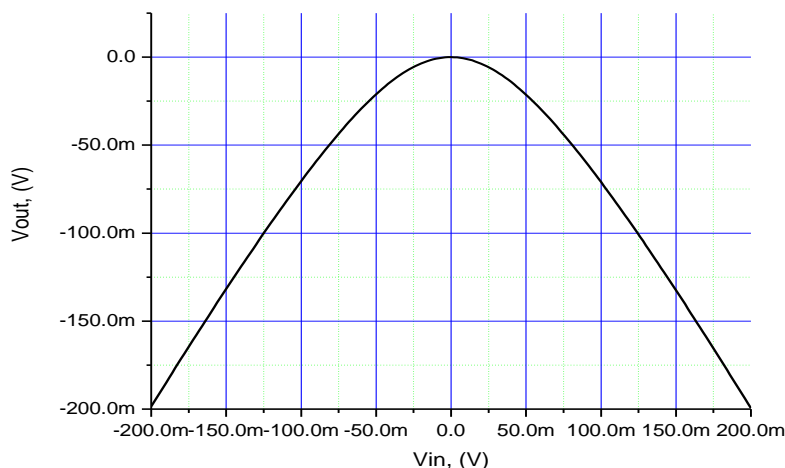
У [89] могу се видети таласни облици усмерених сигнала истих амплитуда и учестаности већ објављених усмерача, па на основу њихових упоређења може се закључити да предложени усмерач исто, ако не и боље, врши усмеравање сигнала малих амплитуда и релативно високих учестаности.

5.4 Усмерач са два операциона преносника и две диоде са предполаризацијом

Усавршени прецизни двострани усмерач за мале сигнале разматран у поглављу 4.4 а приказан на слици 4.6 симулиран је у програмском пакету PSPICE. Операциони преносник са струјним процесирањем приказан на слици 1.31 реализован је са ОА TL081 и струјом $I_T = 2 \text{ mA}$. Усмерач је реализован са једносмерним напонским извором, $V_B = 0.6 \text{ V}$ који служи за предполаризацију диода и струјним извором $2I_0 = 1.48 \text{ mA}$. Употребљене су брзе диоде 1N4148 чија је струјно-напонска карактеристика дата на слици 3.7 и са које се може закључити да се отпорност R_f мења у опсегу $20 \Omega < R_f < 250 \Omega$. Такође се може видети и да је струја диоде $I_0 = 0.74 \text{ mA}$ за напон диоде од 0.6 V .

Да би осигурали да је $v_{\text{out}} = 0 \text{ V}$ за $v_{\text{in}} = 0 \text{ V}$, мора се увести једносмерни струјни извор $2I_0 = 1.48 \text{ mA}$. За улазни сигнал од $v_{\text{in}} = 20 \text{ mV}$ и отпорност $R_L = 140 \Omega$ обезбеђује јединично појачање, а за отпорност $R_L = 800 \Omega$ даје напонско појачање $G = 5$. Такође за улазни сигнал од $v_{\text{in}} = 200 \text{ mV}$ и отпорност $R_L = 26 \Omega$, обезбеђује јединично појачање, а отпорност $R_L = 1400 \Omega$ даје напонско појачање $G = 5$.

Преносна карактеристика двостраног усмерача приказана је на слици 5.20.



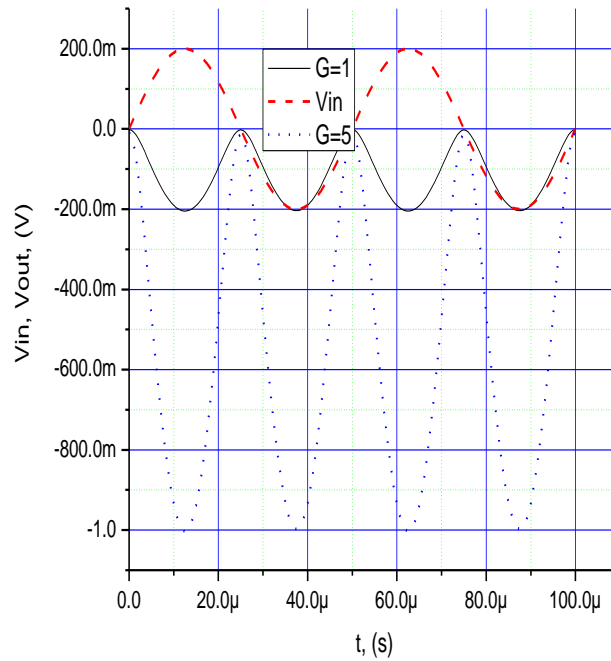
Слика 5.20. Преносна напонска карактеристика усмерача

Са преносне карактеристике се може видети да не постоји мртва зона за пролазак улазног сигнала кроз нулу, што је предност. Такође, као последица променљивости отпорности R_f постоји значајно одступање од идеалног облика преносне линеарне карактеристике (од математичке једначине двостраног усмерача, $y = -|x|$).

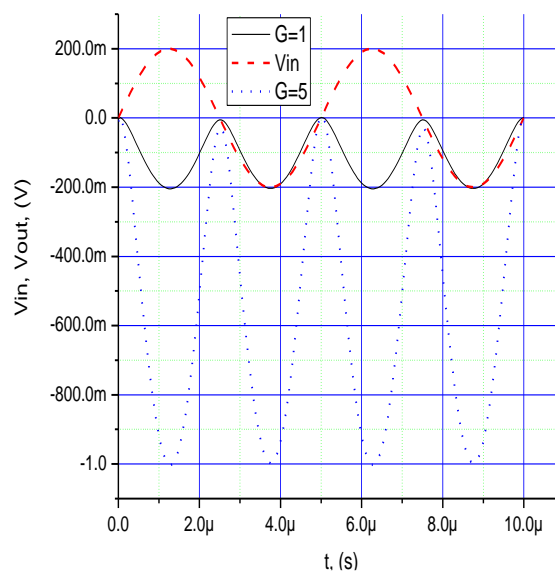
Таласни облик напона на излазу усмерача за синусни сигнал на улазу амплитуде 200 mV за различите вредности појачања и фреквенције приказан је на слици 5.21.

За различите вредности појачања и фреквенције на слици 5.22 приказан је изглед напона на излазу усмерача за сигнал на улазу амплитуде 20 mV.

Слика 5.21 и слика 5.22 показују да предложени усмерач може усмеравати и сигнале који имају релативно велику амплитуду, али да је погоднији за усмеравање малих сигнала захваљујући офсет струји $2I_0$ чија се расподела између диода D_1 и D_2 значајно мења повећањем улазног напона. Његов фреквентни одзив је ограничен максималном брзином промене излазног напона у времену употребљених операционих појачавача, као и фреквенцијским карактеристикама коришћених диода и транзистора.

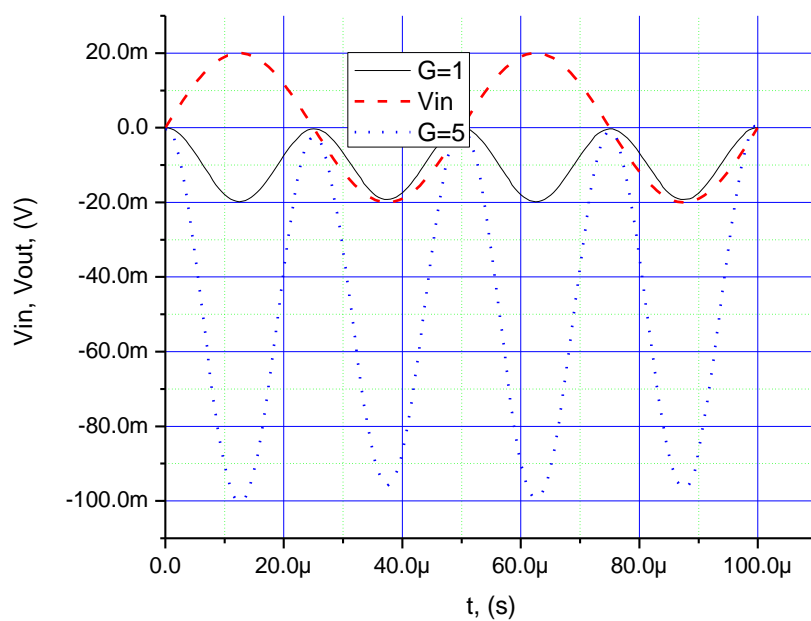


а)

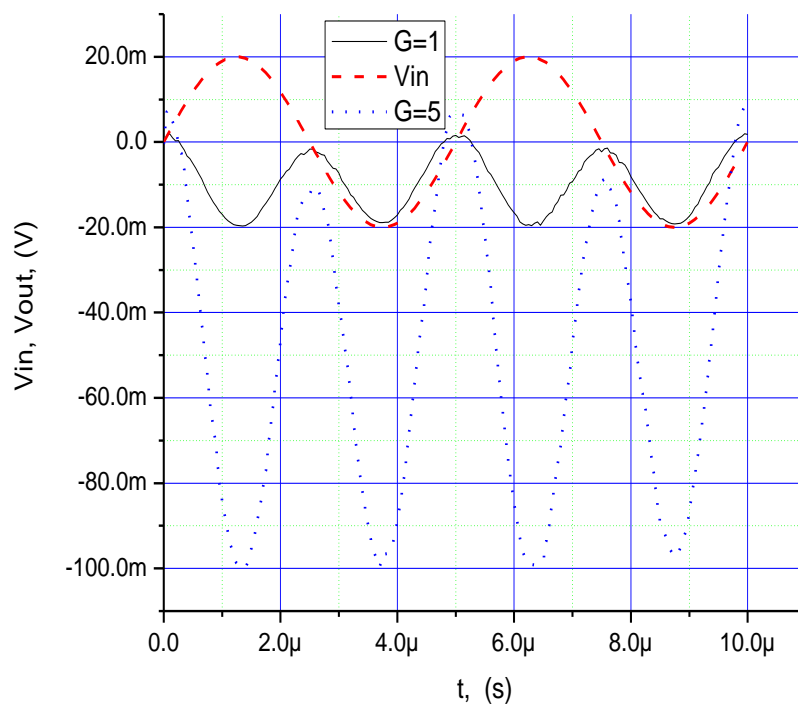


б)

Слика 5.21. Изглед усмереној сињали за синусни улазни сињал амплитуде 200 mV за различита појачања и фреквенције а) 20 kHz и б) 200 kHz.



а)



б)

Слика 5.22. Изглед усмереног сигнала за улазни сигнал од 20 mV за различита
појачања и фреквенције а) 20 kHz и б) 200 kHz.

Пошто је усмерач нелинеарно коло, конвенционална анализа се не може користити за евалуацију квалитета његовог рада на високим фреквенцијама. За то се може користити концепт генерализованог фреквентног одзива (generalized frequency response - GFR) [92-94]. Он се заснива на упоређивању различитих односа улазног и излазног сигнала усмерача у зависности од амплитуде и фреквенције.

Први параметар генерализованог фреквентног одзива за оцену квалитета усмерача је ρ_{AVR} , тј. однос средњих вредности усмереног и улазног сигнала (Average Value Ratio - AVR), и он се израчунава као:

$$\rho_{AVR} = \frac{\bar{y}}{y_{ideal}(a)} = \frac{\frac{1}{T} \int v_{rect}(t) dt}{\frac{1}{T} \int v_{ideal}(t) dt} \quad (5.4.1)$$

где је, $v_{rect}(t)$ сигнал на излазу усмерача, $v_{ideal}(t)$ је апсолутна вредност улазног сигнала, а T је периода. Идеалан рад усмерача је када је вредност параметра $\rho_{AVR} = 1$.

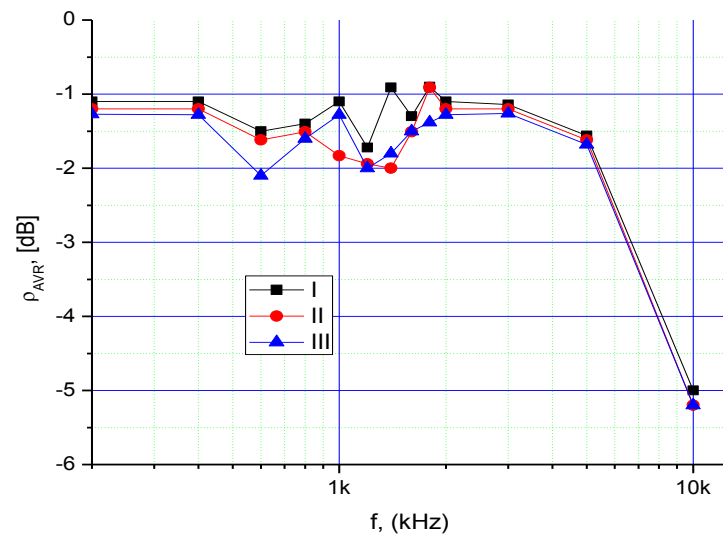
Други параметар генерализованог фреквентног одзива за оцену квалитета усмерача је ρ_{RMSE} који представља квадратни корен односа средње вредности квадрата разлике између усмереног, v_{rect} и улазног сигнала v_{ideal} и средње вредности квадрата улазног сигнала:

$$\rho_{RMSE} = \sqrt{\frac{(y - y_{ideal})^2}{y_{ideal}^2(a)}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{T} \int [v_{rect}(t) - v_{ideal}(t)]^2 dt}{\frac{1}{T} \int [v_{ideal}(t)]^2 dt}} \quad (5.4.2)$$

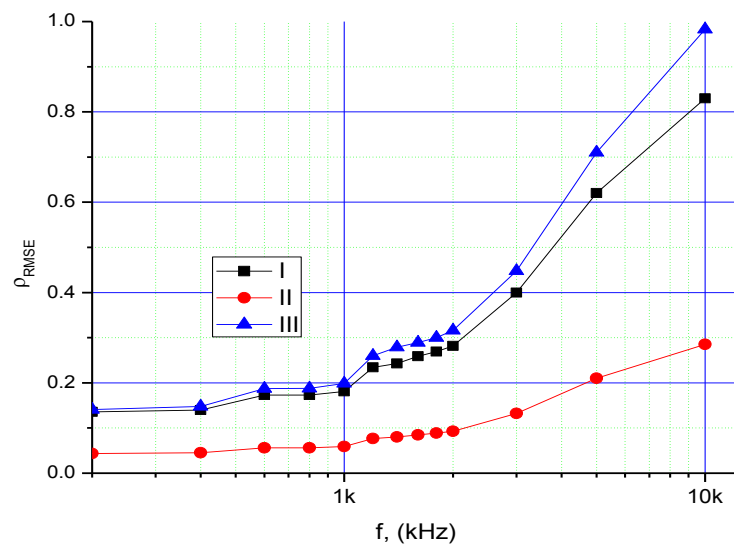
За идеалан усмерач важи да је $v_{rect}(t) = v_{ideal}(t)$, па је идеална вредност за $\rho_{RMSE} = 0$, док је у случају тоталног слабљења улазног сигнала вредност параметра $\rho_{RMSE} = 1$.

На слици 5.23а) и 5.23б) приказани су параметри генерализованог фреквентног одзива предложеног усмерача у функцији учестаности, при чему је посматран временски облик сигнала на излазу усмерача за 12 различитих учестаности, од 200 kHz до 10 MHz. Увек је посматрано 10 периода сигнала, али се за анализу узимало само задњих 5 периода (да би се искључио утицај прелазног процеса на параметре GFR). Амплитуда улазног сигнала се није мењала и увек је износила 20 mV.

Као што се може видети на слици 5.23а), слабљење напона на излазу је последица DC преносне карактеристике (тј. њеног одступања од идеалног). Са слике се уочава слабљење од приближно 0.87 dB за фреквенције испод 4 MHz, а пропусни опсег уз слабљење од 3 dB износи око 6 MHz. Слика 5.23б) приказује да је поларизација диода са $V_B = 0.6$ V даје најмању RMSE грешку.



a)



б)

Слика 5.23. Генерализовани фреквенцијни одзив усмерача за $v_{in} = 200\text{mV}$ и

I случај ($V_B = 0.58\text{ V}$, $I_0 = 1.4\text{ mA}$, $R_L = 26\ \Omega$),

II случај ($V_B = 0.6\text{ V}$, $I_0 = 0.74\text{ mA}$, $R_L = 26\ \Omega$),

III случај ($V_B = 0.62\text{ V}$, $I_0 = 1.7\text{ mA}$, $R_L = 25.4\ \Omega$)

a) AVR и б) RMSE

6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

У циљу поређења са резултатима PSPICE анализе извршена су мерења на физичким моделима операционих преносника (разматраног у поглављу 2.6) као и прецизних двостраних усмерача (разматраних у поглављима 5.2 и 5.3) у лабораторијским условима. Мерења извршена на операционом преноснику обављена су у лабораторији за Електронику, Факултета техничких наука у Чачку, Универзитета у Крагујевцу. Мерења извршена на прецизном двостраном усмерачу обављена су у лабораторији за микроелектронику Факултета техничких наука у Новом Саду. За сва обављена мерења су коришћени следећи инструменти и опрема:

- сигнал генератор фирме GWINSTEK GFG 8217A,
- осцилоскоп 453-А ТЕКТРОНИХ, MOD281С,
- два једносмерна извора напајања АТТЕН APS3005Dm,
- два дигитална универзална инструмента за мерење SANWA RD700.

Мерења су вршена на температури од 27°C у лабораторијским условима. Опрема спада у робу широке потрошње изузев осцилоскопа, за кога се може рећи да припада класи лабораторијских уређаја скромних могућности.

6.1 Експериментална мерења на операционим преносницима друге врсте са струјним процесирањем

За операциони преносник разматран у поглављу 2.6 приказан на слици 2.27, физички су урађена два модела за потребе мерења. Први модел направљен је у класичној технологији (Through Hole - TH) са дискретним елементима на растер плочи (отпорници, ВЈТ и ОА), слика 6.1, а други модел је израђен у SMD (Surface Mounting Device – SMD) технологији (површинска монтажа SMD елемената отпорника, ВЈТ и ОА на штампаној плочи), као што се види на слици 6.2. Због прецизности мерења испоштовано је да сви елементи буду повезани и уземљени у једној тачки тзв. звездишту због смањења сметњи

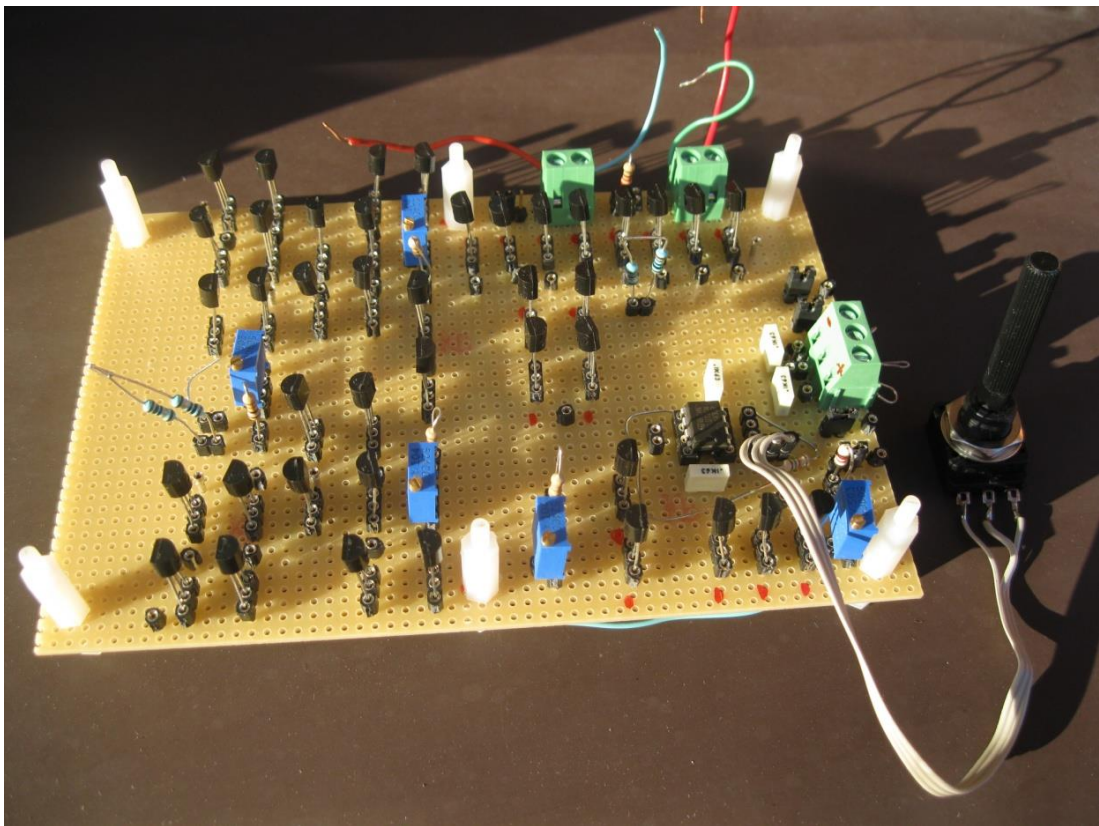
услед шума, чија је амплитуда (од око 5 mV) истог реда величине или нешто мања од амплитуде сигнала који се мери.

Изглед кола за мерење карактеристика операционог преносника за сигнале различите амплитуде и фреквенције у ТН и SMD технологији приказан је на слици 6.3 и слици 6.4 респективно.

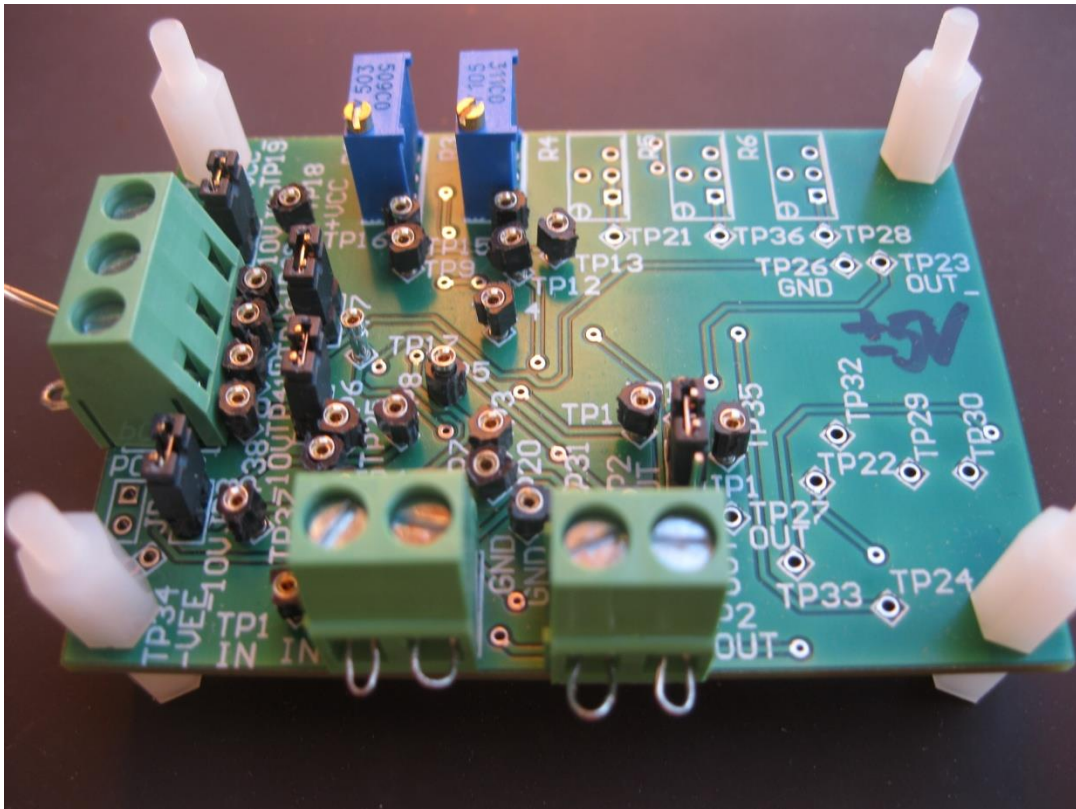
У циљу поређења са резултатима PSPICE анализе први модел операционог преносника је реализован на растер плочи, у дискретној техници (ТН технологија) са нискофреквентним транзисторима BC550C и BC560C, упарених карактеристика, великог појачања, ($420 < \beta < 800$), који имају низак ниво шума [100]. Напон напајања је износио $V_{CC} = -V_{EE} = 10\text{ V}$, док су отпорници имали следеће вредности:

$$R_{in} = R_{out} = 100\ \Omega, R_2 = 31.65\ \text{k}\Omega, R_3 = 131\ \text{k}\Omega.$$

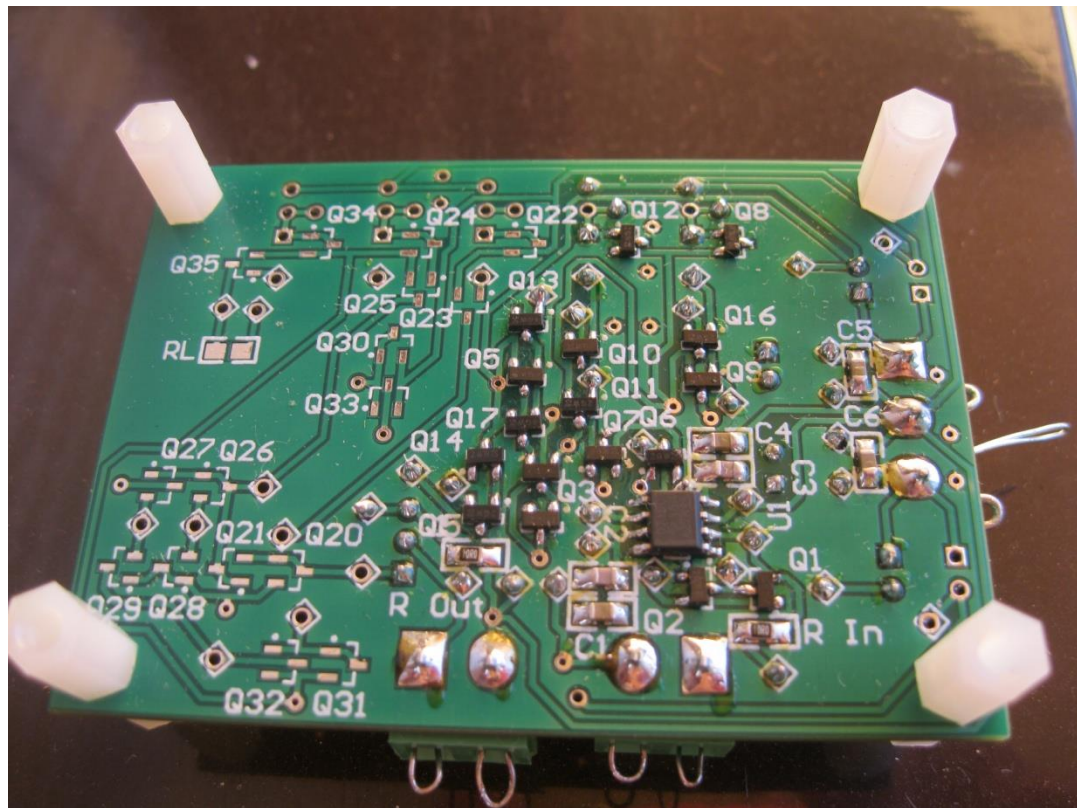
Резултати мерња излазног напона првог модела операционог преносника у зависности од улазног напона и за различите фреквенције за коло са слике 2.27 дати су у Табели 6.1.



Слика 6.1. Реализација операционог преносника у ТН технологији.

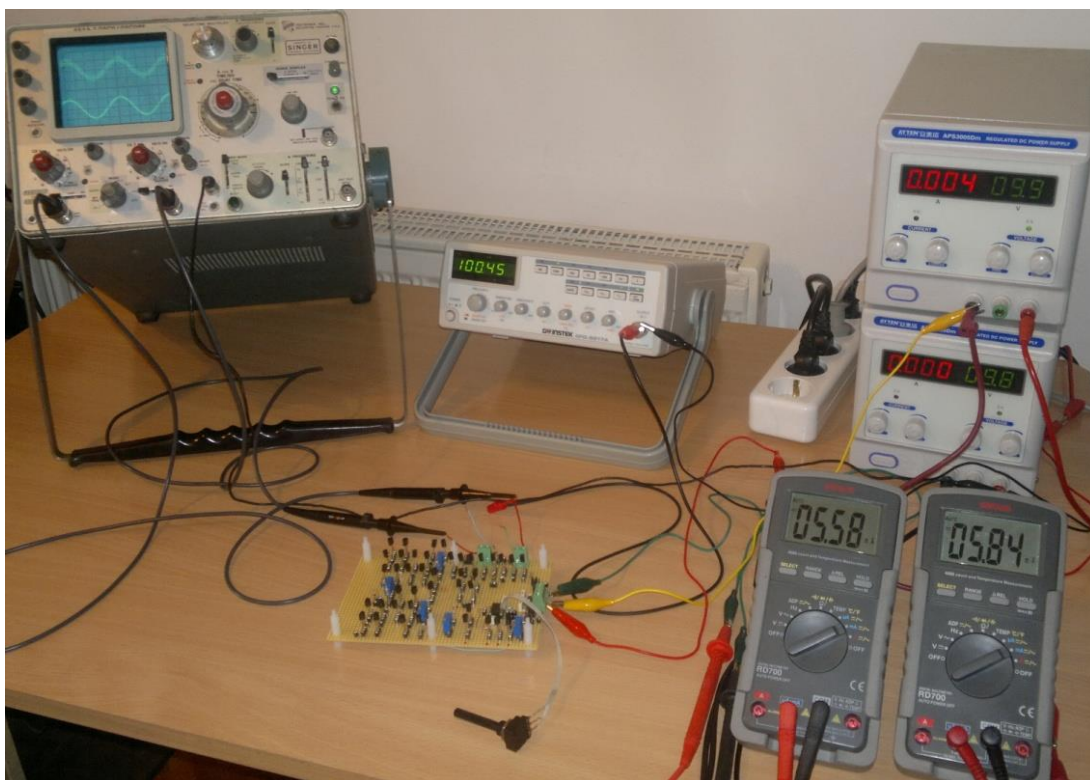


а)

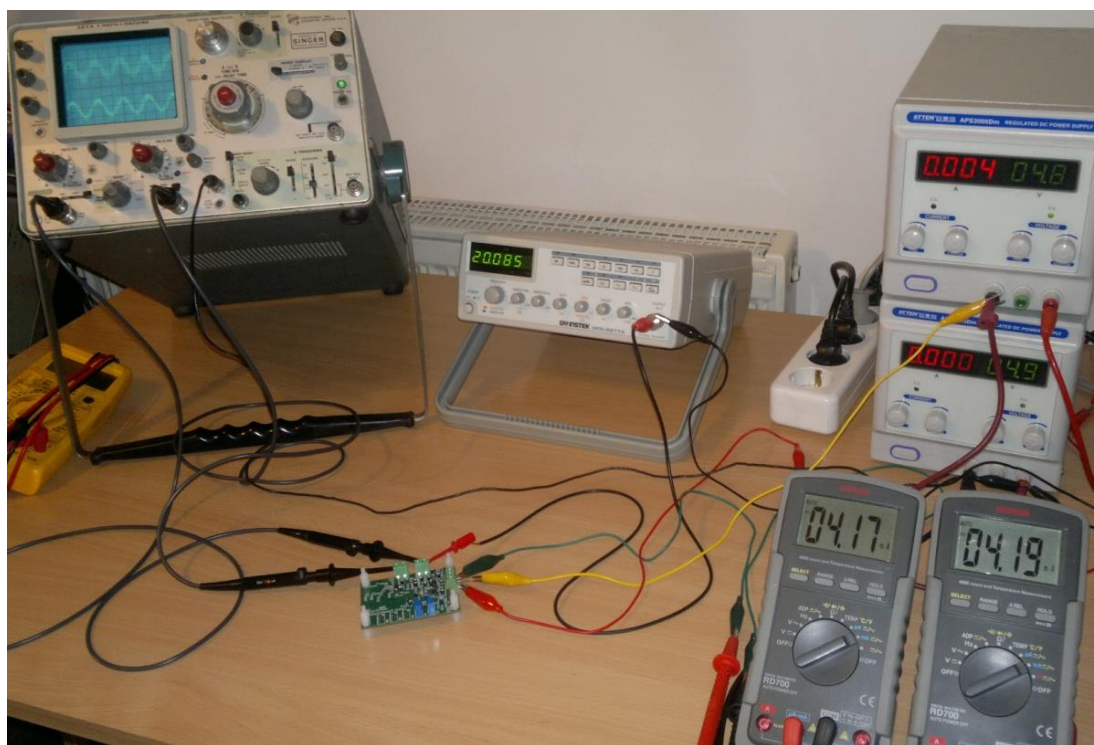


б)

Слика 6.2. Перспективни приказ операционе преносника реализоване у SMD технологији: а) поглед одозго и б) поглед одоздо.



Слика 6.3. Изглед кола за мерење карактеристика операционог преносника за сигнале различите амплитуде и фреквенције (ТН).

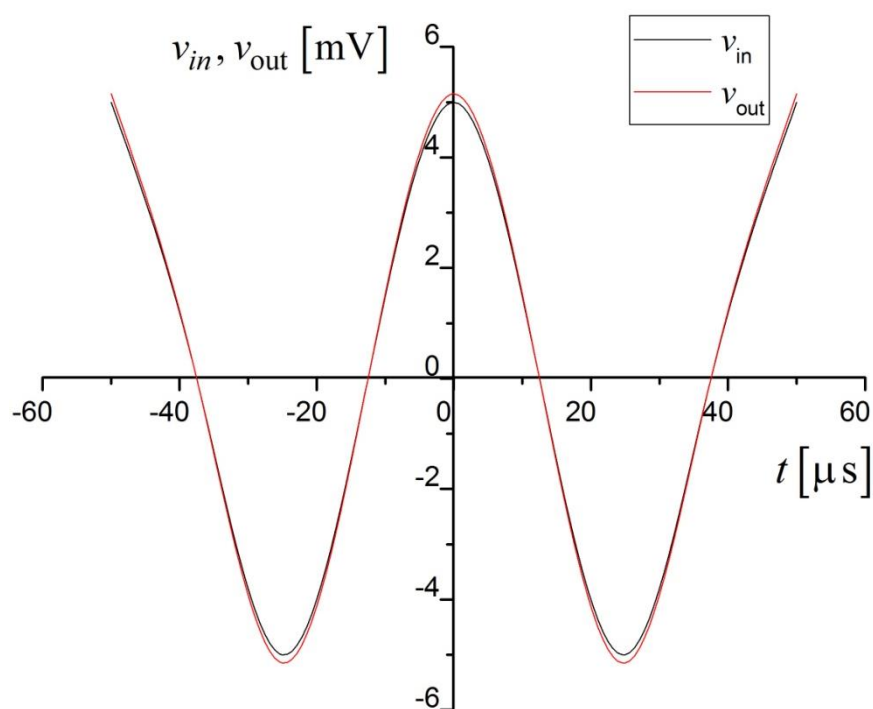


Слика 6.4. Изглед кола за мерење карактеристика операционог преносника за сигнале различите амплитуде и фреквенције (SMD).

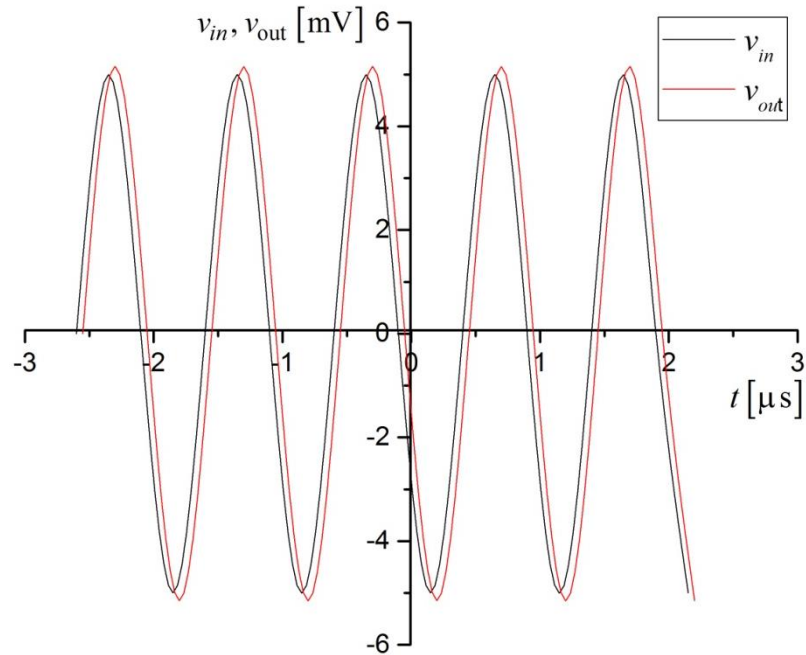
Табела 6.1 Зависности излазног напона првог модела операционог преносника у зависности од примењеног улазног напона и фреквенције (ТН)

V_{in} [mV]	f [kHz]	V_{out} [mV]
± 5	20	± 5.15
	100	± 5.15
	200	± 5.15
± 10	20	± 10.3
	100	± 10.3
	200	± 10.3
± 20	20	± 20.6
	100	± 20.6
	200	± 20.6

На слици 6.5 приказан је изглед сигнала на излазу првог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5$ mV и фреквенције $f = 20$ kHz, а на слици 6.6 види се изглед сигнала за $V_{in} = 5$ mV и за $f = 1$ MHz.

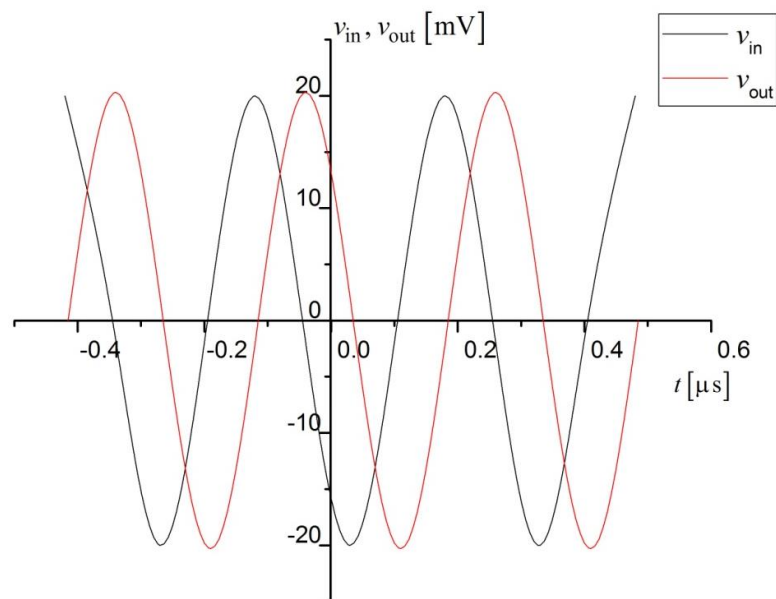


Слика 6.5. Изглед сигнала на излазу првог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5$ mV и $f = 20$ kHz.



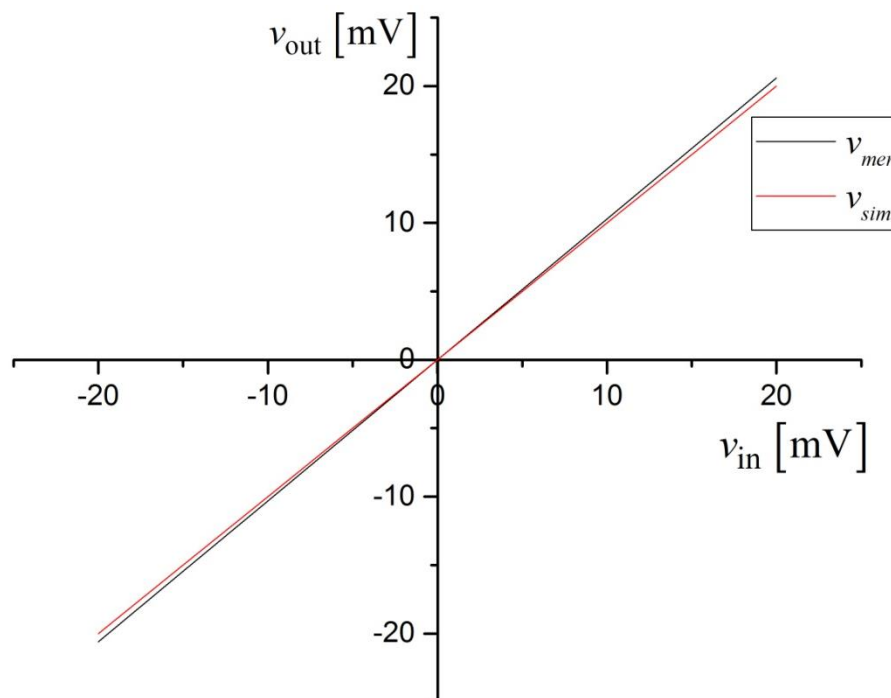
Слика 6.6. Изглед мереног сигнала на излазу првог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 1 \text{ MHz}$.

Изглед сигнала на излазу првог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 20 \text{ mV}$ и фреквенције $f = 3.3362 \text{ MHz}$, приказан је на слици 6.7.



Слика 6.7. Изглед сигнала на излазу првог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 20 \text{ mV}$ и $f = 3.3362 \text{ MHz}$.

На основу података из Табеле 6.1 може се формирати напонска преносна карактеристика операционог преносника и њен изглед је приказан на слици 6.8.



Слика. 6.8. Напонска преносна карактеристика операционог преносника модела урађеног у класичној технологији.

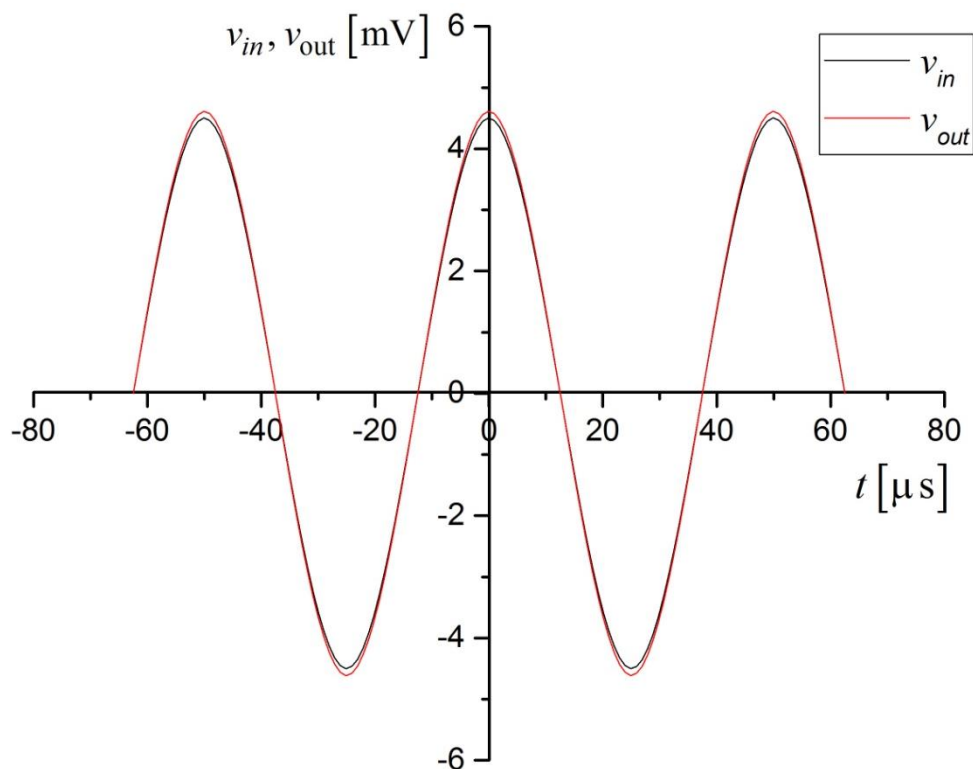
Други модел операционог преносника је реализован у дискретној техници са нискофреквентним, SMD транзисторима BC850C и BC860C, површински монтираних на штампаној плочи, упарених карактеристика, великог појачања, ($420 < \beta < 800$), који имају низак ниво шума [100]. Напон напајања је износио $V_{CC} = -V_{EE} = 5\text{ V}$, док су отпорници имали следеће вредности: $R_{in} = R_{out} = 10\ \Omega$, $R_2 = 18.2\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 500\ \text{k}\Omega$.

Изглед сигнала на излазу другог модела ОС за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5\text{ mV}$ и $f = 20\ \text{kHz}$ приказан је на слици 6.9, за $V_{in} = 5\text{ mV}$ и за $f = 100\ \text{kHz}$ дат је на слици 5.10, а за $V_{in} = 5\text{ mV}$ и за $f = 214\ \text{kHz}$ је као на слици 6.11.

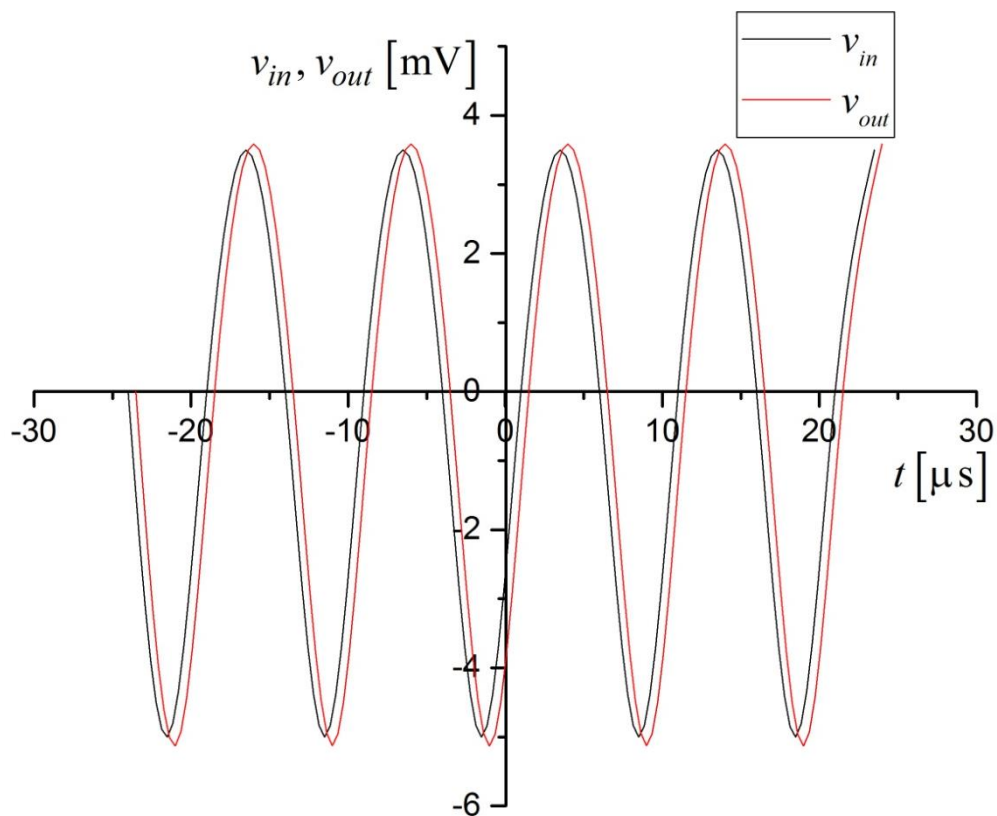
Резултати мерења излазног напона другог модела операционог преносника у зависности од улазног напона и за различите фреквенције за коло са слике 2.27 дати су у Табели 6.2.

Табела 6.2 Зависности излазног напона друге моделе операционе преносника у зависности од примењеног улазног напона и фреквенције (SMD)

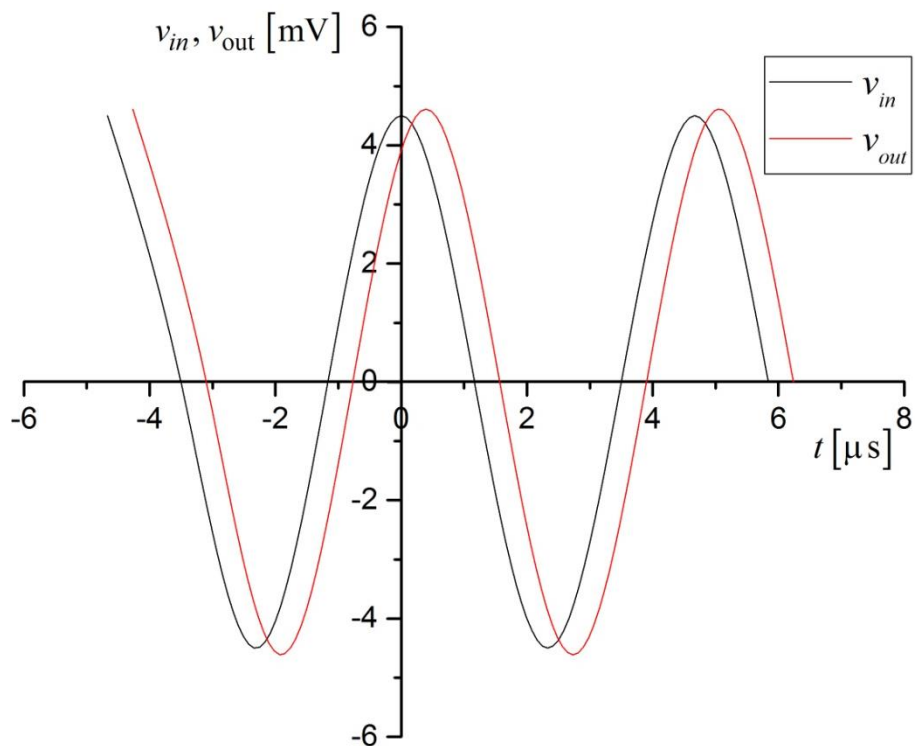
V_{in} [mV]	f [kHz]	V_{out} [mV]
± 5	20	± 5.125
	100	± 5.125
	200	± 5.125
± 8	20	± 8.2
	100	± 8.2
	200	± 8.23
± 15	20	± 15.375
	100	± 15.375
	200	± 15.375



Слика 6.9. Изглед сигнала на излазу друге моделе операционе преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5$ mV и $f = 20$ kHz.

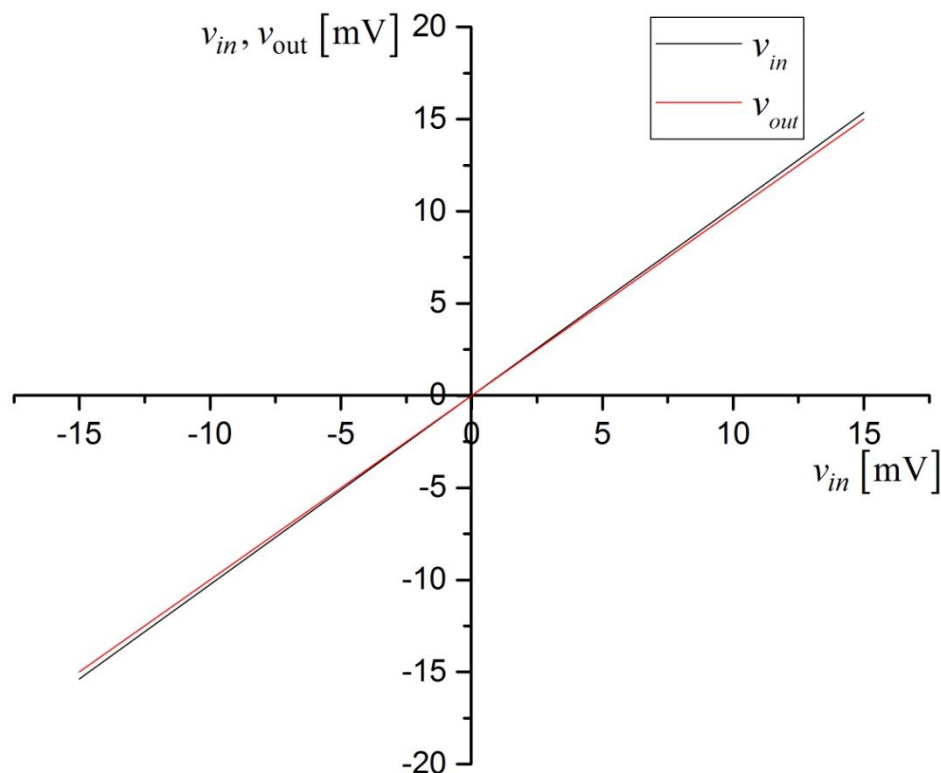


Слика 6.10. Изглед сигнала на излазу другој моделу операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5\text{ mV}$ и $f = 100\text{ kHz}$.



Слика 6.11. Изглед сигнала на излазу другој моделу операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5\text{ mV}$ и $f = 214\text{ kHz}$.

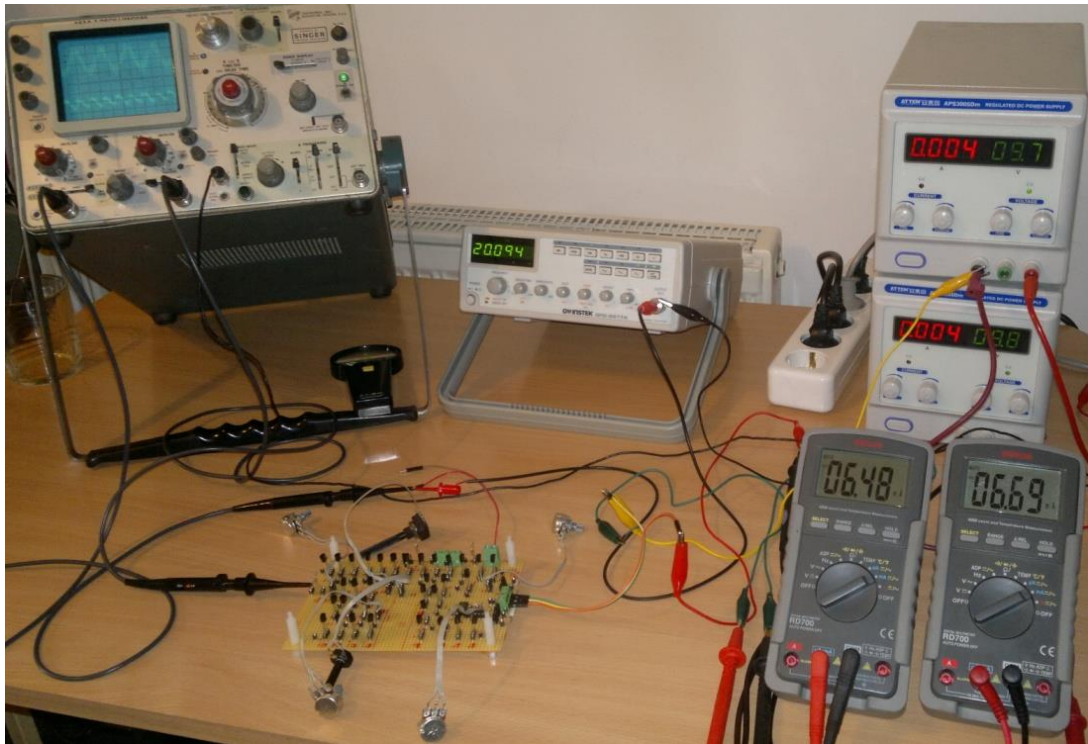
Напонска преносна карактеристика операционог преносника може се нацртати на основу података из Табеле 6.2 и њен изглед дат је на слици 6.12.



Слика 6.12. Напонска преносна карактеристика операционог преносника модела урађеног на шпампаној плочи.

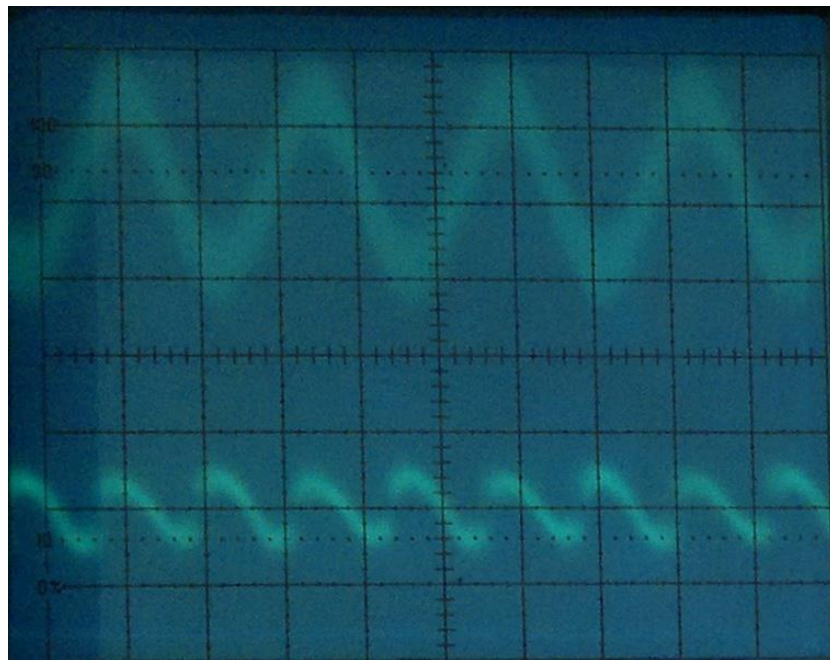
6.2 Експериментална мерења на прецизном двостраном усмерачу са операционим преносником и струјним огледалима

Прецизни двострани усмерач са струјним огледалима (слика 4.3) реализован је на растер плочи, са инвертујућим ОС и струјним огледалима, у дискретној техници са нискофреквентним транзисторима BC850 и BC860, који имају упарене карактеристике, великог појачања, ($420 < \beta < 800$), а имају и низак ниво шума [102]. Напон напајања је $V_{CC} = -V_{EE} = 10\text{ V}$, а отпорници су имали следеће вредности $R_2 = 31.65\text{ k}\Omega$, $R_3 = 131\text{ k}\Omega$, $R_4 = 93\text{ k}\Omega$, $R_5 = 94\text{ k}\Omega$, $R_6 = 46.38\text{ k}\Omega$, $R_{in} = R_{out} = 100\ \Omega$. Изглед кола за мерење приказан је на слици 6.13.



Слика 6.13. Прецизни двоси́рани усмерач са СМ њовезан у колу за мерење.

Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 12 \text{ mV}$ и фреквенције $f = 20 \text{ kHz}$ приказан је на слици 6.14.

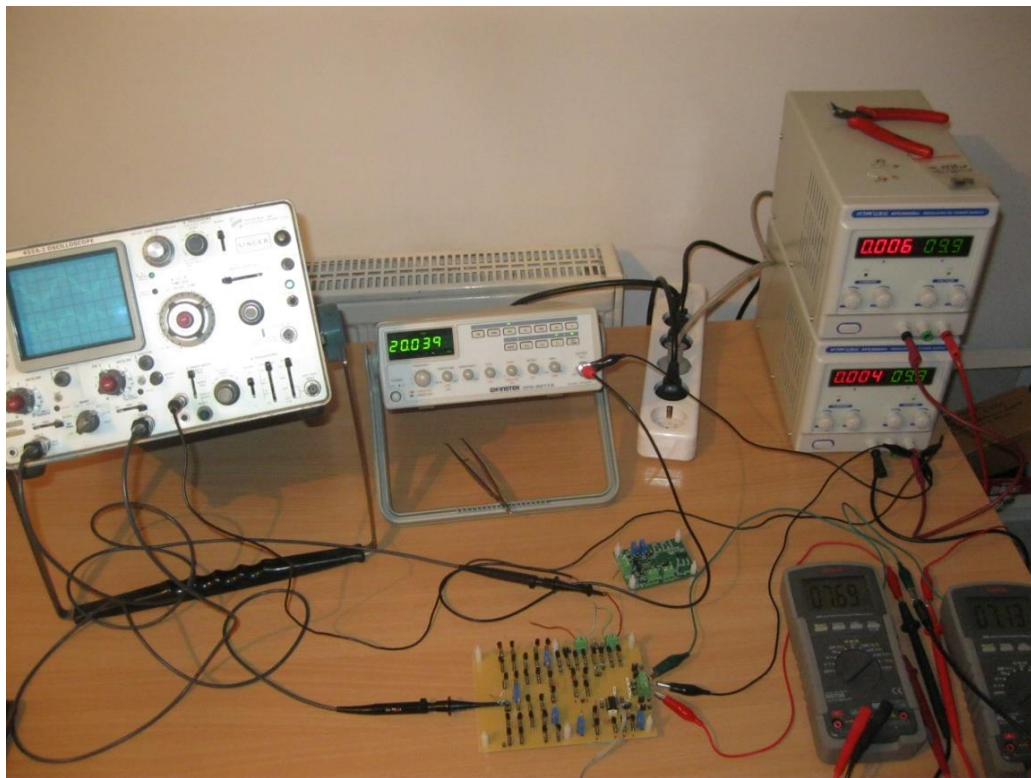


Слика 6.14. Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за $V_{in} = 12 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$. Хоризонтална оса $20 \frac{\mu\text{s}}{\text{подеоку}}$, вертикална оса $5 \frac{\text{mV}}{\text{подеоку}}$.

6.3 Експериментална мерења на прецизном двостраном усмерачу са операционим преносником и Вилсоновим струјним огледалима

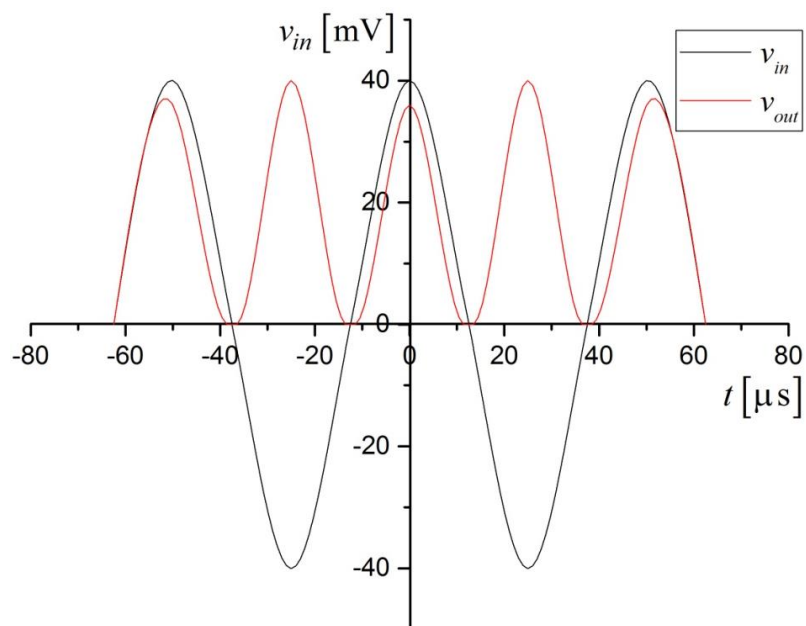
Детаљна електрична шема прецизног двостраног усмерача са Вилсоновим струјним огледалима дата је на слици 5.15. Усмерач је реализован на растер плочи, са неинвертујућим операционим преносником и Вилсоновим струјним огледалима, у дискретној техници (ТН технологија) са нискофреквентним транзисторима BC550 и BC560, који имају упарене карактеристика, великог појачања, ($420 < \beta < 800$), ниског нивоа шума [102]. Напон напајања је $V_{CC} = -V_{EE} = 10\text{ V}$, а отпорници су за све опсеге улазног сигнала напона који је усмераван имали следеће вредности:

$R_2 = 31.65\text{ k}\Omega$, $R_3 = 131\text{ k}\Omega$, $R_4 = 93\text{ k}\Omega$, $R_5 = 94\text{ k}\Omega$, $R_6 = 46.38\text{ k}\Omega$, и $R_{in} = R_{out} = 100\text{ }\Omega$. Приказ кола за мерење резултата рада прецизног двостраног усмерача дат је на слици 6.15.



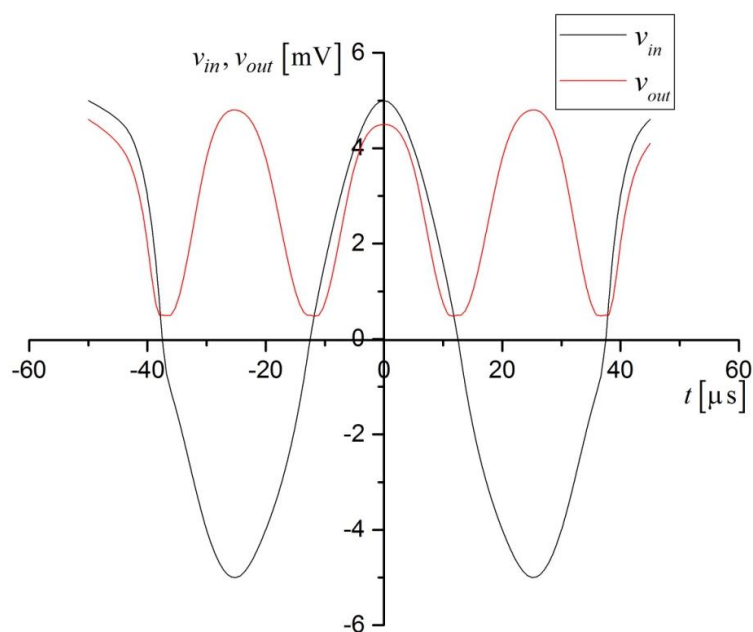
Слика. 6.15. Прецизни двострани усмерач са операционим преносником и Вилсоновим струјним огледалима повезан у колу за мерење.

Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 40\text{ mV}$ и фреквенције $f = 20\text{ kHz}$ приказан је на слици 6.16

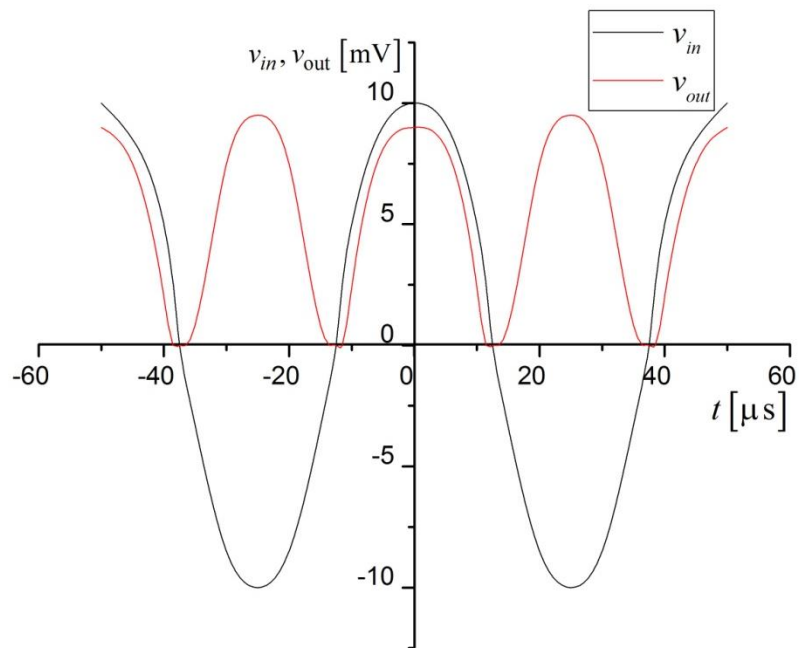


Слика 6.16. Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 40 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$.

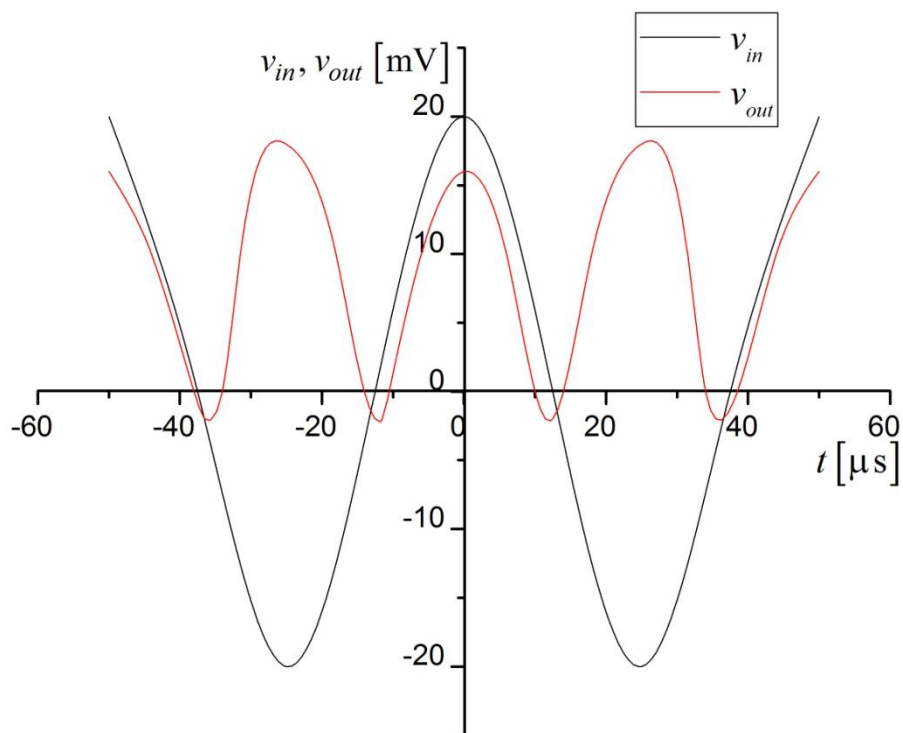
Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и фреквенције $f = 20 \text{ kHz}$ приказан је на слици 6.17, а за $V_{in} = 10 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ је као на слици 6.18. За $V_{in} = 20 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ одзив је дат на слици 6.19.



Слика 6.17. Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$.

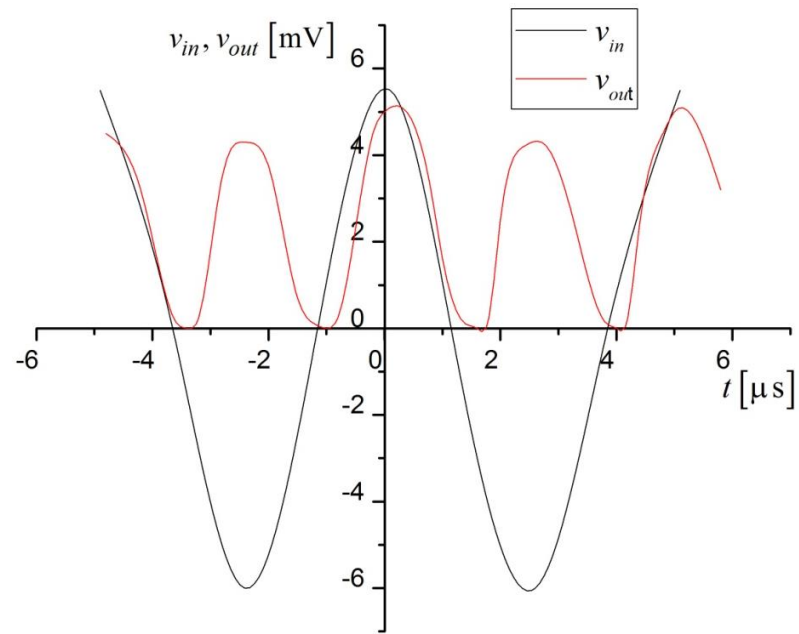


Слика 6.18. Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 10\text{mV}$ и $f = 20\text{kHz}$.



Слика 6.19. Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 20\text{mV}$ и $f = 20\text{kHz}$.

Изглед сигнала на излазу прецизног усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5\text{mV}$ и фреквенцију $f = 200\text{kHz}$ дат је на слици 6.20.



Слика 6.20. Изглед сигнала на излазу прецизној усмерача за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 200 \text{ kHz}$.

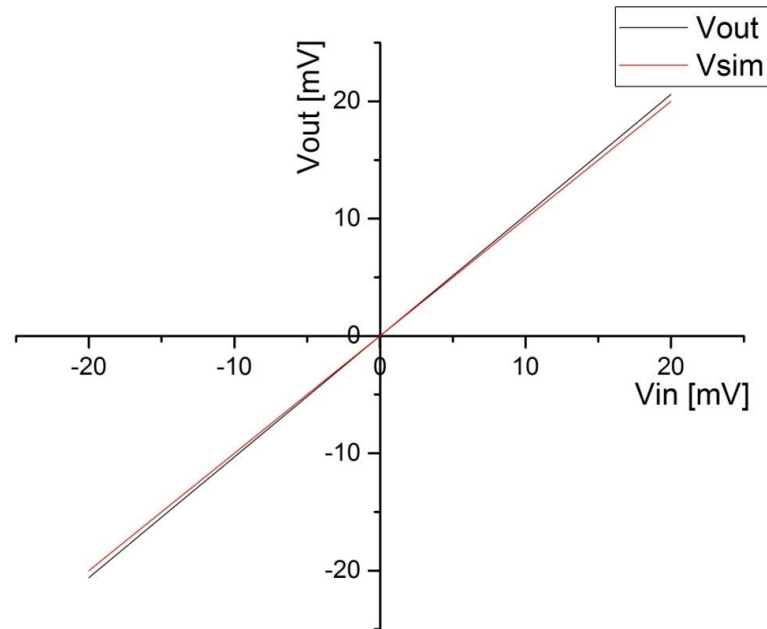
7. АНАЛИЗА РЕЗУЛТАТА

Поређењем резултата добијених помоћу PSPICE анализе како за операциони преносник тако и за прецизне усмераче, са онима који су добијени мерењима на експерименталним моделима, уочава се експериментални резултати одлично слажу са онима из PSPICE симулације. Резултати добијени мерењем на физичком моделу кола значајни су јер потврђују веродостојност полазних теоретских разматрања као и резултата добијених симулацијом кола. У практичној реализацији кола употребљени су транзистори са већим појачањем у односу на оне који су коришћени у симулацији електричног модела јер су као такви били комерцијално доступни.

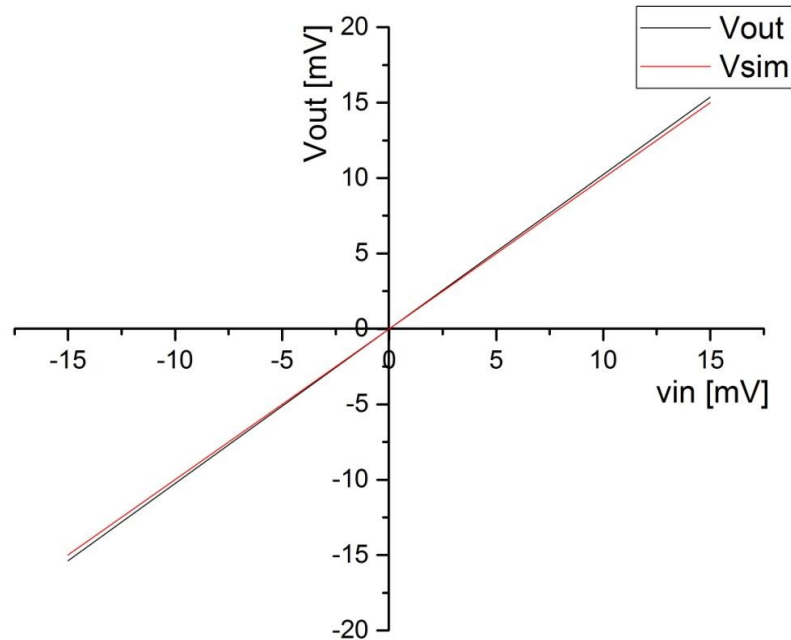
Анализирајући први модел операционог преносника који је реализован на растер плочи, у дискретној техници са нискофреквентним, транзисторима BC550C и BC560C, упарених карактеристика, великог појачања, ($420 < \beta < 800$), који имају низак ниво шума [102], у односу на други модел који је остварен на штампаној плочи, у дискретној техници са нискофреквентним, минијатурним SMD транзисторима BC850C и BC860C, који такође имају упарене карактеристике, велико појачање, ($420 < \beta < 800$), и низак ниво шума. Може се закључити да мерења на штампаној плочи због предности SMD технологије (мање паразитне капацитивности, мањи шум) као и због предности електричних кола урађених на штампаној плочи (мањи утицај спољашње средине на мерење, краће везе између елемената, ...) у односу на она реализована на растер плочи дају јаснији сигнал. На тај начин се омогућавају прецизнија читавања резултата мерења што утиче на тачност резултата мерења.

На слици 7.1 приказано је поређење напонских преносних функција операционих преносника добијених PSPICE симулацијом и експерименталним мерењима операционог преносника урађеног на штампаној плочи, где се може уочити идеално слагање резултата добијених симулацијом и оних добијених експерименталним мерењима. За синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 10 \text{ mV}$ пропусни опсег првог модела операционог преносника износи $f = 1 \text{ MHz}$ уз идеалан пренос сигнала.

Пропусни опсег првог модела операционог преносника за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 20 \text{ mV}$ износи $f = 3.3362 \text{ MHz}$, што је такође и горња граница рада употребљених BC550C и BC560C транзистора, уз мало кашњење сигнала.



а)

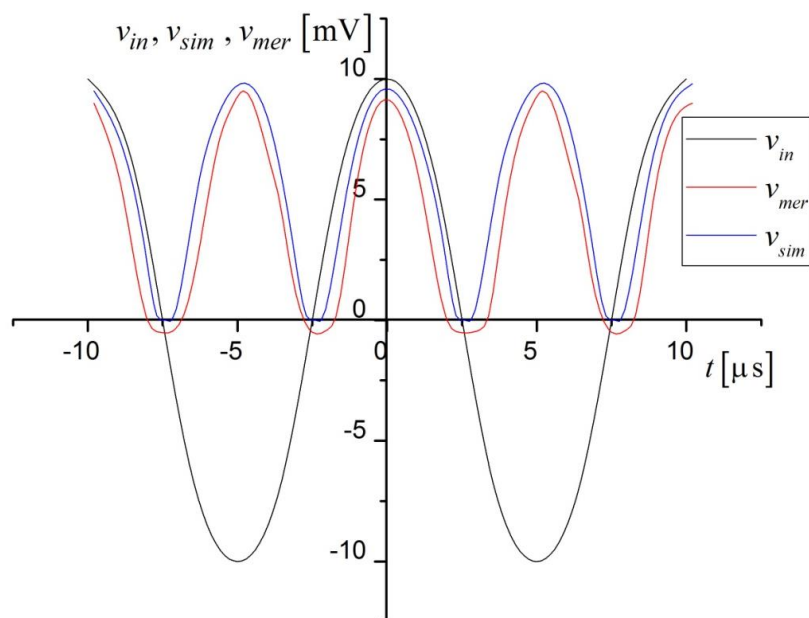


б)

Слика. 7.1. *Поређење напонских преносних функције операционих преносника добијених а) PSpice симулацијом и б) експерименталним мерењима операционог преносника урађеног на штићеној плочи*

Обављена експериментална мерења на операционим преносницима, а приказана у поглављу 6.1, доводе до закључка да показују веома добре особине у погледу тачности репродукције улазног сигнала без изобличења у широком опсегу учестаности (реда $f = 200 \text{ kHz}$ – за операциони преносник израђен у ТН техници, и реда $f = 400 \text{ kHz}$ за операциони преносник направљен у SMD техници), а да уз мало кашњење сигнала на излазу за оном на улазу верно репродукује сигнал у погледу амплитуде и облика сигнала до фреквенције реда $f = 3.3 \text{ MHz}$.

Анализирајући резултате добијене експерименталним мерењима на физичком моделу прецизног двостраног усмерача са Вилсоновим огледалима за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 5 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ (слика 6.18), а за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 10 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ (слика 6.19) и за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 20 \text{ mV}$ и $f = 20 \text{ kHz}$ (слика 6.20) и упоређујући их са онима из PSPICE симулације (слика. 5.10), уочавамо разлику вршних вредности које одговарају позитивној и негативној полупериоди усмераваног сигнала. Она потиче од различитих вредности појачања путања кроз које се преноси сигнал од излаза операционог преносника до излаза усмерача.



Слика. 7.2. Поређење симулираног и измереног сигнала у односу на идеални синусни сигнал амплитуде $V_{in} = 10 \text{ mV}$ и $f = 100 \text{ kHz}$.

Такође се из експерименталних мерења може закључити да се са повећањем фреквенције повећавају и изобличења сигнала која настају при проласку улазног сигнала

кроз нулу као што је показано на слици 7.2 за синусни улазни сигнал амплитуде $V_{in} = 10 \text{ mV}$ и $f = 100 \text{ kHz}$.

На основу резултата експерименталних мерења за прецизни двострани усмерач реализован са операционим преносником и Вилсоновим струјним огледалима закључује се да усмерач показује веома добре особине у погледу тачности усмеравања улазног сигнала без изобличења у широком опсегу учестаности (реда $f = 200 \text{ kHz}$) као и веома малу температурну осетљивост.

8. ЗАКЉУЧАК

Технике напонског или струјног процесирања погодне су за обраду аналогних сигнала. Дуги низ година напонско процесирање је имало доминантнију улогу у обради сигнала. Појавом струјних преносника, струјно процесирање добија на значају у последњих двадесетак година због више својих предности које су доказане на примерима прецизних двостраних усмерача за мале сигнале обрађених и у овој тези. Пре свега предност се огледа у повећању ширине пропусног опсега због употребе оптерећења мале импедансе.

Класични усмерачи реализовани само са диодама имају велики недостатак због прага провођења који за германијумске диоде износи 0.3 V, док за силицијумске износи 0.7 V, а то пак значи да су такви усмерачи неупотребљиви када су у питању сигнали малих амплитуда.

Усмерачи реализовани са операционим појачавачима који у колу повратне спреге имају диоде дају боље резултате. Међутим, овде настају проблеми при проласку сигнала кроз нулу, када коло повратне спреге постаје отворено, а то представља узрок значајних изобличења сигнала. Наравно, овде се проблем делимично може решавати употребом операционог појачавача са што већом максималном брзином промене излазног напона у времену (слурејта), али се изобличење не може у потпуности уклонити.

Употреба струјних преносника код реализације прецизних усмерача малих сигнала даје значајно боље резултате, али и поред тога у пракси није било могуће усмеравати сигнале јако мале амплитуде зато што струјни преносници ипак нису идеални елементи. Разлог за то је појава изобличења сигнала настала услед постојања отпорности на X порту струјног преносника. Проблем је постао још већи када се утврдило да је та отпорност зависна од струје на X порту струјног преносника.

Употребом операционог преносника у реализацији прецизних усмерача значајно се смањују изобличења код усмереног сигнала која настају због постојања отпорности на X порту.

У дисертацији су теоријски разматрани прецизни двострани усмерачи малих сигнала (реда 5 mV) реализовани са операционим преносницима и струјним огледалима (обичним и побољшаним – Вилсоновим струјним огледалима). Урађена је PSPICE анализа и дати су резултати симулација. Такође, урађени су експериментални модели како операционих преносника тако и прецизних усмерача у биполарној технологији са комерцијално доступним елементима и приказани су резултати њихове експерименталне анализе који су потврдили исправност теоријских разматрања и PSPICE симулације.

Као најважнији резултати урађене докторске дисертације издваја се:

- операциони преносник на бази излазног степена са струјним процесирањем модификован је тако да је обезбеђена идеална подела струје на две половине уз истовремено смањење броја употребљених отпорника,
- струјна и напонска преносна карактеристика оваквих преносника је веома добра што потврђује и PSPICE анализа као и експериментални резултати на реализованим моделима (класична и SMD технологија),
- са овако реализованим операционим преносником направљен је двострани усмерач за мале сигнале који користи струјна огледала (обична и побољшана – Вилсонова огледала), а који веома добро усмерава мале сигнале амплитуда 5 mV, 10 mV и 20 mV што је верификовано и PSPICE анализом, али и експерименталним мерењима,
- са два оваква операциона преносника и две диоде направљен је усмерач за мале сигнале за кога је урађена PSPICE анализа која је показала његов квалитет. Значајно је истаћи да су до сада претежно све реализације прецизних усмерача биле реализоване са четири диоде.

Даљи рад треба наставити у правцу реализације операционих преносника и прецизних двостраних усмерача у CMOS технологији због предности које пружа.

Такође може се наставити и са радом на предложеним реализацијама прецизних усмерача са операционим преносником и струјним огледалима у погледу замене постојећих елемената кола са квалитетнијим компонентама (замена нискофреквентних транзистора са високофреквентним транзисторима и замена постојећег операционог појачавача са најновијим широко појасним операционим појачавачем високе фреквенције (реда 500 MHz)) и то ради повећања ширине пропусног опсега,

оптимизације потрошње, смањења напона напајања и на побољшању температурне стабилности кола.

Треба продужити даље са развојем предложеног прецизног двостраног усмерача за мале сигнале реализованог са два операциона преносника и две диоде, за кога је урађена PSPICE анализа показала његове предности, а за који је потребно развити експериментални модел и извршити неопходна мерења ради верификације резултата добијених PSPICE симулацијом.

Такође у будућа истраживања треба укључити и методе за анализу оцене квалитета тачности прецизних двостраних усмерача (DC и RMSE анализа грешке).

Даља истраживања треба наставити и у правцу примене оваквих усмерача у различитим областима.

9. ЛИТЕРАТУРА

- [1] SEDRA A. S., SMITH K. C.: "Microelectronic circuits", *Oxford University Press*, 2004, ISBN 0-19-514252-7.
- [2] TOUMAZOU C., LIDGEY F. J.: "Fast current-mode precision rectifier", *Electron. Wireless World*, 1987, Vol. 93, No. 1621, pp. 1115-1118.
- [3] TRIPATHI N., SAXENA N., SONI S.: "Design of an Amplifier through Second Generation Current Conveyor", *International Journal of Engineering and Technology (IJETT)*, May 2013, Vol. 4, Issue 5, pp. 1325-1330.
- [4] PANTIĆ D. M., PEŠIĆ J. S.: "Primena Linearnih Integriranih Kola", Tehnička knjiga, Beograd, 1983.
- [5] SENANI R., BHASKAR D. R., SINGH A K.: "Current Conveyors, Variants, Applications and Hardware Implementations", Springer, 2015, ISBN 978-3-319-08683-5, DOI 10.1007/978-3-319-08684-2.
- [6] GIFT S. J. G., MAUNDY B.: "Versatile precision full-wave rectifiers for instrumentation and measurements", *IEEE Trans. Instrumen. Meas.*, 2007, Vol. 56, No. 5, pp. 1703-1710.
- [7] DJUKIĆ S., VESKOVIĆ M. D., VULOVIĆ A. R.: "An improved precision full-wave rectifier for low-level signal", 9th International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC '10, Timisoara, Romania, November 11-12, 2010, Conference Proceedings ISBN: 978-1-4244-8458-4, IEEE Catalog Number: CFP1003L-PRT, pp 33-38.
- [8] GIFT S. J. G.: "A High-Impedance Precision Full-Wave Rectifier", *Int. J. Electronics*, 2001, Vol. 88, No. 12, pp.1225-1235.
- [9] GIFT S. J. G.: "New precision rectifier circuit with high accuracy and wide bandwidth", *Int. J. Electronics*, 2005, Vol. 92, pp. 601-617.
- [10] GILBERT B.: "Translinear circuits: A proposed classification", *Electron. Letter*, 1975, Vol. 11, No. 1, pp. 14-16.

-
- [11] Translinear Circuits – Circuits and Systems,
cas.ee.ic.uk./people/Dario/files/E416/translinear-lores.pdf.
- [12] SMITH K. C., SEDRA A. S.: “The current conveyor a new circuit building block”,
Proc. IEEE 56, 1968, pp. 1368-1369.
- [13] SEDRA A. S., ROBERTS G. V., GOHH F.: “The current conveyor: history, progress
and new results”, *IEE Proc.* 137, 1990, pp. 78-87.
- [14] ELORANTA P., TOUMAZOU C.: “Current Conveyors: History, Theory,
Applications and Implementations”, CC. PPT. 11.03.2004.
www.http//cas.ee.ic.ac.uk/people/dario/files/E416out07.pdf.
- [15] SEDRA A. S., SMITH K. C.: “A second generation current conveyor and its
applications”, *IEE Proc.*, Februar 1987, *Vol. 134, PT6, No. 1*, pp. 7-15.
- [16] FABRE A.: “Third-generation current conveyor: a new helpful active element”,
Electronic Letters, 1995, *Vol. 31, No. 5*, pp. 338-339.
- [17] SMITH K. C., SEDRA A. S.: “Realization of the Chua family of new nonlinear
network elements using the current conveyor”, *Trans. Circ. Theor.*, 1970, *Vol. 17*,
pp. 137-139.
- [18] WILSON B.: “Recent development in current conveyors and current-mode circuits”,
IEE Proc., April 1990, *Vol. 137, PT 6, No. 2*, pp. 63-76.
- [19] WILSON B., LIDGEY F. J., TOUMAZOU C.: “Current-mode signal processing
circuits”, *IEEE Proc. ISCAS*, 1988, Helsinki, Finland, pp. 2665-2668
- [20] TOUMAZOU C., LIDGEY F. J.: “Wide-band precision rectification”, *IEE Proc.*,
February 1987, *Vol. 134, PT 6, No. 1*, pp. 7-15.
- [21] WILSON B.: “Using current conveyor”, *Electron. Wirel. World*, 1986, *Vol. 92*, pp.
26-32.
- [22] TOUMAZOU C., LIDGEY F. J. and HAIGH D. G.: “Analog IC design: The Current
Mode Approach”, Peter Peregrinus, London, 1990.
- [23] FABRE A.: “Translinear current conveyors implementation”, *Int J. Electron.*, 1985,
Vol. 59, No. 5, pp. 619-623.
- [24] NORMAND G.: “Translinear current conveyors”, *Int J. Electron.*, 1985, *Vol. 59*,
No. 5, pp. 771-777.
- [25] FABRE A.: “New formulations to describe translinear mixed cells accurately”, *IEE
Proc. Circuit Design Syust.*, June 1994, *Vol. 141, No. 3*, pp. 167-172.
- [26] CHA H., WATANABE K.: “Wideband CMOS Current Conveyor”, *Electronic
Letters*, July 1996, *Vol. 32*, pp. 1245-1246.

- [27] SURAKAMPONTORN W. and THITIMAJSHIMA P.: "Integrable electronically tunable current conveyors", *IEE Proc. G*, April 1988, Vol. 135, No. 2, pp. 71-77.
- [28] BLACK G. G, A., FRIEDMANN R. T., SEDRA A. S.: "Gyrator implementation with integrable current conveyors", *IEEE J. Solid State Circ.*, 1971, Vol. 6, pp. 396-399.
- [29] POPOVIĆ J., PAVASOVIĆ A., ŽIVKOVIĆ-DŽUNJA Z., VASILJEVIĆ D.: "CMOS RLC and Crystal Oscillators Based on Current Conveyors", *IEEE Trans., Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency control*, Maj 1996, Vol. 43, pp. 410-416.
- [30] POPOVIĆ J., PAVASOVIĆ A., VASILJEVIĆ D.: "Low-power high Bandwidth CMOS Current Conveyor", *MIEL 97*, Vol. 2, pp. 693-696.
- [31] ĐUKIĆ S.: "Precizni širokopojasni dvostrani usmerač sa modifikovanim strujnim prenosnikom druge vrste", *Zbornik radova Tehničkog fakulteta u Čačku 1998 god.*, str. 37-44.
- [32] ĐUKIĆ S.: "Prilozi analizi i realizaciji analognih kola sa strujnim procesiranjem", *Doktorska disertacija, Tehnički fakultet Čačak*, 1999.
- [33] KIMURA K.: "A linear transconductance amplifier obtained by realizing a floating resistor", *IEEE Transaction on Circuits and Systems-1*, 1998, Vol. 45, pp.108-113.
- [34] KOYAMA M., ARAI T., TANIMOTO H. and YOSHIDA Y.: "A 2.5V active low-pass filter using all n-p-n Gilbert cells with a 1V p-p linear input range", *IEEE J. Solid State Circ.* 1993, Vol. 28, pp. 1246-1253.
- [35] MEIKSIN Z. H. and THACKRAY P. C.: "Electronic Design with Off-the-Shelf Integrated Circuits", Parker, New York, 1980.
- [36] SEEVINCK E. and WASSENAR R. F.: "A versatile CMOS linear i transconductance square-law function circuit", *IEEE J. Solid State Circ.*, 1987, SC-22, pp. 366-377.
- [37] STOUT D. F.: "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", McGraw.Hill, New York, 1976.
- [38] TOBEY G. E., GRAME J. G. and HVELSMAN L. P.: "Operational Amplifiers , Design and Applications", McGraw.Hill, New York, 1972.
- [39] GIFT S. J. G.: "Hybrid current conveyor-operational amplifier circuit", *Int. J. Electronics*, 2001, Vol. 88, No. 12, pp.1225-1235.
- [40] WILSON B., AL-GAHTANI M., VOSPER J., DELOUGHRY R.: "High Precision Current Conveyor Implementation Employing a Current Output Stage", *Int. J. Electronics*, 2006, Vol. 93, No. 10, pp.653-662.

- [41] **ВЕСКОВИЋ М. Д.**, ЂУКИЋ С. Р., ЕБЕРСОЛД З. З.: "Операциони преносник на бази излазног степена са струјним процесирањем", зборник радова 56. Конференција за ЕТРАН, Златибор, 11-14 јуна 2012.г., ЕЛ.1.3.
- [42] HART B. L., HAYATLEN K. and LIDGEY F. J.: "A new type of unity-gain current-mirror", IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems, Gatineau, Quebec, Canada, June 2006, pp. 89-92.
- [43] DJUKIĆ S. R., **VESKOVIĆ M. D.**: "An improved operational conveyor based on current-steering output stage", 57th National Scientific Conference, ETRAN 2013, Zlatibor, Serbia, June 03-06, 2013, Conference Proceedings ISBN: 978-86-80509-68-6, pp EL. 2.4 1-4
- [44] SVOBODA. J. A., MCGORY L. and WEBB. S.: "Applications of a commercially available current conveyor", *International Journal of Electronics*, 1991, Vol. 70, No. 1, pp. 159-164.
- [45] KHAN I. Q., KHAN M. R., AFZALN.: "Digitally programmable multifunctional current mode filter using CCIIs", *J. Active Passive Electron. Devices*, 2006, Vol. 1, pp. 213-220.
- [46] YUCE E., MINAEI S.: "Signal limitations of the current-mode filters employing current conveyors", *Int. J. Electron. Commun.*, 2008, Vol. 62, pp. 193-198.
- [47] SOLIMAN A. M.: "Simple sinusoidal active RC oscillators", *Int. J. Electron.*, 1975, Vol. 39, pp. 455-458.
- [48] IVANIŠEVIĆ I. I. and VASILJEVIĆ D. M.: "The Quartz Crystal Oscillator Realization Using Current Conveyors", *IEEE Trans. Circuits and Systems*, August 1993, Vol. 40, pp. 530-533.
- [49] NORDHOLT E. H. and BOON C. A.: "Single-pin integrated crystal oscillator", *IEEE Trans. Circuits and Systems*, Februar 1990, Vol. 37, pp. 175-182.
- [50] LIU S. I., WU D. S., TSAO H. W., WU J., TSAY J. H.: "Nonlinear circuit applications with current conveyors", *IEE Proc.*, 1993, G 140, pp. 1-6.
- [51] MONPAPASSORN A.: "An analogue switch using a current conveyor", *Int. J. Electron.*, 2002, Vol. 89, pp. 651-656.
- [52] PETROVIC P. B.: "A new precision peak detector/full-wave rectifier", *J. Sig. Inform. Process.*, 2013, Vol. 4, pp. 72-81.
- [53] TIETZE U., SCHENK CH. and GRAMM E.: "Electronic Circuit Handbook for Design and Application", Springer, Berlin, 2008.
- [54] CLAYTON G. and WINDER S.: "Operational Amplifier", Newnes, Fifth edition, Oxford, 2003.

- [55] COUGHLIN R. F. and FREDERICK F. D.: "Operational Amplifier and Linear Integrated Circuits", Prentice Hall of India Private Ltd., New Delhi, 1996.
- [56] HOFHEIMER R.: "A simple absolute-value amplifier", EDN, June 20, 1974, pp. 78.
- [57] WILSON B. "High-performance current conveyor implementation", *Electronics Letters*, 20, pp. 990 - 991, 1984.
- [58] SAHU P., SING M., BAISHYA A., "A Novel Versatile Precision Full-Wave Rectifier", *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, vol. 59 n.10, pp. 2742 - 2746, 2010.
- [59] TOUMAZOU C., LIDGEY F. J. and CHAATONG S.: "High frequency current conveyor precision full-wave rectifier", *Electronics Letters*, 1994, Vol. 30, No. 10, pp. 745-746.
- [60] KHAN A. A., EL-ELA M. A. and AL-TURAIGI M. A.: "Current-mode precision rectification", *Int. J. Electronics*, 1995, Vol. 79, No. 6, pp.853-859.
- [61] WILSON B. and MANNAMA V.: "Current-mode rectifier with improved precision", *Electronics Letters*, 1995, Vol. 31, No. 4, pp. 247-248.
- [62] STIURICA D.: "Truly temperature independent current conveyor precision rectifier", *Electronics Letters*, 1995, Vol. 31, No. 16, pp. 1302-1303.
- [63] SURAKAMPONTORN W., ANUNTAHIRUNRAT K. and RIEWRUJA V.: "Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier using translinear current conveyor", *Electronics Letters*, 1998, Vol. 34, pp. 2077-2079.
- [64] MONPAPASSORN A.: "Low output impedance dual CCII full-wave rectifier", *Int. J. Electron.*, 2013, Vol. 100, pp. 648-654.
- [65] MONPAPASSORN A.: "A method for biasing a temperature independent current conveyor precision rectifier", *Thammasat Int. J. Sc. Tech.*, 2000, Vol. 5, pp. 10-15.
- [66] MAITREECHIT S., MONPAPASSORN A.: "A Full-Wave Rectifier Using a Current Conveyor and Current Mirrors with Improved Efficiency", *Thammasat Int. J. Sc. Tech.*, 2005, Vol. 10, pp. 21-27.
- [67] DJUKIĆ S.: "Full-wave current conveyor precision rectifier", *Serbian Journal of Electrical Engineering*, November 2008, Vol. 5. No. 2, pp. 263-267.
- [68] KUMNGERN M., DEJHAN K.: "Current conveyor based versatile precision rectifier", *WSEAS Trans. Circ. Syst.*, 2008, Vol. 7, pp.1070-1079.
- [69] DJUKIĆ S.: "Temperature independent current conveyor precision full-wave rectifier for low-level signal", *FACTA UNIVERSITATIS, Ser.: Elec. Energ.*, 2009, Vol. 22, pp. 117-123.

- [70] BEG P., KHAN A.A., MAHESHWARI S.: "Biphase amplifier based precision rectifiers using current conveyors", *Int. J. Comput. Applic.*, 2012, Vol. 42, pp. 14-18.
- [71] KOTON J., HERENC SAR N., VRBA K.: "Current and voltage conveyors in current and voltage-mode precision full-wave rectifiers", *Radioengineering*, 2011, Vol. 20, pp. 19-24.
- [72] KUMNGERN M.: "Precision full-wave rectifier using two DDCCs", *WSEAS Trans. Circ. Syst.*, 2011, Vol. 2, pp.127-132.
- [73] MINAEI S., YUCE E.: "A new full-wave rectifier circuit employing single dual-X current conveyor", *Int. J. Electronics*, 2008, Vol. 95, pp. 777-784.
- [74] KOTON J., HERENC SAR N., VRBA K.: "Minimal configuration precision full-wave rectifier using current and voltage conveyors", *IEICE Electron. Express.*, 2010, Vol. 7, pp. 844-849.
- [75] KUMNGERN M., KNOBNOB B., DEJHAN K.: "High frequency and high precision CMOS Half wave rectifier", *Trans. Circ. Syst. Sig. Process.*, 2010, Vol. 29, pp.815-836.
- [76] DJUKIĆ S.: "The analysis of Full-Wave Wide-Band Precision Rectifier with Modified Second Type Current Conveyor", *FACTA UNIVERSITATIS, Ser.: Elec. Energ.*, August 2007, Vol. 20, No. 2, pp. 215-221.
- [77] ĐUKIĆ S., PETROVIĆ P.: "Analiza dvostranog širokopojasnog preciznog usmerača sa strujnim procesiranjem", *Zbornik radova XLI konferencije za ETRAN*, Zlatibor, 1997, sveska I, str. 31-33.
- [78] ĐUKIĆ S.: "Precizni, širokopropusni, temperaturno stabilni dvostrani usmerač sa strujnim prenosnicima", *Zbornik radova XLII konferencije za ETRAN*, Vrnjačka Banja, 1998, sveska I, str. 21-23.
- [79] HAYATLEH K., PORTA S. and LIDGEY F. J.: "Temperature independent current conveyor precision rectifier", *Electronic Letters*, December 1994, Vol. 30, No. 25, pp. 2091-2093.
- [80] MOHAMMED S. AGAMY, PRAVEEN K. JAIN.: "A Hybrid State Space Model for Single Stage Three-Level Resonant Rectifiers", *International Review of Electrical Engineering*, vol. 4 n.1 February 2011 (Part B), pp. 441 – 456.
- [81] N. YOUSEFPOOR, B. VAHIDI, S. H. FATHI.: "Voltage and Current Harmonics Reduction in Series-Connected Rectifiers for HVDC Transmission System", *International Review of Electrical Engineering*, vol. 3 n. 2 April 2010, pp. 255 - 264.

- [82] KOTON J., HERENC SAR N., VRBA K.: "Precision Full-wave Rectifier Using Current Conveyors and Two Diodes", The Eleventh International Conference on Networks, ICN 2012, 2012, ISBN: 978-1-61208-183- 0, pp. 55-58.
- [83] KOTON, J.; HERENC SÁR, N.; VRBA, K.: "Precision full- wave rectifier using current and voltage conveyor and only two diodes", In Proc. of 3rd Forum of Young Researchers. Iževsk: ISTU Publishing House, 2012., ISBN: 978-5-7526-0531- 4, pp. 407-413.
- [84] MAHESHWARI S.: "Current controlled precision rectifier circuits", *J. Circuits, Systems and Computers*, 2007, Vol. 16, No. 1 pp. 129-138.
- [85] MINHAJ N.: "Transconductance element-based non-inverting and inverting precision full-wave rectifier circuits", Int. Conf. Advantages in Computing , Control and Telecommunication Technologies, ACT 2009, Trivandrum, Kerala, India, December 28-29, 2009, Conference Proceedings ISBN: 978-0-7695-3915-7, IEEE Catalog Number: CFP09461-CDR, pp 442-445.
- [86] MONPAPASSORN A., DEJHAN K. and CHEEVASUVIT F.: "A full-wave rectifier using current conveyor and current mirrors", *Int. J. Electronics*, 2001, Vol. 88, No. 7 pp. 751-758.
- [87] DJUKIC S. R., EBERSOLD Z. Z., **VESKOVIC M. D.**: "Operational Conveyor-Based Precision Full-Wave Rectifier", *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, Vol. 6. N.5 - Part B, September - October 2011, 4, IEEE Catalog Number: CFP1003L-PRT, pp 33-38.
- [88] YUCE E., MINAEI S., CICEKOGLY O.: "Full-Wave Rectifier Realization Using Only Two CCII +s and NMOS Transistors", *International Journal of Electronics*, Vol. 93 No. 8, August 2006, pp 533 – 541.
- [89] GRAY P. R. and MEYER R. G.: "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits", New York: John Wiley and Sons, 1993.
- [90] ЂУКИЋ С., **ВЕСКОВИЋ М.**: "Двострани усмерач за мале сигнале са операционим преносником и струјним огледалима јединичног појачања", Техника и пракса, број 1, април 2010., стр.33-42.
- [91] ЂУКИЋ С., **ВЕСКОВИЋ М.**: "Двострани усмерач за мале сигнале са операционим преносником и струјним огледалима", зборник радова 53. Конференција за ЕТРАН, Врњачка Бања, 15-18 јуна 2009.г., ЕЛ
- [92] BIOLEK D., BIOLKOVA V., KOLKA Z.: "AC analysis of operational rectifiers via conventional circuits simulators", *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, 2004. Vol.3. 3. No. 10. P. 2291-2295.

- [93] KOTON J., LAHIRI A., HERENC SAR N., VRBA K.: "Current-Mode Dual-Phase Precision Full-Wave Rectifier Using Current-Mode Two-Cell Winner-Takes-All(WTA) Circuit", *RADIOENGINEERING*, Vol. 20, no. 2., June 2011, p 428-432
- [94] KHATEB F., VAVRA J., BIOLEK D.: "A Novel Current-Mode Full-Wave Rectifier Based on CDTA and Two Diodes", *RADIOENGINEERING*, Vol. 19. No. 3, September 2010, p. 437-445.
- [95] DJUKIĆ S., **VESKOVIĆ M. D.**: "Precision Rectifier With Modified Second Type Current Conveyor Using Unity-Gain Current Mirror", 13th International Scientific Conference, UNITECH 2013, Gabrovo, Bulgaria, November 22-23, 2013, Conference Proceedings ISSN: 1313-230X, pp I-180-I-184.
- [96] DJUKIĆ S., **VESKOVIĆ M. D.**: "A novel current-mode precision full-wave rectifier for small-amplitude signal", 11th International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC 2014, Timisoara, Romania, November 14-15, 2014, Conference Proceedings ISBN: 978-1-4799-7265-4, IEEE Catalog Number: CFP1403L-CDR, pp 1-4.
- [97] Predrag B. Petrovic, **Milan Veskovic**, Slobodan Dukic, Voltage mode electronically tunable full-wave rectifier, *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING*, VOL 68 (2017), NO1, 1–7. DOI: 10.1515/jee-2017-0008, Print (till 2015) ISSN 1335-3632, On-line ISSN 1339-309X, (M23)
- [98] Predrag B. Petrovic, **Milan Veskovic**, Bipolar Current Controlled Rectifier Circuits, *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2017, Vol. 62, No. 4, pp. 432–439. ISSN 1064-2269. (M23)
- [99] CHUNHUA W., QIUJING Z. and WEI Y.: "A second current controlled current conveyor realization using Wilson current mirrors", *Int. Journal of Electronic*, Vol.94, No. 7, July 2007, pp 699-706.
- [100] MUNIR A., AL-ABSI.: "A novel highly accurate current mirror", (2009), *Int. J. of Electronics*, Vol. 96, pp. 781-786.
- [101] DJUKIĆ S., **VESKOVIĆ M. D.**: "Model of the Operational Conveyor based on Current steering output stage", 51st International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, ICEST 2016, Ohrid, Macedonia, Jun 28-30, 2016, http://icestconf.org/wp-content/uploads/icest_2016/03_SP_O_3_12.pdf, pp 9-12.
- [102] <http://www.datasheets360.com/search/results?query=bc850c&se=ggka&setag=d360&cid=paidsearch&clid=CJzY6tjArM4CFRE6GwodPI0Edg>

ДОДАТАК



International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 6, N. 5
September-October 2011

Operational Conveyor-Based Precision Full-Wave Rectifier

Slobodan R. Djukic¹, Zoran Z. Ebersold², Milan D. Veskovic³

Abstract – Precision full-wave rectifier with operational conveyor and current mirrors is presented in this paper. Operational conveyor circuit topology based on current-steering output stage and unity-gain current mirror, are also described and analyzed. Precision full-wave rectifier is realized with operational conveyor as voltage to current converter, four unity-gain current mirrors and three DC current sources. PSPICE program was used to verify the proposed design of the operational conveyor and precision full-wave rectifier. The results of the simulation are presented and compared with simulation results of the realization that was published. Copyright © 2011 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

Keywords: Rectifier, Operational Conveyor, Current Conveyor, Current Mirror

Nomenclature

CCI	First Type Current Conveyor
CCH	Second Type Current Conveyor
CM	Current Mirror
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
VOA	Voltage Operational Amplifier
OC	Operational Conveyor
FET	Field Effect Transistor
IC	Integrated Circuit
NMOS	Metal Oxide Semiconductor- N Type
PSPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

I. Introduction

Precision rectifiers are important building blocks for signal processing, conditioning and instrumentation of low-level signals and they are extensively used in wattmeters, AC voltmeters, RF demodulators, linear function generators, and various nonlinear analogue signal-processing circuits [1], [2]. The operation of diode-only rectifiers is limited by the threshold voltages of diodes, approximately 0.3 V for germanium diodes and 0.7 V for silicon ones. Therefore diode-only rectifiers are used only in those applications in which the precision in the range of threshold voltage is insignificant, such as DC voltage supply rectifiers. Better implementation of precision full-wave rectifiers are based on using op-amps with diodes within the feedback path to provide the necessary non-inverting gain for positive input signals and inverting gain for negative input signals [3]. However, the classical problem with rectifiers based on diodes and op-amps is that during the non-conduction/conductions transition of the diodes the op-amps must recover with a finite small-signal dV/dt resulting in significant during the zero crossing of the

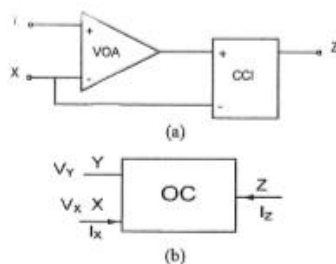
input signal. The use of the high slew-rate op-amps does not solve this problem because it is small-signal transient problem. These rectifiers are limited to frequency performance well below the gain-bandwidth performance product f_T of the amplifier [4]. This limitation is improved with designing the rectifiers by the use of current mode techniques. The current-mode full-wave rectifiers using second type current conveyors (CCII) as the voltage to current converter have received much attention in scientific literature [5], [6]. Full-wave rectifier developed by Toumazou *et al.* [7], with addition of a DC source, tends to reduce the distortion due to small signal dV/dt limitation. Rectifier proposed by Hayatleh *et al.* tends to reduce the effect of temperature on the zero-crossing performance by using a current source and resistor instead the DC voltage source, [8], [9]. In both cases, the frequency response of the circuit was improved because the diodes were initially turned on thereby reducing the time to force them into full conduction. Monpapasor *et al.* have suggested a full-wave rectifier with second type current conveyor, four current mirrors, three DC current sources and two grounded resistors [10]. The proposed rectifier is temperature stable, has small rectifying error and is suitable for IC fabrication. On the other hand, the proposed rectifier has several disadvantages. First, the current conveyor has an imprecise voltage transfer function because the value of the effective resistance between input terminals R_e , seen at the inverting terminal of the conveyor is not zero, and its value cannot be known with high accuracy. Second, there is a severe distortion, particularly at the zero-crossing point of the input signal, arising from the on-off switching of the transistors positioned between the current conveyor and current mirrors. Third, this switching, as well as the large number of the current mirrors, limits the frequency performance of the circuit. Finally, the input sensitivity,

Slobodan R. Djukic, Zoran Z. Ebersold, Milan D. Veskovic

i.e., the peak amplitude of the lowest input signal that can be rectified, is limited by the action of the mentioned transistors. Kumngern and Dejhan propose realization with CCI, seven current mirrors, two diodes and five grounded resistors [11]. The proposed configuration is very suitable for integrated circuit implementation both in bipolar and CMOS technologies. Sahu *et al.* propose precision full-wave rectifier using an all-pass filter that acts as 90° phase shifter, two squaring circuits, one summer, and one square rooter [12]. Yuce *et al.* have suggested full-wave rectifier with two second type current conveyors and three NMOS transistors without any passive components [13]. Gift proposed a new operational conveyor full-wave rectifier with current-mode absolute-value circuit [14], [15]. This circuit consists of complementary common base transistors biased by current sources and diode connected transistors. The output of common base stage is fed to the two Wilson bipolar current mirrors supplied by DC current sources and continuously turned on thereby improving system linearity and frequency response. Unfortunately, this realization does not eliminate output offset voltage, which makes significant difficulties when we want to rectify low-level signal. It is for this reason that we propose modified Monoparsson realization with the operational conveyor instead of second type current conveyor, where output offset voltage and error from presence of R_x are completely eliminated, but there is small dead zone in the voltage transfer characteristic of the rectifier whose width depends on the output resistance of the operational conveyor.

II. Operational Conveyor

Operational conveyor (OC) is realized with voltage operational amplifier (VOA) and current conveyor (CCI), (see Fig. 1(a)), and can be represented as a three terminal device in which voltage applied to high-impedance terminal Y is buffered with unity gain to the terminal X, and current from terminal X is mirrored to terminal Z. Symbol of the operational conveyor (see Fig. 1(b)).



Figs. 1. Operational conveyor: (a) functional block diagram, (b) symbol

Mathematically, operational conveyor can be described by the matrix equation:

$$\begin{bmatrix} V_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_X \\ V_Y \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (1)$$

or by three linear equations:

$$V_X = V_Y \quad (2)$$

$$I_Y = 0 \quad (3)$$

$$I_Z = I_X \quad (4)$$

Operational conveyor formulation based on current steering output stage is shown on Fig. 2 [16].

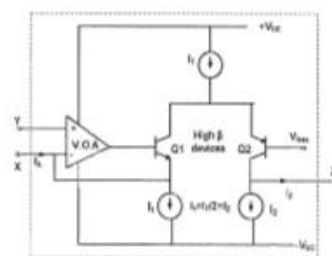


Fig. 2. Operational conveyor formulation based on current steering output stage

Good voltage transfer accuracy between Y and X terminals is ensured by the use of negative feedback around voltage operational amplifier and transistor Q_1 . If we choose value of current source I_T sufficiently large to keep the emitter resistance of Q_1 very small compared to the output resistance of the current source, voltage transfer error will remain small. The increase of a conveyor input current I_x results in identical decrease in current through Q_1 and identical increase of current through Q_2 , causing the output current $I_z = I_x$ to flow from node Z. Transistors Q_1 and Q_2 should be high β devices to ensure close equivalence of collector and emitter currents in both case. It must be noted that the current I_T has to be precisely divided in two equal parts, $I_1 = I_2 = I_T/2$ so as correct functioning of the conveyor can be obtained. The realization of the OC is shown in the Fig. 3. Variable resistor R_2 is used for adjusting I_T whereas variable resistor R_3 is used for eliminating offset voltage at the output of the operational conveyor.

III. Unity-gain Current Mirror

Unity-gain current-mirror have to satisfy two conditions: current on the copy side have to be equal with the current on the drive side for the current range as wide as possible, and the value of the output resistance have to be as high as possible.

Commonly used design known as Wilson's mirror do satisfy first condition, but do not satisfy second.

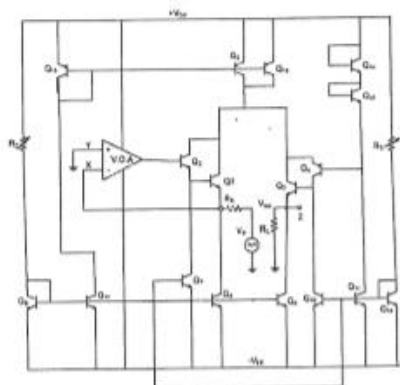
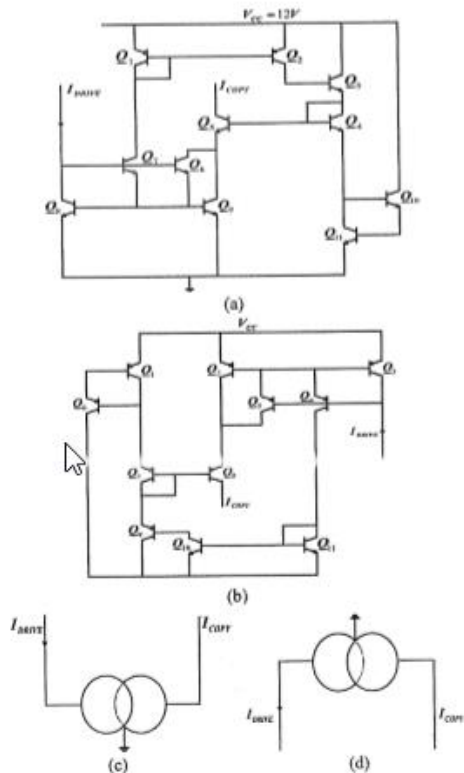


Fig. 3. Realization of the operational conveyor

Output resistance of the proposed design of the unity – gain current mirror have, is approximately twice that of Wilson’s mirror, but his value is very dependent on the DC bias current. Functional explanation of the proposed design is done in the literature [17]. Design of the NPN and PNP type of the unity-gain current- mirrors and his symbols is shown on the Figures 4(a), 4(b), 4(c) and 4(d) respectively.



Figs. 4. Design of the unity-gain current mirrors: (a) NPN, (b) PNP, (c) symbol for NPN, (d) symbol for PNP

IV. Circuit Realization

A full-wave rectifier can be configured using one OC, four unity-gain current mirrors, three DC current sources and two grounded resistors, as shown in Fig. 5. The relations between the currents and voltages at the nodes X, Y and Z of the operational conveyor are given by equations (2), (3) and (4). From those relations, the output current of the OC can be written as:

$$i_z = \frac{V_{in}}{R_1} \tag{5}$$

This current is fed into input of the current mode full-wave rectifier. Transistors Q₁ and Q₂ operate as diode-connected transistors and use to protect the short connection between current sources I₁ and I₂.

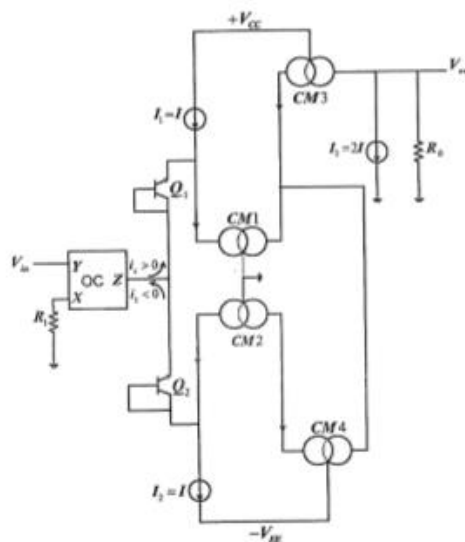


Fig. 5. Realization of the full-wave rectifier with operation conveyor and unity-gain current mirrors

The constant current sources, $I_1 = I_2 = I$ are used to keep the transistors in CM1 to CM4 continuously in conduction state, reducing thereby the problem during the non-conduction / conduction transition of these transistors, whereby both currents sources create the offset current at R_0 . To eliminate this offset current at R_0 , we use current source $I_3 = 2I$ at the output of the proposed rectifier.

The operation of the current mode full-wave rectifier is as follows: when $i_z > 0$, it is fed through Q₁ and then is mirrored by CM1 and CM3 so that we can write relation for the current on the copy side of the CM3 as:

$$2 \cdot I - i_z = I_{copy} (CM3) \tag{6}$$

Slobodan R. Djukic, Zoran Z. Ebersold, Milan D. Veskovic

When $i_z < 0$, it is fed through Q2 and than mirrored by CM2, CM4 and CM3, so that we can write relation for current on the copy side of the CM3 as:

$$2 \cdot I - i_z = I_{copy} (CM3) \quad (7)$$

As we said, the offset current $2I$ in relations (6) and (7) is compensated using current source I_3 . Thus we can write the relations between i_z and the output current I_{R_0} as:

$$i_z > 0; \quad I_{R_0} = +i_z \quad (8)$$

$$i_z < 0; \quad I_{R_0} = -i_z \quad (9)$$

The relations between the input and output voltages of the proposed rectifier are:

$$V_{in} > 0; \quad V_{out} = + \left(\frac{R_0}{R_1} \right) V_{in} \quad (10)$$

$$V_{in} < 0; \quad V_{out} = - \left(\frac{R_0}{R_1} \right) V_{in} \quad (11)$$

If we chose $R_0 = R_1$, relations (10) and (11) can be substituted with one as:

$$V_{out} = |V_{in}| \quad (12)$$

and it is mathematical description of the full-wave rectifier.

V. PSPICE Simulation

Design of the unity-gain current mirror is done with transistors 2N3904 (NPN) and 2N3906 (PNP). DC bias current is set to value as high as possible for the work in the class A (0.5 mA) of the full-wave rectifier. From the Fig. 6 we can conclude that output impedance is high, but only for the frequency below 100 kHz, so we can say that frequency is upper limit for the mirror.

At the start, the operational conveyer has been configured as a voltage amplifier (Fig. 3). Voltage signal is applied to terminal X via resistor R_{in} . Load R_L is connected between output terminal Z and ground. Terminal Y is on ground. All NPN transistors in the circuit are 2N3904 and PNP 2N3906. Operational amplifier TL082 uses FET transistors at differential entry points and has small DC bias currents. DC supply voltage are $V_{CC} = -V_{EE} = 10$ V.

Resistors $R_{in} = R_L = 10 \Omega$ ensures maximal current range for class A amplifier. We used the next couple values for resistor R_2 and R_3 to define current source I_T without offset voltage at the output of the operational conveyer:

$$R_2 = 4.8 \text{ k}\Omega; R_3 = 57 \text{ k}\Omega; I_T = 8 \text{ mA},$$

$$R_2 = 6.45 \text{ k}\Omega; R_3 = 78 \text{ k}\Omega; I_T = 6 \text{ mA},$$

$$R_2 = 9.7 \text{ k}\Omega; R_3 = 118 \text{ k}\Omega; I_T = 4 \text{ mA},$$

$$R_2 = 29.4 \text{ k}\Omega; R_3 = 220 \text{ k}\Omega; I_T = 2 \text{ mA}.$$

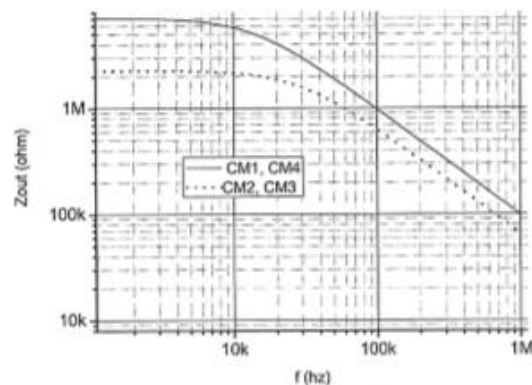


Fig. 6. Frequency dependence of the unity-gain current mirror output impedance

Resistance R_x , output resistance R_{out} and unity-gain voltage transfer characteristic of the operational conveyer for different currents I_T are shown on the Figs. 7.

Looking at Fig. 7(a) it can be concluded that in the frequency range of 100 kHz resistance R_x is very low for the entire range of current changes I_T . Fig. 7(b) shows that output resistance of the operational conveyer increases with the reduction values for I_T . The maximum value of about 70 k Ω is for $I_T = 2$ mA and the further analysis of the rectifier will be carried out only with that value for current I_T . Similarly, it can be seen that resistance R_{out} has a practically constant value for the frequency up to 100 kHz.

Voltage and current transfer characteristic of proposed operational conveyer for different values I_T is shown in Fig. 8. It can be concluded that current range -1mA – 1mA satisfies the relation (4).

Therefore operational conveyer with current steering output stage is used for the realization of the precision full-wave rectifier for low-level signal, as shown in Fig. 5. All NPN transistors are 2N3904 and PNP 2N3906. Resistors $R_1=R_0= 10 \Omega$ and DC current source $I_1=I_2= I_3/2= 100 \mu\text{A}$ and DC voltage supply voltage $V_{CC} = -V_{EE} = 10$ V.

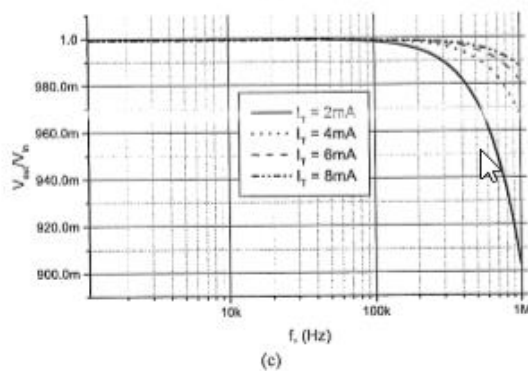
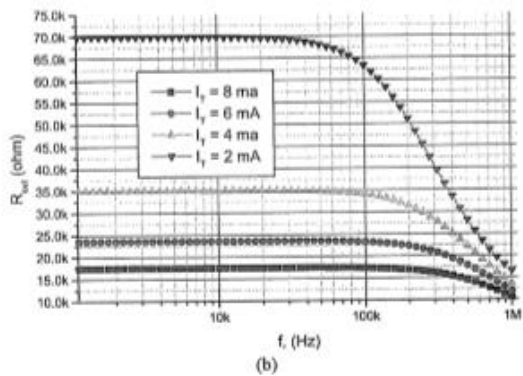
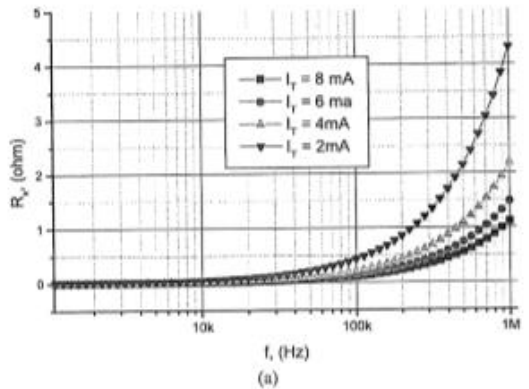
Looking at Fig. 9. it can be concluded that the lower the current I_T the smaller the dead zone, but further reduction cannot be made as the current $I_T/2 = 1\text{mA}$ is the maximum range for working in class A of the conveyer, therefore the rectifier will be analyzed with operation conveyer where the current is $I_T = 2$ mA.

Fig. 10. shows that the positive part of the voltage transfer characteristic is more temperature stable than the

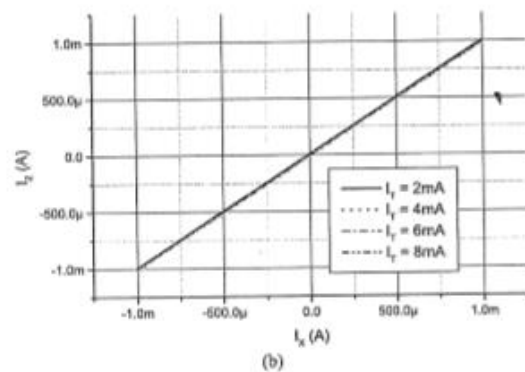
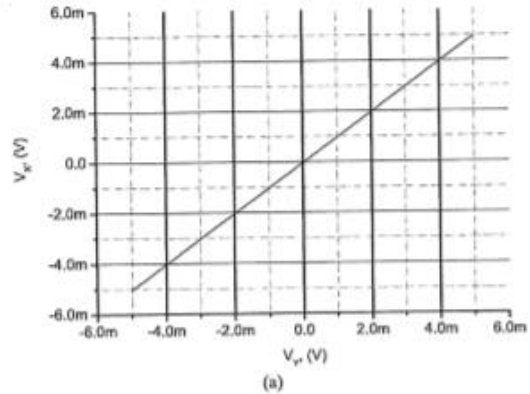
Slobodan R. Djukic, Zoran Z. Ebersold, Milan D. Veskovic

negative part. The reason for this is in the fact that positive input signal is rectified with two, while negative input signal with three current mirrors.

On the basis of Fig. 11. we can note that the offset voltage at the output of the rectifier is zero and peak difference in the rectified signal is very small (< 2%). The reason for this is in the fact that the rectifying process for negative and positive input signal is done with three and two current mirrors respectively.



Figs. 7. Frequency response of the proposed operational conveyor for different values I_T : a) resistance R_v , b) output resistance, c) unity gain voltage transfer function



Figs. 8. Voltage a) and current transfer function b) of the proposed operational conveyor for different currents I_T

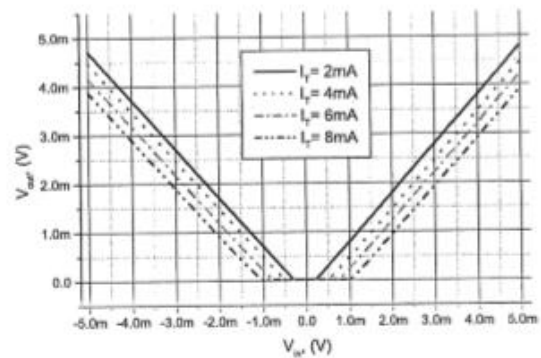


Fig. 9. Transfer characteristic of the proposed full-wave rectifier for different currents I_T

VI. Error Analysis

Namely, according to [15], for the current mirror the following relation can be written:

$$I_{out} = I_m (1 - \epsilon_B) \tag{13}$$

and:

Slobodan R. Djukic, Zoran Z. Ebersold, Milan D. Veskovic

$$\varepsilon_B \cong \frac{2}{\beta^2} \quad (14)$$

where β is the current gain of all bipolar transistors of the current mirrors.

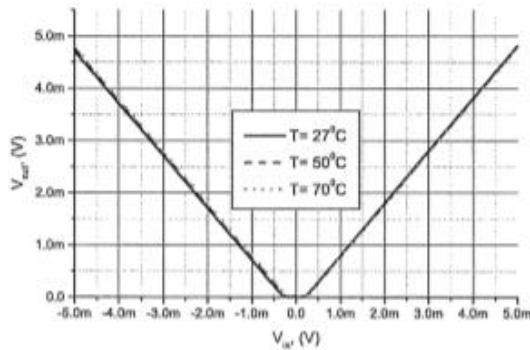


Fig. 10. Temperature dependence of the transfer characteristic of proposed rectifier for currents $I_T = 2\text{mA}$

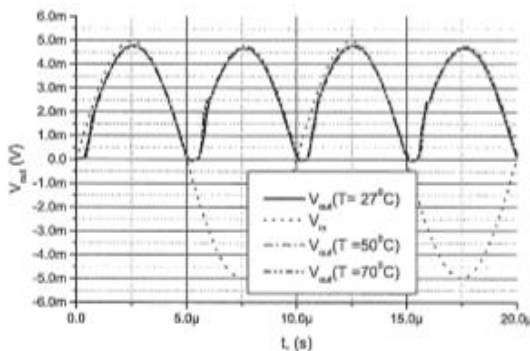


Fig. 11. Input sine wave (5 mV_{peak}, 100 kHz), and output waveform of proposed rectifier at the different temperatures

For the positive input signal interrelation between input and output voltage (the condition is $R_1 = R_0$) is as follows (current is mirrored by CM1 and CM3):

$$V_{out} \cong V_{in} \left[1 - 2 \left(\frac{2}{\beta^2} \right) \right] \quad (15)$$

whereas for the negative input signal (current is mirrored by CM2, CM4 and CM3):

$$V_{out} \cong V_{in} \left[1 - 3 \left(\frac{2}{\beta^2} \right) \right] \quad (16)$$

hence, the error in the negative amplitude is higher.

Fig. 9 from [13] shows that the offset voltage at the output of the rectifier proposed by Gift is approximately 0.6 mV, and the peak difference being about 9 %. The

results which ensued from our investigation are significantly superior.

VII. Conclusion

First, a high-precision operational conveyor based on current steering output stage has been described and the PSPICE simulation results were shown. Second, a precision full-wave rectifier using the abovementioned operational conveyor and unity-gain current mirrors have also been described, and simulation results were subsequently shown. The proposed rectifier has low temperature sensitivity and has not offset voltage at the output. Dead zone in the voltage transfer characteristic is very small and can be reduced by using operational conveyor with R_{out} as high as possible and can be used for low-level signal rectification. Suggested full-wave rectifier has the suitable structure for IC fabrication.

Acknowledgements

This paper reports work undertaken in the context of project 172057 that is financed by the Ministry of Science and Technological Development of the Republic of Serbia.

References

- [1] Mohammed S. Agamy, Praveen K. Jain, A Hybrid State Space Model for Single Stage Three-Level Resonant Rectifiers, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 4 n.1 February 2011 (Part B), pp. 441 – 456.
- [2] N. Yousefpoor, B. Vahidi, S. H. Fathi, Voltage and Current Harmonics Reduction in Series-Connected Rectifiers for HVDC Transmission System, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 3 n. 2 April 2010, pp. 255 - 264.
- [3] C. Toumazou, F.J. Lidgley, Wide-band Precision Rectification, *IEE PROCEEDINGS*, vol. 134, Pt. G, n. 1, 1997, pp. 7 – 15.
- [4] S. Djukic, *Contribution's to the analysis and design of analog current processing circuits*, Ph.D. dissertation, TF Cacak, Serbia, 1999.
- [5] A. Khan, M.A. El-Ela, M.A. Al-Turaigi, Current-Mode Precision Rectification, *International Journal of Electronics*, vol. 79, n.6 November 1995, pp. 853 – 856.
- [6] S.J.G. Gift, B. Maundy, Versatile Precision Full-Wave Rectifiers for Instrumentation and Measurement. *IEEE Trans. Instrumentation and measurement*, vol. 56 n. 5, October 2007, pp. 1703 – 1709.
- [7] C. Toumazou, F.J. Lidgley, S. Chattong, High Frequency Current Conveyor Precision Full-Wave Rectifier, *Electronics Letters*, vol. 30 n. 1, January 1994, pp. 745 – 746.
- [8] K. Hayatleh, S. Porta, F.J. Lidgley, Temperature Independent Current Conveyor Precision Rectifier, *Electronics Letters*, vol. 30 n. 25, December 1994, pp. 2091 – 2093.
- [9] S. Djukic, Full-Wave Current Conveyor Precision Rectifier, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 5 n. 2, November 2008, pp. 263 – 267.
- [10] A. Monpapassorn, K. Dejhan, F. Cheevasuvit, A Full-Wave Rectifier Using a Current Conveyor and Current Mirrors, *International Journal of Electronics*, vol. 88 n. 7, July 2001, pp. 751 – 758.
- [11] M. Kumngern, K. Dejhan, Current Conveyor-Based Versatile Precision Rectifier, *WSEAS Transactions on Circuit and Systems*, vol. 7, n. 12, December 2008, pp. 1070 – 1079.

Slobodan R. Djukic, Zoran Z. Ebersold, Milan D. Veskovic

- [12] P.P. Sahu, M. Singh, A. Baishya, A Novel Versatile Precision Full-Wave Rectifier, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, vol. 59 n. 10., October 2010, pp. 2742 - 2746.
- [13] E. Yuce, S. Minaei, O. Cicekolly, Full-Wave Rectifier Realization Using Only Two CCII +s and NMOS Transistors, *International Journal of Electronics*, vol. 93 n. 8, August 2006, pp 533 - 541
- [14] S.J.G. Gift, Hybrid Current Conveyor-Operational Amplifier Circuit, *International Journal of Electronics*, vol. 88, n. 12, December 2001 pp. 1225 - 1235,
- [15] S.J.G. Gift, New Precision Rectifier Circuits With High Accuracy and Wide Bandwidth, *International Journal of Electronics*, vol. 92 n. 10, October 2005, pp. 601 - 617.
- [16] B. Wilson, M. Al-Gahtani, J. Vosper, R. Deloughry, High-Precision Current Conveyor Implementation Employing a Current-Steering Output Stage, *International Journal of Electronics*, vol. 93, n. 10, October 2006, pp. 653 - 662.
- [17] B. L. Hart, K Hayatleh, F. J. Lidgey, A new type of unity-gain current-mirror, *IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems*, June 2006, pp 89-92, Gatine3an, Quebec, Canada.

Authors' information

¹Technical faculty Čačak,
University of Kragujevac,
Svetog Save 65,
32 000 Čačak, Serbia.

²Electrotechnical faculty,
University of Applied Sciences,
86165 Augsburg, Postfach 110605,
Germany.

³Technical faculty Čačak,
University of Kragujevac,
Svetog Save 65,
32 000 Čačak, Serbia.



Prof. Slobodan R. Djukić was born in Cikote, Serbia, 29th July 1950. He studied electrical engineering at the Electrotechnical Faculty, University of Belgrade, Serbia, receiving the B.Sc. degree in 1974. and M.Sc. degree in 1993. He received the Ph.D. degree in Electronics at Technical Faculty Čačak, Serbia, in 1999. Major field of study is Electronics.

He is author and co-author of many scientific journal papers and conference reports. His research interest is current mode processing.



Ing. Zoran Z. Ebersold was born in Požarevac, Serbia, 28th January 1960. He studied electrical engineering at the Electrotechnical department of the Technical academy in Požarevac/Kostolac, Serbia, receiving the electrical engineer degree in 1981. and receiving the B.Sc. degree in 2009. at the Technical faculty Čačak, University of Kragujevac, Serbia.

Major field of study are Electrical Engineering and Computer Sciences. He is member of the author group of VDI guidelines "VDI 4500" of the Association of German Engineers (VDI) and he is author and co-author of a few scientific journal papers and conference reports. His research interest is ultrasonic defectoscopy.



Ing. Milan D. Vesković was born in Kraljevo, Serbia, 3rd September 1969. He studied electrical engineering at the Faculty of Technical Sciences in Novi Sad, Serbia, receiving the B.Sc. degree in 2002. and M.Sc. degree in 2009 at the Technical Faculty in Čačak. Major field of study are Electromagnetics and Electronics.

He is author and co-author of more conference reports.





Voltage mode electronically tunable full-wave rectifier

Predrag B. Petrović, Milan Vesković, Slobodan Đukić *

The paper presents a new realization of bipolar full-wave rectifier of input sinusoidal signals, employing one MO-CCCI (multiple output current controlled current conveyor), a zero-crossing detector (ZCD), and one resistor connected to fixed potential. The circuit provides the operating frequency up to 10 MHz with increased linearity and precision in processing of input voltage signal, with a very low harmonic distortion. The errors related to the signal processing and errors bound were investigated and provided in the paper. The PSpice simulations are depicted and agree well with the theoretical anticipation. The maximum power consumption of the converter is approximately 2.83 mW, at ± 1.2 V supply voltages.

Keywords: multiple output current-controlled current conveyor, zero-crossing detector, full-wave rectifier, bipolar transistors, harmonic distortion

1 Introduction

Precision rectifiers are important building blocks for signal processing, conditioning and instrumentation of low-level signals and are extensively used in wattmeters, AC voltmeters, RF demodulators, linear function generators and various nonlinear analogue signal-processing circuits [1–3]. Owing to the threshold voltage of diodes, the conventional diode rectifiers are limited and are only used in specific applications, such as DC voltage supplies. However, simple diode rectifiers cannot be used for applications requiring accuracy in the threshold voltage range, the. This can be overcome by using high precision integrated circuit rectifiers.

Although the use of current-mode (CM) active devices is restricted to current processing, it offers certain advantages such as higher usable gain, more reduced voltage excursion at sensitive nodes, greater linearity, less power consumption, wider bandwidth, better accuracy and larger dynamic range compared to that of their voltage-mode counterparts. The CCII is a reported active component, especially suitable for the class of analog signal processing. However, the CCII can not control the parasitic resistance at x (R_x) port, so – when it is used in some circuits, it unavoidably requires certain external passive components, especially the resistors. This makes it inappropriate for IC implementation, as it occupies a greater chip area, high power dissipation and excludes electronic controllability. On the other hand, the recently introduced second-generation current controlled conveyor (CCCI) has the advantage of electronic adjustability over the CCII [4]. Also, the use of dual-output current-conveyors is found to be useful in the derivation of current-mode single input circuits.

The use of the current conveyor to improve performance of an OA-based circuit was discussed in [5]. Full-

wave rectifiers based on a CMOS class AB amplifier and current rectifier operation are described in [6, 7]. This circuit offers a wide dynamic range and shows a broadband operation. CMOS integrated active rectifier concept is an innovative approach for higher efficiencies [8]. These rectifiers provide output voltages nearly at the level of the input voltage combined with low power consumption, which was also achieved through the circuit design proposed here. In [9], a single CCCII-based precision full-wave rectifier circuit is proposed using a three-output CCCII, two MOS transistors and a resistor with large cross-over distortion for a low frequency of 5 KHz. In [10, 11], full-wave rectifier circuits are proposed using two second-generation current conveyors (CCII) and four diodes.

In 2006, Yuce *et al* [12] proposed a full-wave rectifier deploying two plus-type second-generation current conveyors (CCII+s) and three n-channel metal-oxide semiconductor field-effect transistors (MOSFETs). Also, Minaei and Yuce [13] proposed a voltage-mode (VM) full-wave rectifier with high-input impedance using a dual-X second-generation current conveyor (DXCCII) and three n-channel MOSFETs in 2008. The circuits presented in [12, 13] require no passive components and they operate in VM. Some current-mode (CM) full-wave rectifiers have been reported in the literature [14–18]. However, the reported rectifiers usually employ at least two active elements and/or four diodes, and additional sub circuits. For example, in [15], the circuit uses two CCII+s and four diodes. The structure in [16] employs one current conveyor and one universal voltage conveyor (UVC) and two diodes. In [17], the proposed circuits employ at least two current and/or voltage conveyors as active elements and two diodes. A CM full-wave rectifier circuit employing one active element – namely current differencing transconductance amplifier (CDTA) – is reported in [18]. However, the circuit in [18] requires four diodes and one re-

* Faculty of Technical Sciences, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Serbia, predrag.petrovic@ftn.kg.ac.rs

Table 1. Comparison of the rectifiers

Reference	Type of active components	Number of diodes	Number of resistors	Auxiliary bias sources	Cascability property	Modes of operation
[2]	4 CCCIs, 3 MOSFETs	–	–	yes	no	VM
[12]	2 CCHs, 3MOSFETs	–	–	no	no	VM
[13]	1 DXCCII, 3 MOSFETs	–	–	yes	no	VM
[14]	2 Opamps	2	5	no	no	VM
[15]	2 CCHs	4	2	no	no	VM
[16]	1 CCHs, 1 UVCs	2	–	no	yes	CM
[17]	1 CCHs, 1 UVCs	2	–	yes	yes	CM
[18]	1 CDTAs	4	1	no	no	CM
[20]	4 OTAs	–	–	yes	yes	CM
[22]	1 CDTAs	2	1	no	yes	CM
[23]	1 DXCCIs	2	1	no	yes	CM
[24]	1 MYC-CDTA	–	–	no	no	CM
Proposed circuits	1 DOCCCHs, ZCD, 2 MOSFETs	–	1	no	yes	VM

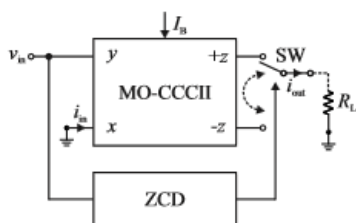


Fig. 1. The proposed circuit of the full-wave rectifier

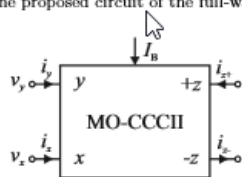


Fig. 2. Electrical symbol of MO-CCCII

sistor. Other rectifier examples can be found in [19–23]. The circuits reported in [19,21] are designed based on MOS transistors. Although these circuits have fairly simple structures, the circuit in [19] requires a floating input voltage source and the circuit in [21] needs three external bias current sources which should be realised separately. The circuit in [20] employs an excessive number of OTAs as active elements and the circuits of [22,23] use CDTA or DXCCII which have more complex internal structures with respect to CCH, OTA and DVCC. The circuit in [24] employs a current mode full-wave rectifier based on single modified Z-copy current difference transconductance amplifier (MZC-CDTA) and two switches.

This paper presents the principles of operation, and the detailed circuit design of the new bipolar realization of the full-wave rectifier. The features of the proposed circuit are: it employs one MO-CCCII, one zero-crossing detector, and one resistor connected to source voltage, which

is suitable for fabrication in a monolithic chip. Unlike the rectifier described in [2,3], which was realised using the CMOS technology, the one described in this paper involves a simpler and more accurate control structure. Besides, the proposed circuit does not require a more precise bias voltages realization and complex transistor pairing, which was typical of the realisations described in [2,3]. The rectifier circuit provides the operating frequency of up to 10 MHz, with increased linearity and precision in processing of input signals. The performance of the proposed circuit is illustrated by PSpice simulations, showing a good agreement with the calculation. The circuits proposed in this work have been compared to similar circuits reported in the literature. The results are depicted in Table 1.

2 Proposed full-wave rectifier circuit

Figure 1 presents the proposed circuit of the full-wave rectifier.

Generally, a MO-CCCII is a multiple-terminal active building block, as shown in Fig. 1. The electrical symbol of the MO-CCCII is shown in Fig. 2.

The port relations of the MO-CCCII can be presented by

$$i_y = 0; v_x = v_y + i_x R_x; i_{z+} = +i_x; i_{z-} = -i_x. \quad (1)$$

The schematic bipolar realization is shown in Fig. 3 [25]. According to equation (1), the MO-CCCII has a unity voltage gain between terminal y and x and a unity current gain between terminal x and z. The R_x is an inner resistance of a translinear mixed loop (Q_1 to Q_4) with grounded resistor equivalent controlled by bias current I_B . In this case, the parasitic resistance R_x at the terminal x can be expressed by

$$R_x = \frac{V_T}{2I_B} \quad (2)$$

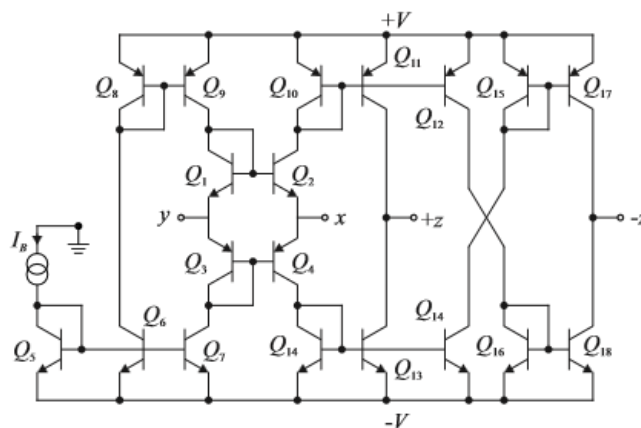


Fig. 3. Bipolar realization of MO-CCCII

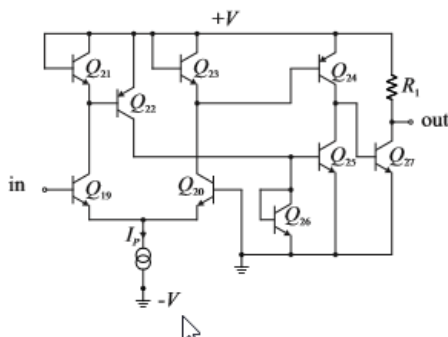


Fig. 4. Bipolar realization of comparator

where $V_T = 26 \text{ mV}$ at 27°C is the usual thermal voltage given by kT/q , $k = \text{Boltzmann's constant} = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, $T = \text{the absolute temperature (in Kelvin's)}$, and $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ and I_B (Fig. 1) is the bias current of the conveyor which remains tunable over several decades.

Precision in processing of the input voltage signal is directly dependent on the manner in which ZCD is able to reliably detect the moment when the input signal changes the polarity. This required the construction of new bipolar detector circuits, as shown in Fig. 4. The transistors Q_{19} and Q_{20} will promptly follow the variations in input voltage, thus reducing the total delay time of the comparator. The resistor R_1 has one end attached to the source from which it is powered together with the detectors. The resistor can be coupled to the source of the different voltage level, if this should prove necessary due to the demands of analog switches—two complementary MOS transistors.

By the routine analysis of the proposed full-wave circuit shown in Fig. 1 and using the properties of MO-CCCII, for $v_{in} > 0$, the $z+$ current (v_{in}/R_x) to pass on to the load. For $v_{in} < 0$, $z-$ current ($-v_{in}/R_x$) passes

on to the load, thus inverting the negative cycle of input

$$i_{out} = \begin{cases} i_{z+} = \frac{v_{in}}{R_x}, & v_{in}(t) \geq 0, \\ i_{z-} = -\frac{v_{in}}{R_x}, & v_{in}(t) < 0. \end{cases} \quad (3)$$

Unidirectional current flows through the load in either case, resulting in a full-wave rectified output.

Depending on the detected sign of the input signal (practically by detecting the negative half-period of input processing signal), over the ZCD (Fig. 1), the position of the switch SW (two complementary MOS transistors) can be determined. The control voltage signal, obtained on the output of the ZCD, defines the position of the switch SW and brings the current either from port $z+$, or from port $z-$ of the MO-CCCII. Such control enables the current input from the port $z+$ on the load at the interval at which the input voltage signal is positive, i_e from the port $z-$ when the input voltage is negative. The output voltage v_{out} for input v_{in} is

$$v_{out} = \begin{cases} \frac{R_L}{R_{in}} v_{in}, & v_{in} \geq 0, \\ -\frac{R_L}{R_{in}} v_{in}, & v_{in} < 0. \end{cases} \quad (4)$$

where $R_{in} = R_x$. The equation (4) we can present in form

$$v_{out} = \frac{R_L}{R_{in}} |v_{in}|. \quad (5)$$

Based on (5), it is obvious that the voltage value at the output of the proposed circuit corresponds to the rectified value of the input sinusoid signal with amplification or rectifier with attenuation. In the proposed circuit, rectification is not performed by diodes, which implies fewer ripples, compared with the known diode rectifier circuits [14–18]. It is also possible to perform low-voltage (below threshold level of the diode) rectification using the proposed circuit.

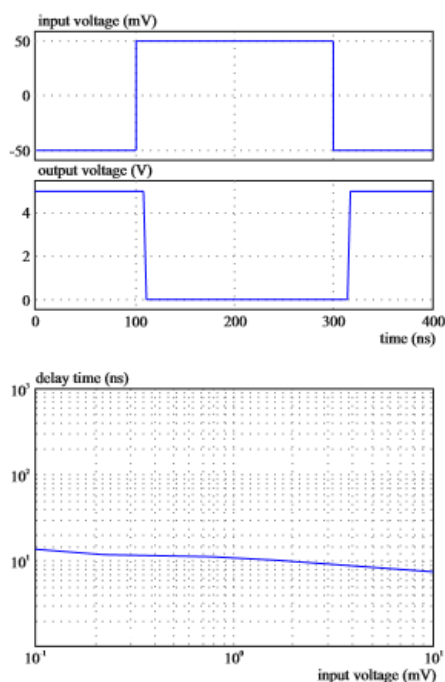


Fig. 5. (a) — Output voltage waveforms for proposed ZCD, (b) — Average delays time against input voltage

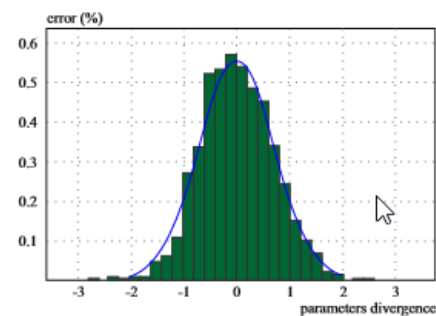


Fig. 6. The distribution of errors, for the divergence in the value of the parameters, from their nominal values

Non-ideal effects

The effects of MO-CCCII and comparator non-idealities on the full-wave rectifier performance are to be considered in this section. By considering the non-ideal MO-CCCII characteristics, (1) can be rewritten as

$$i_y = 0, v_x = \alpha v_y + i_x R_x, i_{z+} = +\beta_p i_x, i_{z-} = -\beta_n i_x \quad (6)$$

where $\alpha = 1 - \varepsilon_v$ and ε_v ($|\varepsilon_v| \ll 1$) represents the voltage tracking error from y to x terminal, $\beta_p = 1 - \varepsilon_p$ and ε_p ($|\varepsilon_p| \ll 1$) denotes the current tracking error from x to

$z+$ terminal, while $\beta_n = 1 - \varepsilon_n$ and ε_n ($|\varepsilon_n| \ll 1$) stands for the current tracking error from x to $z-$ terminal of the MO-CCCII, respectively. Generally, these tracking factors remain constant and frequency independent in low to medium frequency ranges. The typical values of the non-ideal current transfer gains and the transconductance inaccuracy factor α , β_p and β_n , range from 0.9 to 1, with an ideal value of 1. However, at higher frequencies these tracking factors become frequency dependent. Given the non-idealities, currents generated from MO-CCCII can be defined as

$$I'_{out} = i_{z-} - i_{z+} = (\beta_p - \beta_n) \frac{\alpha v_{in}}{R_{in}} = \begin{cases} 2\beta_p \frac{\alpha v_{in}}{V_T} I_B = 2\beta_p q \frac{\alpha v_{in}}{kT} I_B, & v_{in}(t) \geq 0 \\ -2\beta_n \frac{\alpha v_{in}}{V_T} I_B = -2\beta_n q \frac{\alpha v_{in}}{kT} I_B, & v_{in}(t) < 0 \end{cases} \quad (7)$$

which results in an absolute error

$$Error = |i_{out} - I'_{out}| \quad (8)$$

The error (8) is a function of input voltage signals and varies depending on its contents. A way to express the error is to consider the values of the observed parameters as random quantities characterized by their PDFs (Probability Density Function). Therefore, the interval having a 2ε width, around the nominal value of the observed parameters needs to be defined and associated with a certain distribution, eg uniform distribution.

From (7), the tracking errors slightly change the output current of the proposed full-wave circuits. However, the above relation does not include the error in determination of the interval in which the input voltage signal is negative (the ZCD error), which also defines the precision of the proposed rectification process. Figure 5a shows the waveform of the output voltage in response to an input voltage step of ± 50 mV for the proposed comparator. In Fig. 5b, the average delay times of the proposed comparator as a function of the input voltage amplitude is reported. As can be seen, at low input voltages, the response time of the proposed circuit is very small. As the input voltage is increased, the delay time are reduced, since the enhanced output voltage swing (due to the higher voltage values) cause Q₁₉ and Q₂₀ completely turn-off.

Simulation results confirm the fact that proposed ZCD circuits is capable of processing the input signal with a high precision. We suppose that the incremental sensitivities of the output current i_{out} at parameters α , β_p , β_n and T are: 1; 1; 1 and -1 (all the active and passive sensitivities are of an equal unity in magnitude). Thus, the proposed circuit exhibits a low sensitivity performance.

The Monte Carlo approach [26] gives the lower and upper limits of interval which contains 95% of error samples. The Monte Carlo analysis in PSpice was used for simulations with a given error on different parameters and components (Monte Carlo predicts the behaviour of a circuit statistically when part values are varied within their tolerance range for 5%), Fig. 6. This test is very useful for visualizing how the circuit will run with imperfect parameters as are used in reality. The number of individual simulation was 2000.

Table 2. PR200N and NP200N transistor parameters

NP200N MODEL NX2 NPN RB = 262.5 IRB = 0 RBM = 12.5 RC = 25 RE = 0.5 IS = 242E - 18 EG = 1.206 XTI = 2 XTB = 1.538 BF = 137.5 IKF = 13.94E - 3 NF = 1.0 VAF = 159.4 ISE = 72E - 16 NE = 1.713 BR = 0.7258 IKR = 4.396E - 3 NR = 1.0 VAR = 10.73 ISC = 0 NC = 2 + TF = 0.425E - 9 TR = 0.425E - 8 CJE = 0.428E - 12 VJE = 0.5 MJE = 0.28 CJC = 1.97E - 13 VJC = 0.5 MJC = 0.3 XCJC = 0.065 CJS = 1.17E - 12 VJS = 0.64 MJS = 0.4 FC = 0.5
PR200N MODEL PX2 PNP RB = 163.5 IRB = 0 RBM = 12.27 RC = 25 RE = 1.5 IS = 147E - 18 EG = 1.206 XTI = 1.7 XTB = 1.866 BF = 110.0 IKF = 4.718E - 3 NF = 1 VAF = 51.8 ISE = 50.2E - 16 NE = 1.65 BR = 0.4745 IKR = 12.96E - 3 NR = 1 VAR = 9.96 ISC = 0 NC = 2 TF = 0.610E - 9 TR = 0.610E - 8 CJE = 0.36E - 12 VJE = 0.5 MJE = 0.28 CJC = 0.328E - 12 VJC = 0.8 MJC = 0.4 XCJC = 0.074 CJS = 1.39E - 12 VJS = 0.55 MJS = 0.35 FC = 0.5

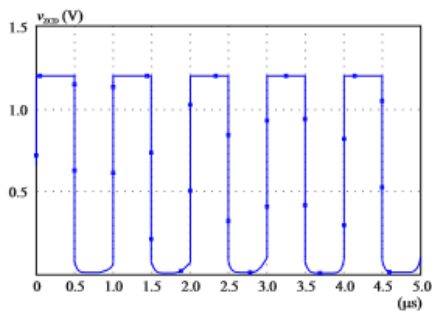


Fig. 7. Time-domain response of proposed ZCD

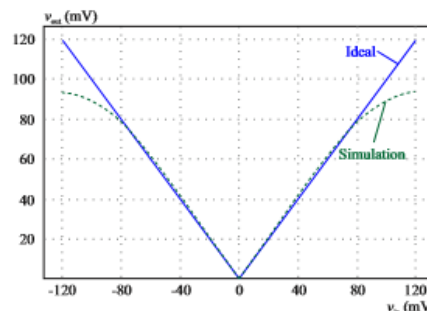


Fig. 8. DC transfer characteristics for the proposed rectifier circuit

3 Simulation results

To confirm the given theoretical analysis, the proposed voltage-mode bipolar full-wave circuit in Fig. 1 was simulated using the PSpice program. The MO-CCII and ZCD were realized by the schematic bipolar implementations given in Figs. 3 and 4, with the transistor model parameters of PR200N (PNP) and NP200N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [27], Tab. 2. The supply voltages and the values of the bias currents were $+V = -V = 1.2\text{ V}$ and $I_P = 300\ \mu\text{A}$ respectively, whereas the input voltage was within the range of $\pm 100\text{ mV}$. Parameters of National Semiconductor bipolar circuits AH510 [28] were used as analogue current switch during simulation.

Time response of the proposed ZCD circuits is shown in Fig. 7, where the input voltage signal was with 1 MHz frequency and 20 mV peak. Resistor $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ was used in the process of simulation. It is clear that the proposed solution detectors perform detection polarity of the input voltage signal in a very precise way, and the error that is due to imprecision in detection can be neglected in practical applications.

The DC characteristic of the proposed circuit for a frequency of 100 kHz is shown in Fig. 8. Based on Fig. 8, it can be concluded that the proposed circuit retains a linear character in a wide voltage range.

Figure 9 shows the wave form of the signal at the output of the circuit shown in Fig. 1 (voltage v_{out}), at different frequencies. For these simulations, the input signal

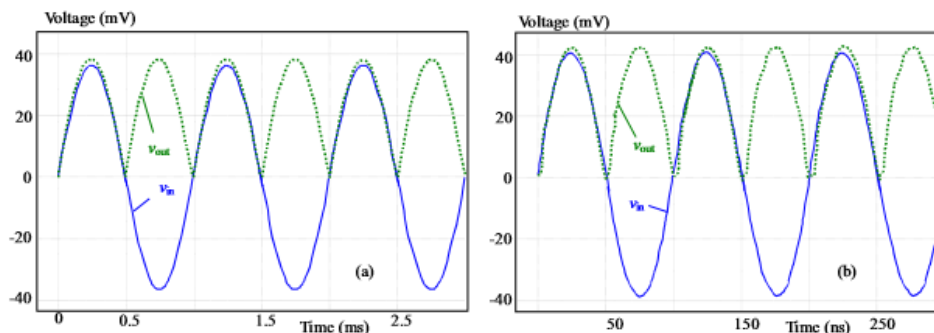


Fig. 9. Time-domain response of the proposed full-wave rectifier for different frequencies of (a) — 1 kHz and (b) — 10 MHz

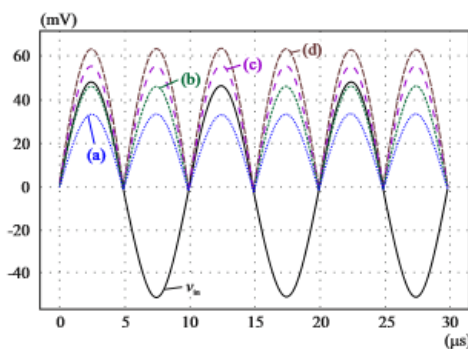


Fig. 10. Tunability of the gain of the proposed rectifier with changing the bias current I_B (a) — $I_B = 200 \mu\text{A}$, (b) — $I_B = 130 \mu\text{A}$, (c) — $I_B = 115 \mu\text{A}$, (d) — $I_B = 100 \mu\text{A}$

is taken as a sinusoidal voltage signal with 40 mV peak value and different frequencies of 1 kHz and 10 MHz are selected. Figure 9 shows that the output waveform of the proposed rectifier is in a good agreement with the theoretical ones at low and high frequencies. However, with the increased frequency of the processed signal, the deviations are increased as well.

The total power dissipation was 2.83 mW. Small power consumption of the proposed circuits occurs due to the application of low-voltage current mode and transconductance mode integrated circuits, along with the use of bipolar transistor technique. Applying the current mode signal processing to solve the issues under consideration is a sensible approach to the problem. However, similar and sometimes lower power consumption can be achieved using CMOS technology instead of the bipolar one.

To test the tunability of the gain of the proposed rectifier circuit, the bias current of the MO-CCCI (I_B) is changed and the results are shown in Fig. 10. For these simulations, the input signal is taken as a sinusoidal voltage signal with 100 kHz frequency and 50 mV peak value, while the load was $R_L = 100 \Omega$.

Harmonic Distortion

A further indication of the performance of each of the full-wave rectifiers can be gleaned by examining the distortion already present in a full-wave rectified signal. When a sinusoidal signal of frequency f is applied to a full-wave rectifier, the steady-state response at the output ideally consists of harmonic components at $2f$, $4f$, $6f$, etc. The harmonics in the signal causes the distortion in the output of the circuit. Because of its periodic nature, these harmonic components can be analyzed by the Fourier series. The magnitude of each harmonic of a waveform as shown in Fig. 11 is obtained with fast Fourier transform using PSpice.

The total harmonic distortion, or THD, of a signal is a measurement of the harmonic distortion present and is defined as the ratio of the sum of the powers of all

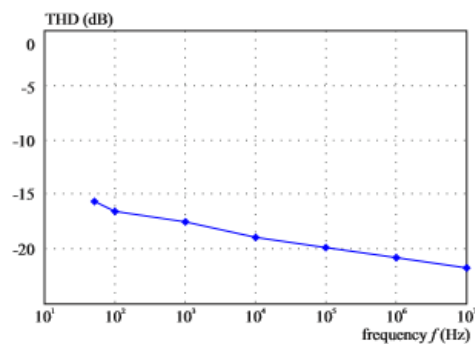


Fig. 11. Total harmonic distortion (THD) versus frequency at input amplitude voltage of 50 mV

harmonic components to the power of the fundamental frequency

$$THD(\text{dB}) = 20 \log(V_{THD}), \quad V_{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^N V_n^2}{V_1^2}} \quad (9)$$

where V_1 is the fundamental frequency voltage content, V_n is n th the harmonic voltage content, and $n = 2, 3, 4, \dots$. In the case of a full-wave rectifier, the steady-state response at the output consists of even harmonics.

Figure 11 shows the total harmonic distortion of the output voltage of the proposed circuit, Fig. 1. The THD of the proposed circuit is -15.6 dB at 50 Hz and -20.8 dB at 1 MHz with an input signal of 50 mV. The THD is significantly lower than in [2, 29, 30] (the THD of previously reported circuit slowly increases with frequency), because for higher frequency ranges, the switching ON and OFF of diodes becomes sluggish due to its higher impedance and more distortions.

4 Conclusions

In this paper, new full-wave rectifier topologies are given. The circuit employs only two active component and one resistor which is advantageous from the integration point of view and operates in VM. The workability of the proposed circuits is demonstrated by PSpice simulations using the bipolar arrays ALA400 from AT&T technology parameters. The effects of the non-idealities of the active elements are also investigated. The proposed circuit has a high precision, low power consumption and wide bandwidth.

Acknowledgments

This work was supported by Ministry of Education and Science of the Republic of Serbia within the projects 42009 and OI-172057.

REFERENCES

- [1] R. B. Northrop, *Analog Electronics Circuits*, Reading, MA, Addison-Wesley, 1990.
- [2] P. B. Petrovic, "A New Tunable Current-Mode Peak Detector", *Microelectronics Journal*, 2014, vol. 45, no. 6, 805-814.
- [3] P. B. Petrovic, "A New Peak Detector Based on Usage of CCCIs", *Proceedings of Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability*, 19th IMEKO TC 4 Symposium and 17th IWADC Workshop, July 18-19 2013, Barcelona, Spain.
- [4] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "Current Controllable Bandpass Filter Based on Translinear Conveyors", *Electron. Lett.*, 1995, vol. 31, 1727-1728.
- [5] S. J. Gift, "A High-Performance Full-Wave Rectifier Circuit" *Int. J. Electron.*, 2000, vol. 87, no. 8, 925-930.
- [6] J. R. Angulo, R. G. Carvajal, J. M. Hereida and A. Torralba, "Very Low-Voltage Class AB CMOS Precision Voltage and Current Rectifier", *Proceedings of IEEE Intern. Sym. on Cir. and Sys.*, 2000, III-5-III-8.
- [7] A. V. Garcia, R. Venkatasubramanian, J. S. Martinez and E. S. Sinencio, "A Broadband CMOS Amplitude Detector for On-Chip RF Measurements", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2008, vol. 57, no. 7, 1470-1477.
- [8] C. Peters, J. Handwerker, D. Maurath and Y. Manoli, "A Sub-500mV Highly Efficient Active Rectifier for Energy Harvesting Applications", *IEEE Trans. Cir. Sys.-I*, 2011, vol. 58, no. 7, 1542-1550.
- [9] S. Maheshwari, "Current Controlled Precision Rectifier Circuits", *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, 2007, vol. 16, no. 1, 129-138.
- [10] A. A. Khan, M. A. El-ela, M. A. Al-Turaigi, "Current-Mode Precision Rectification", *Int. J. Electron.*, 1995, vol. 79, no. 6, 853-859.
- [11] B. Wilson and V. Mannama, "Current-Mode Rectifier with Improved Precision", *Electronics Letters*, 1995, vol. 31, no. 4, 247-248.
- [12] E. Yuces, S. Minaei and O. Cicekoglul, "Full-Wave Rectifier Realization using only two CCII+s and NMOS Transistors", *Int. J. Electron.*, 2006, vol. 93, no. 8, 533-541.
- [13] S. Minaei and E. Yuces, "A New Full-Wave Rectifier Circuit Employing Single Dual-X Current Conveyor", *Int. J. Electron.*, 2008, vol. 95, no. 8, 777-784.
- [14] F. J. Lidgley, K. Hayateh and C. Toumazou, "New Current-Mode Precision Rectifiers", *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, Chicago, USA, 1993, 1322-1325.
- [15] C. Toumazou, F. J. Lidgley and S. Chattong, "High Frequency Current Conveyor Precision Full-Wave Rectifier", *Electron. Lett.*, 1994, vol. 30, no. 10, 745-746.
- [16] J. Koton, N. Herencsar and K. Vrba, "Minimal Configuration Precision Full-Wave Rectifier using Current and Voltage Conveyors", *IEICE Electron. Express*, 2010, 844-849.
- [17] J. Koton, N. Herencsar and K. Vrba, "Current and Voltage Conveyors in Current and Voltage-Mode Precision Full-Wave Rectifiers", *Radioengineering*, 2011, vol. 20, no. 1, 19-24.
- [18] J. Koton, N. Herencsar, K. Vrba and S. Minaei, "Precision Full-Wave Current-Mode Rectifier using Current Differencing Transconductance Amplifier", *Proc. of 2011 Int. Conf. on Computer and Communication Devices (ICCCD 2011)*, Bali Island, Indonesia, 1-3 April 2011, 71-74.
- [19] S. Hashemi, M. Sawan and Y. Savaria, "A Novel Low-Drop CMOS Active Rectifier for RF-Powered Devices: Experimental Results", *Microelectron. Journal*, 2009, vol. 40, no. 11, 1547-1554.
- [20] C. Jongkuntidchai, C. Fongsamut, K. Kumawachara and W. Surakamponorn, "Full-Wave Rectifiers based on Operational Transconductance Amplifiers", *AEU Int. J. Electron. Commun.*, 2007, vol. 61, no. 3, 195-201.
- [21] M. Kumngern, "CMOS Current-Mode Precision Full-Wave Rectifier with Improved Bandwidth", *2012 Second Int. Conf. on Digital Information and Communication Technology and its Applications (DICTAP)*, 2012, 283-286.
- [22] F. Khateb, J. Vavra and D. Birolek, "A Novel Current-Mode Full-Wave Rectifier based on One CDTA and Two Diodes", *Radioengineering*, 2010, vol. 19, no. 3, 437-445.
- [23] J. Koton, N. Herencsar and K. Vrba, "Current-Mode Precision Full-Wave Rectifier using Single DXCCII and Two Diodes", *20th European Conf. Circuit Theory and Design (ECCTD)*, 2011.

Received 29 March 2016

Predrag B. Petrović was born in Čačak, Yugoslavia, on January 26, 1967. He received the B.S.E.E. and MS degrees in electrical engineering from the University of Belgrade Yugoslavia, in 1991 and 1994, respectively, and PhD degree in the field of digital signal processing at the University of Novi Sad in 2004. His main interest is digital signal processing, microcontroller programming, power electronics, AD conversion, mathematics, and cryptology. He published more than 150 journals and conference papers, five university books, one international monograph and holds five patents. He is the member of IEEE, IEICE and MENSA.

Milan Vesković was born in Kraljevo in 1969. He studied electrical engineering at the Faculty of Technical Sciences in Novi Sad, Serbia, receiving the BSc Degree in 2002, and MSc degree in 2009 at the Technical faculty in Čačak, where he is currently working toward the PhD degree. Major field of study are electromagnetic and electronics. He is author and co-author of more scientific journal papers and conference reports.

Slobodan R. Đukić was born in Cikote, Serbia, in 1950. He studied electrical engineering at the Electrotechnical Faculty, University of Belgrade, Serbia, receiving the BSc degree in 1974. and MSc degree in 1993. He received the PhD degree in Electronics at Technical Faculty Čačak, Serbia, in 1999. Major field of study is Electronics. He is author and co-author of many scientific journal papers and conference reports. His research interest is current mode processing circuits. Also, his research interests are soft magnetic materials and sensors.

New Current-Mode Full-Wave Precision Rectifier Based on Two CCII and Two Diodes

Milan Vesković, Slobodan Djukić

Abstract—Precision full-wave rectifier with two current conveyors, two diodes and without any passive component is shown. The theory of the rectifier operation is described and analyzed. In the presented rectifier input signal can be only rectified, but at the same time it can also be rectified and amplified or rectified and attenuated. The current mode technique has been employed in order to provide the high-precision capability of the circuit. PSPICE program has been used to verify the proposed design of the current-mode precision full-wave rectifier. To evaluate the accuracy of the current-mode full-wave rectifier generalized frequency response concept is used.

Index Terms—Signal processing, current mode circuits, current conveyor, precision rectifier, generalized frequency response.

I. INTRODUCTION

Precision rectifiers are important building blocks for signal processing, conditioning and instrumentation of low-level signals and they are extensively used in wattmeters, AC voltmeters, RF demodulators, linear function generators, and various nonlinear analogue signal-processing circuits. The operation of diode-only rectifiers is limited by the threshold voltages of diodes, approximately 0.3 V for germanium diodes and 0.6 V for silicon ones. Therefore diode-only rectifiers are used only in those applications in which the precision in the range of threshold voltage is insignificant, such as DC voltage supply rectifiers. Better implementation of precision full-wave rectifiers is based on using op-amps with diodes within the feedback path to provide the necessary non-inverting gain for positive input signals and inverting gain for negative input signals as shown by Toumazou and Lidgey [1]. However, the classical problem with rectifiers based on diodes and op-amps is that during the non-conduction/conductions transition of the diodes the op-amps must recover with a finite small-signal dV/dt resulting in significant distortion during the zero crossing of the input signal. The use of the high slew-rate op-amps does not solve this problem because it is small-signal transient problem. These rectifiers are limited to frequency performance well

below the gain-bandwidth performance product f_t of the amplifier as shown by Djukić [2]. This limitation is improved with designing the rectifiers by the use of current mode techniques.

The current-mode full-wave rectifiers using second type current conveyors (CCII) as the voltage to current converter have received much attention in scientific literature as shown by Khan et al. [3] and Gift and Monday [4]. Full-wave rectifier developed by Toumazou et al. [5], with addition of a DC source, tends to reduce the distortion due to small signal dV/dt limitation. Rectifier proposed by Hayatleh et al. tends to reduce the effect of temperature on the zero-crossing performance by using a current source and resistor instead the DC voltage source, as shown by Hayatleh et al. [6], and Djukić [7]. In both cases, the frequency response of the circuit was improved because the diodes were initially turned on thereby reducing the time to force them into full conduction. Monpapassor et al. have suggested a full-wave rectifier with second type current conveyor, four current mirrors, three DC current sources and two grounded resistors as shown by Monpapassor et al. [8]. The proposed rectifier is temperature stable, has small rectifying error and is suitable for IC fabrication.

On the other hand, the proposed rectifier has several disadvantages. First, the current conveyor has an imprecise voltage transfer function because the value of the effective resistance r_x , seen at the inverting terminal of the conveyor is not zero, and its value cannot be known with a high degree of accuracy. Second, there is a severe distortion, particularly at the zero-crossing point of the input signal, arising from the on-off switching of the transistors positioned between the current conveyor and current mirrors. Third, this switching, as well as the large number of the current mirrors, limits the frequency performance of the circuit. Finally, the input sensitivity, i.e., the peak amplitude of the lowest input signal that can be rectified, is limited by the action of the mentioned transistors.

Kumngern and Dejhan propose realization with CCII, seven current mirrors, two diodes and five grounded resistors as shown by Kumngern and Dejhan [9]. The proposed configuration is very suitable for integrated circuit implementation both in bipolar and CMOS technologies. Sahu et al. [10] propose a precision full-wave rectifier using an all-pass filter that acts as a 90 degrees phase shifter, two squaring circuits, one summer, and one square rooter. Koton et al. [11] have suggested full-wave rectifier with current and voltage conveyors. Yuce et al. [12] have suggested full-wave rectifier

Milan Vesković is with the Faculty of Technical Sciences, University of Kragujevac, 65 Svetog Save, 32000 Cacak, Serbia (e-mail: milan.veskovic@ftn.kg.ac.rs).

Slobodan Djukić is with the Faculty of Technical Sciences, University of Kragujevac, 65 Svetog Save, 32000 Cacak, Serbia (e-mail: slobodan.djukić@ftn.kg.ac.rs).

with two second type current conveyors and three NMOS transistors without any passive components. Gift [13] proposed a new operational conveyor full-wave rectifier with current-mode absolute-value circuit. This circuit consists of complementary common base transistors biased by current sources and diode connected transistors. Unfortunately, this realization does not eliminate output offset voltage, which makes significant difficulties when we want to rectify small amplitude signal.

This paper presents a simple design with two current conveyors, two diodes, two DC voltage sources, one DC current source, and without any resistors. Proposed rectifier is suitable for small-amplitude signals rectifying. Current conveyor based on current steering output stage with good voltage and current transfer characteristic, without r_x resistance, is used for rectifier design.

II. CURRENT CONVEYOR IMPLEMENTATION EMPLOYING CURRENT-STEERING OUTPUT STAGE

In the case of current-mode processing circuits we always have a need to make copy of the current and we make it with different type of the current conveyor [14]. The second type of the current conveyor (negative) can be represented as a three terminal device in which voltage applied to high-impedance terminal Y is buffered with unity gain to the terminal X, and current from terminal X is mirrored to terminal Z. Symbol of the current conveyor is presented in Fig 1.

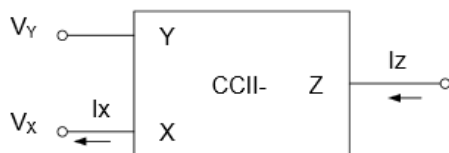


Fig. 1. Symbol of the second type current conveyor (negative)

Mathematically, the second type of the current conveyor (negative) can be described by the matrix equation:

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_Y \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & r_x & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_X \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (1)$$

or by three linear equations:

$$V_Y = V_X + r_x I_X \quad (2)$$

$$I_Y = 0 \quad (3)$$

$$I_Z = -I_X \quad (4)$$

where r_x is input resistance seen at the inverting terminal of the current conveyor.

In the case that the value of r_x is approximately zero, we

have an ideal current conveyor.

A new current-conveyor formulation based on current-steering output stage [15] which detailed explanation is done in the paper [16,17], will be used in this paper.

III. PROPOSED RECTIFICATION CIRCUIT

At the beginning real and approximate volt-ampere characteristic of a small-signal diode has to be shown. Volt-ampere characteristic for small-signal silicon diode in the direct polarization is presented in Fig. 2 (full line). Theoretical considerations result in the following relation for current and voltage in a junction diode:

$$i_D = I_s \left[\exp\left(\frac{v_D}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (5)$$

where I_s represent reverse saturation current and has a value on the order of 0.01pA for small-signal junction diode (1N4148) at room temperature. V_T is thermal voltage, at room temperature it amounting to $V_T = 26$ mV. Therefore, the current begins to flow at the voltage $V_f = v_D = 0.5$ V, and within $V_f < v_D < V_f$ functional dependence is not linear, and for $v_D > V_f$ ampere-volt characteristic is linear with the slope $1/R_f$ (R_f is diode resistance in the direct polarization and V_f is ca 0.6 V for Si-diode). Thus, diode characteristic for direct polarization can be approximated with voltage battery V_f in series with resistance R_f (dot line). Also, it can be noticed that small current I_0 flows through diode at the voltage V_f . Therefore, in order to put the diode on the edge of conduction, battery V_B for direct polarization has to be used, and the following relation has to be fulfilled

$$V_f < V_B \leq V_f \quad (6)$$

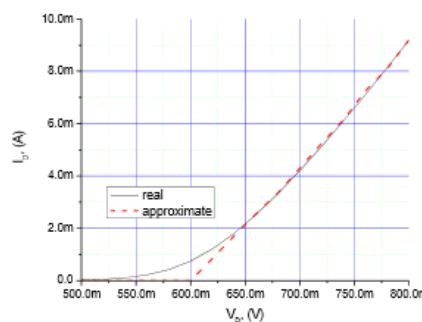


Fig. 2. Characteristic $I_D = f(V_D)$: a) real- full line, b) approximate - dash line.

Proposed full-wave rectifier circuit is presented in Fig. 3. Functional explanation for the proposed full-wave rectifier is as follows:

$V_{in} = 0$, DC currents I_0 flow through diodes D1 and D2, and these currents are provided by the DC current sources $2I_0$, $V_{x1} = 0$, $V_{x2} = V_B$, $V_{out} = 0$.

$V_{in} +$, additional current i_{x1} (thick arrow) flows through diode D1 and the following equation can be set:

$$V_{in} - V_f - R_f i_{x1} + V_B = 0 \Rightarrow i_{x1} = \frac{V_{in}}{R_f} \quad (V_B \cong V_f) \quad (7)$$

and output voltage of the rectifier is

$$V_{out} = -R_L i_{x1} = -\frac{R_L}{R_f} V_{in} \quad (8)$$

$V_{in} -$, additional current i_{x2} (thick arrow) flows through diode D2 and the following relation is reached:

$$V_{in} + V_f + R_f i_{x2} - V_B = 0 \Rightarrow i_{x2} = -\frac{V_{in}}{R_f} \quad (V_B \cong V_f) \quad (9)$$

and output voltage of the rectifier is

$$V_{out} = -R_L i_{x2} = \frac{R_L}{R_f} V_{in} \quad (10)$$

Generally, the following equation for positive and negative input signal, is valid

$$V_{out} = -\frac{R_L}{R_f} |V_{in}| \quad (11)$$

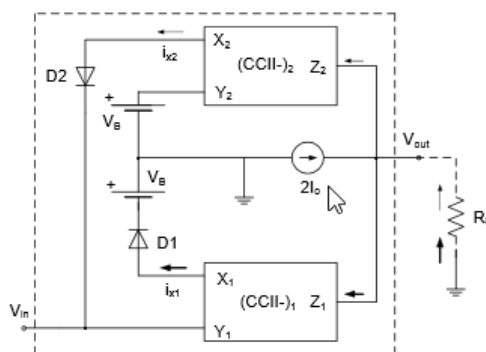


Fig. 3. Proposed precision full-wave rectifier.

Therefore, we have proved that the circuit in Fig. 3 is full-wave rectifier with amplification or rectifier with attenuation. The DC current source $2I_0$ is used for elimination of the offset voltage at the rectifier output. It is important to note that an increasing of V_{in} in positive direction causes the offset current I_0 through D2 goes down, and it becomes zero for

$V_{in} > V_f$, causing an increase of the offset current of D1 to $2I_0$. In our case it is not important because the circuit rectifies small-amplitude input signal.

IV. SIMULATION RESULTS

The proposed full-wave rectifier is realised as shown in Fig. 3, with: I ($V_B = 0.58$ V, $I_0 = 1.4$ mA, $R_L = 28$ Ω), II ($V_B = 0.6$ V, $I_0 = 0.74$ mA, $R_L = 26$ Ω), III ($V_B = 0.62$ V, $I_0 = 1.7$ mA, $R_L = 25.4$ Ω). Fast diode 1N4148, whose characteristic $i_D = f(v_D)$ is shown in Fig. 2, has been used in the circuit. From Fig. 2 we can conclude that R_f changes the value within range $20 \Omega \leq R_f \leq 50 \Omega$, and value for R_L must be variable for unity gain of the rectifier. All npn transistors in the circuit are 2N3904 and all pnp transistors are 2N3906. Operational amplifier TL082 uses FET transistors at differential entry points and has small DC bias currents.

Transfer characteristic of the full-wave rectifier is shown in Fig. 4.

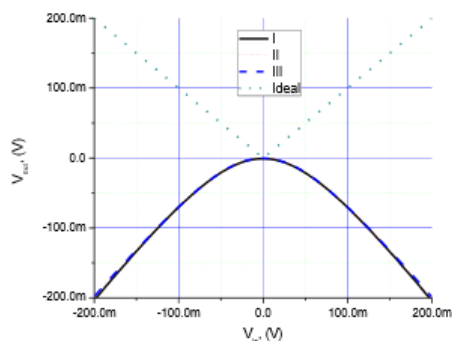


Fig. 4. Transfer characteristic of the proposed full-wave rectifier.

From transfer characteristic of the proposed full-wave rectifier it is clear that there is no dead zone at input signal zero crossing. Also, a significant deviation from ideality occurs (mathematically equation $y = -|x|$). The deviation from ideality is a consequence of R_f variability.

Rectified output of the proposed rectifier for 200 mV_{pk} input signal and frequency a) 200 kHz, I, II, III b) 1 MHz, II, is shown in Fig. 5.

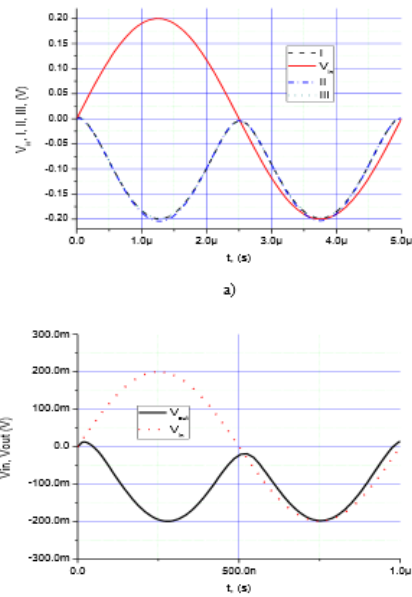


Fig. 5. Rectified output for $V_{in}=200$ mV: a) I, II,III, $f = 200$ kHz, b) II, $f = 1$ MHz.

Since the rectifier is a significantly nonlinear device, the conventional AC analysis cannot be used for evaluating the quality of its high-frequency operation, and the concept of the generalized frequency response (GFR) will be used [18-21]. Average Value Ratio (AVR) is the first characteristic of the rectifier, and can be calculated as

$$\rho_{AVR} = \frac{\frac{1}{T} \int v_{rect}(t) dt}{\frac{1}{T} \int v_{ideal}(t) dt} \quad (12)$$

Here, $v_{rect}(t)$ is signal at the output of the rectifier, $v_{ideal}(t)$ is absolute value of the input signal, and the T is signal repetition period. The ideal operation of the rectifier is characterized by the value, $\rho_{AVR} = 1$.

The second characteristic is ratio of the two RMS values, the RMS of the difference of the real and ideal output v_{rect} and v_{ideal} , and the RMS value of the ideal signal, and can be calculated as

$$\rho_{RMSE} = \sqrt{\frac{\frac{1}{T} \int [v_{rect}(t) - v_{ideal}(t)]^2 dt}{\frac{1}{T} \int [v_{ideal}(t)]^2 dt}} \quad (13)$$

For ideal rectifier circuit we have $v_{rect}(t) = v_{ideal}(t)$, the result is $\rho_{RMSE} = 0$, while in the case of total attenuation of the input signal it is $\rho_{RMSE}=1$.

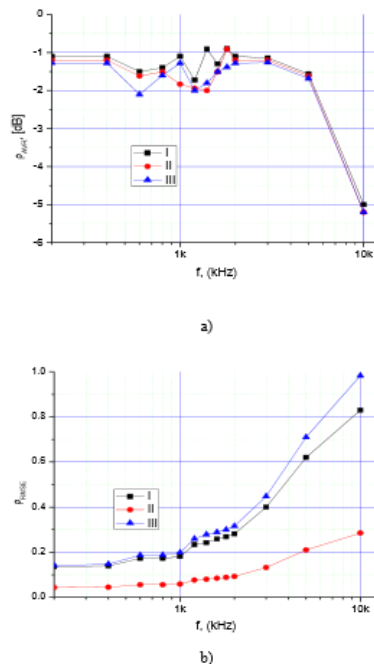


Fig. 6. Generalized frequency response of the rectifier for input signal of the $V_{in}=200$ mV and I ($V_B = 0.58$ V, $I_0 = 1.4$ mA, $R_t = 28 \Omega$), II ($V_B = 0.6$ V, $I_0 = 0.74$ mA, $R_t = 26 \Omega$), III ($V_B = 0.62$ V, $I_0 = 1.7$ mA, $R_t = 25.4 \Omega$) a) AVR versus frequency, b) RMS error versus frequency

The transient analysis of the rectifier was performed repeatedly over a time interval of $5 \mu s$ for the input signal of 200 mV, and for frequencies from 200 kHz to 10 MHz. To eliminate transients at the beginning of the analysis runs, integral characteristics (12) and (13) of the rectified signal were computed from $2.5 \mu s$ to $5 \mu s$.

As can be seen from Fig. 6(a), the rectified voltage has attenuation of ca 0.87 for the frequencies below 4 MHz, and the $3dB$ bandwidth of DC value transfer is ca 6 MHz. Voltage attenuation at the output of the proposed rectifier is consequence of the DC transfer characteristic (his deviation from ideality). Fig 6 (b) shows that the polarization of the diodes with $V_B=0.6V$ is with the smallest RMS error.

V. CONCLUSION

A CCII-based full-wave rectifier has been presented in this paper. The circuit employs two CCII-, two diodes, two DC voltage sources and one DC current source. The circuit is realized for rectifying small-amplitude signals, but it can be modified for high-amplitude signals as well. Furthermore, the proposed circuit is very simple for implementation in the BJT technology and no buffering is needed if the load driven has low impedance. Concept of the generalized frequency response is used to evaluate high-frequency performances of the rectifier. Current conveyor based on current steering output stage presented here, overcomes the problem of limited current and voltage transfer accuracy.

REFERENCES

- [1] Toumazou, C. – Lidgey, F.: Wide-band Precision Rectification, IEE PROCEEDINGS 134 Pt. G, No. 1 (1997), 7–15.
- [2] Djukic, S.: Contribution's to the analysis and design of analog current processing. Ph.D. dissertation, TF Cacak, Serbia, (1999).
- [3] Khan, A. - El-Ela, M. A. - Al-Turaigi, M.A.: Current-Mode Precision Rectification. *International Journal of Electronics* 79 No. 6 (1995), 853–856.
- [4] Giř, S. - Maundy, B.: Versatile Precision Full-Wave Rectifiers for Instrumentation and Measurement. *IEEE Trans. Instrumentation and measurement* 56 No. 5 (2007), 1703–1709.
- [5] Toumazou, C. – Lidgey, J. – Chattong, S.: High Frequency Current Conveyor Precision Full-Wave Rectifier. *Electronics Letters* 30 No. 1 (1994), 745–746.
- [6] Hayatleh, K. – Porta, S. - Lidgey, F.: Temperature Independent Current Conveyor Precision Rectifier, *Electronics Letters* 30 No. 25 (1994), 2091–2093.
- [7] Djukic, S.: Full-Wave Current Conveyor Precision Rectifier. *Serbian Journal of Electrical Engineering* 5 No. 2 (2008), 263–267.
- [8] Mompapasorn, A. - Dejhan, K. - Cheevasuvit, F.: A Full-Wave Rectifier Using a Current Conveyor and Current Mirrors. *International Journal of Electronics* 88 No. 7 (2001), 751–758.
- [9] Kunnigern, M. - Dejhan, K.: Current Conveyor-Based Versatile Precision Rectifier, *WSEAS Transactions on Circuit and Systems* 7 No. 12 (2008), 1070–1079.
- [10] Sahu, P. - Singh, M. - Baishya, A.: A Novel Versatile Precision Full-Wave Rectifier, *IEEE Transactions on instrumentation and measurement* 59 No. 10 (2010), 2742–2746.
- [11] Koton, J. - Herencsar, N. – Vrba, K., Minimal configuration precision full-wave rectifier using current and voltage conveyors. *IEICE Electronics Express* 7 No. 12 (2010), 844–849.
- [12] Yuce, E. - Minaei, S. - Cicekolly, O.: Full-Wave Rectifier Realization Using Only Two CCII+ and NMOS Transistors. *International Journal of Electronics* 93 No. 8 (2006), 533–541.
- [13] Giř, S.: Hybrid Current Conveyor-Operational Amplifier Circuit. *International Journal of Electronics* 88 No.12 (2001), 1225–1235.
- [14] Giř, S.: New Precision Rectifier Circuits With High Accuracy and Wide Bandwidth. *International Journal of Electronics* 92 No. 10 (2005), 601–617.
- [15] Wilson, B. - Al-Gahtani, M. – Vosper, J.-Deloughry, R.: High-Precision Current Conveyor Implementation Employing a Current-Steering Output Stage, *International Journal of Electronics* 93 No. 10 (2006), 653–662.
- [16] S. Djukic, M.D. Veskovic, A. R. Vulovic, "An improved precision full-wave rectifier for low-level signal", 9th International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC '10, Timisoara, Romania, November 11-12, 2010, Conference Proceedings ISBN: 978-1-4244-8458-4, IEEE Catalog Number: CFP1003L-PRT, pp 33-38.
- [17] S. R. Djukić, M. D. Vesković, " An improved operational conveyor based on current- steering output stage", 57th National Scientific Conference, ETRAN 2013, Zlatibor, Serbia, June 03-06, 2013, Conference Proceedings ISBN: 978-86-80509-68-6, pp EL. 2.4 1-4
- [18] Birolek D, Biolkova V., Kolka Z. AC analysis of operational rectifiers via conventional circuits simulators. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, 2004. Vol.3. 3. No. 10. P. 2291-2295.
- [19] Koton J., Lahiri A., Herencsar N., Vrba K., Current-Mode Dual-Phase Precision Full-Wave Rectifier Using Current-Mode Two-Cell Winner-Takes-All(WTA) Circuit, *RADIOENGINEERING*, Vol. 20, no. 2., June 2011, p 428-432
- [20] Khateb F., Vavra J., Birolek D., A Novel Current-Mode Full-Wave Rectifier Based on CDTA and Two Diodes, *RADIOENGINEERING*, Vol. 19. No. 3, September 2010, p. 437-445.
- [21] www.spectrum-soft.com.

БИОГРАФИЈА

Мр Милан Весковић је рођен 03.09.1969. године у Краљеву, Република Србија. Живи у Коњевићима, општина Чачак. Основну школу и Гимназију завршио је у Чачку. Дипломирао је на Факултету техничких наука у Новом Саду 11.03.2002. године на електротехничком одсеку, на смеру за електронику и телекомуникације. Дипломски рад под називом "Realizacija aktivnog NF – filtra sa strujnim prenosnicima" одбранио је са оценом 10 (десет) и стекао звање дипломирани инжењер електротехнике. Последипломске студије уписао је школске 2005/2006. године на Техничком факултету у Чачку, где је положио све испите предвиђене наставним планом и програмом на смеру Електротехника, научна област Електромагнетика са просечном оценом 10,00 (десет). Магистарску тезу под називом "Решавање електростатичких проблема проводника у жлебу са посебним освртом на примену метода фиктивних извора" одбранио је у децембру 2009. године на Техничком факултету у Чачку.

Запослен је на Факултету техничких наука у Чачку од 01.10.2007. године као стручни сарадник а од 17.04.2010. године као асистент на Катедри за општу електротехнику и електронику на предметима: Основи електротехнике 2, Практикум из основа електротехнике 2, Теорија електричних кола, Основе електронике и Линеарне електронике, где и сада ради.

До сада има двадесет пет објављених радова на међународним и домаћим конференцијама као и у међународним и домаћим часописима. Радови се односе на примену нумеричких метода у електромагнетици (метод фиктивних извора) за решавање електростатичких проблема проводника, као и на обраду сигнала струјним процесирањем у области електронике. Ове две области представљају главне смерове његовог даљег усавршавања.

У току досадашњег рада био је ангажован на пројекту „Чистија производња 2011 у сарадњи са локалном самоуправом“ Центра за чистију производњу (СЉС), UNIDO (United Nations Industrial Development Organization) и града Чачка, који је са успехом савладао и постао UNIDO консултант за увођење чистије производње (UNIDO CP (Cleaner Production) Programme Consultant).

БИБЛИОГРАФИЈА

МАГИСТАРСКА ТЕЗА

М. Д. Весковић: „Решавање електростатичких проблема проводника у жлебу са посебним освртом на примену метода фиктивних извора”, Технички факултет Чачак, 2009. године.

СПИСАК ОБЈАВЉЕНИХ НАУЧНИХ РАДОВА

1. A. M. Milovanovic, B. M. Koprivica, **M. D. Veskovic**: „The Capacitance of Two Wire Line with Rectangular Cross Section”, 2nd International Conference on Electrical Systems Design and Technologies, Hammamet, Tunisia, November 8-10, 2008, CD Proceedings. **(M33)**
2. **М. Д. Весковић**, М. В. Плазанић, М. М. Добричић, "Примена метода фиктивних извора на решавање поља двојичних водова", зборник радова 53. Конференција за ЕТРАН, Врњачка Бања, 15-18 јуна 2009.г., АП1.9-1-3. **(M63)**
3. С. Ђукић, **М. Весковић**, "Двострани усмерач за мале сигнале са операционим преносником и струјним огледалима", зборник радова 53. Конференција за ЕТРАН, Врњачка Бања, 15-18 јуна 2009.г., ЕЛ3.4-1-4. **(M63)**
4. С. Ђукић, **М. Весковић**, "Двострани усмерач за мале сигнале са операционим преносником и струјним огледалима јединичног појачања", *Техника и пракса*, број 1, април 2010., стр.33-42. ISSN 2217-2130. **(M63)**
5. **М. Д. Весковић**, Ј. М. Живанић, М. В. Плазанић, М. М. Добричић, "Одређивање поља и потенцијала цилиндричних проводника у жлебу", зборник радова 54. Конференција за ЕТРАН, Доњи Милановац, 7-10 јуна 2010.г., АП1.8-1-3. **(M63)**
6. S. Djukić, **M. D. Vesković**, A. R. Vulović, "An improved precision full-wave rectifier for low-level signal", 9th International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC '10, Timisoara, Romania, November 11-12, 2010, Conference Proceedings ISBN: 978-1-4244-8458-4, IEEE Catalog Number: CFP1003L-PRT, pp 33-38. **(M33)**

7. **М. Д. Весковић**, С. Ђукић, А. Р. Вуловић "Реализација активног НФ-филтра са операционим појачавачем", *Техника и пракса*, број 5, 2011., стр.67-74. ISSN 2217-2130
8. **М. Д. Весковић**, Ј. М. Живанић, Ана Р. Вуловић, "Примена метода фиктивних извора за решавање поља масивних цилиндричних проводника у угаонику", зборник радова 55. Конференција за ЕТРАН, Бања Врућица, 6-9 јуна 2011.г., АП1.2-1-4. (M63)
9. Slobodan R. Djukic, Zoran Z. Ebersold, **Milan D. Veskovic**, "Operational Conveyor-Based Precision Full-Wave Rectifier", *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, Vol. 6. N.5 - Part B, September - October 2011, 4, IEEE Catalog Number: CFP1003L-PRT, pp 33-38. (M22)
10. **М. Д. Весковић**, С. Р. Ђукић, З. З. Еберсолд "Операциони преносник на бази излазног степена са струјним кормиларењем", зборник радова 56. Конференција за ЕТРАН, Златибор, 11-14 јуна 2012.г., ЕЛ1.3-1-3. (M63)
11. С. Р. Ђукић, **М. Д. Весковић**, "Побољшана верзија операционог преносника на бази излазног степена са струјним кормиларењем", зборник радова 57. Конференција за ЕТРАН, Златибор, 03-06 јуна 2013.г., ЕЛ2.4.1-4. (M63)

(S. R. Djukić, M. D. Vesković, " An improved operational conveyor based on current- steering output stage", 57th National Scientific Conference, ETRAN 2013, Zlatibor, Serbia, June 03-06, 2013, Conference Proceedings ISBN: 978-86-80509-68-6, pp EL 2.4-1-4. (M63))
12. **М. Д. Весковић**, С. Р. Ђукић, А. Р. Вуловић "Генератор троугаоних сигнала на бази астабилног мултивибратора и струјног преносника друге врсте", зборник радова 57. Конференција за ЕТРАН, Златибор, 03-06 јуна 2013.г., ЕЛ2.5.1-4. (M63)
13. **М. Vesković**, J. Živanić, M. Plazinić, V. Ostraćanin, "Determination of the Capacitance per Unit Length Cylindrical Conductor Line in Groove", 11th International Conference on Applied Electromagnetics, ПЕС 2013, Ниш, Serbia, September 01-04, 2013, Conference Proceedings ISBN: 978-86-6125-088-0, pp 139-140. (M33)
14. S. Djukić, **M. D. Vesković**, "Precision Rectifier With Modified Second Type Current Conveyor Using Unity-Gain Current Mirror", 13th International Scientific Conference, UNITECH 2013, Gabrovo, Bulgaria, November 22-23, 2013, Conference Proceedings ISSN: 1313-230X, pp I-180-I-184. (M33)
15. В. Bogićević, **M. D. Vesković**, "USB HID komunikacija mikrokontrolera sa računаром", 6th Student projects conference, IEEEESTEC 2013, Ниш, Serbia, November 28, 2013,

- Conference Proceedings ISBN: 978-86-6125-097-2, COBISS.SR-ID 202668044, pp 165-167. (M63)
16. **M. Vesković**, J. Živanić, M. Plazinić, V. Ostraćanin, "Determination of the Capacitance per Unit Length Cylindrical Conductor Line in Groove", *SCIENTIFIC BULLETIN OF The Politehnica University of Timisoara, Transactions on MATHEMATICS&PHYSICS*, Vol. 59(73), Issue 1, 2014, pp 76-86, ISSN-L 1224-6069.
 17. **M. Vesković**, M. Plazinić, A. Plazinić, "PRIMENA PROGRAMSKOG PAKETA PSPICE U REALIZACIJI NASTAVE IZ OBLASTI TEORIJE ELEKTRIČNIH KOLA", *TEHNIKA I INFORMATIKA U OBRAZOVANJU*, 5. Konferencija sa međunarodnim učešćem, Fakultet tehničkih nauka Čačak, TIO 2014, Čačak, Srbija, Maj 30-31, 2014, ISBN: 978-86-7776-165-3, pp 190-198. (M63)
 18. S. Djukić, **M. D. Vesković**, "A novel current-mode precision full-wave rectifier for small-amplitude signal", 11th International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC 2014, Timisoara, Romania, November 14-15, 2014, Conference Proceedings ISBN: 978-1-4799-7265-4, IEEE Catalog Number: CFP1403L-CDR, pp 1-4. (M33)
 19. **M. Vesković**, J. Živanić, V. Ostraćanin, "Solution of Monitoring for Surge Arrestors", 15th International Scientific Conference, UNITECH 2015, Gabrovo, Bulgaria, November 20-21, 2015, Conference Proceedings ISSN: 1313-230X, pp I-227-I-230. (M33)
 20. DJUKIĆ S., **Vesković M. D.**: "Model of the Operational Conveyor based on Currentsteering output stage", 51st International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, ICEST 2016, Ohrid, Macedonia, Jun 28-30, 2016, http://icestconf.org/wp-content/uploads/icest_2016/03_SP_O_3_12.pdf, pp 9-12. Conference Proceedings ISBN-13 978-9989-786-78-5, pp 149-152. (M33)
 21. Papić, M., Stanković, N., Pantelić, N., **Vesković, M.**: *Analysis of Some Online Educational Resources in Serbia*, International scientific conference "UNITECH", Proceedings, pp. 268-271, ISSN: 1313-230X, 18 – 19th November 2016, Gabrovo, Bulgaria. (M33)
 22. Predrag B. Petrovic, Milan Veskovic, Slobodan Dukic, Voltage mode electronically tunable full-wave rectifier, *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING*, VOL 68 (Jan. 2017), NO1, 1–7. DOI: 10.1515/jee-2017-0008, Print (till 2015) ISSN 1335-3632, On-line ISSN 1339-309X, (M23)
 23. Predrag B. Petrovic, **Milan Veskovic**, Bipolar Current Controlled Rectifier Circuits, *Journal of Communications Technology and Electronics*, (Apr. 2017), Vol. 62, No. 4, pp. 432–439. ISSN 1064-2269. (M23)

24. **M. Vesković**, S. Djukić: „New Current- Mode Full-Wave Precision Rectifier Based on Two CCII and Two Diodes“, Proceedings of the international Conference of Electrical, Electronics and Computing Engineering, IcETRAN 2017, Kladovo, Serbia, June 05-08, ISBN 978-86-7466-682-0, pp. EL12.2.1-5. **(M33)**

25. **M. Vesković**, J. Živanić, N. Cvetković, Z. Jevremović, "Capacitance Determination of Cylindrical Conductor of Square Cross Section Placed in Groove", 13th International Conference on Applied Electromagnetics, ПЕЕС 2017, Niš, Serbia, August 30 – September 01, 2017, Conference Proceedings ISBN: 978-86-6125-185-6, pp. O4-3. **(M33)**