



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH EXTRÉMNĚ NÍZKONAPĚŤOVÉHO USMĚRŇOVAČE V CMOS TECHNOLOGII

DESIGN OF EXTREMELY LOW-VOLTAGE RECTIFIER IN CMOS TECHNOLOGY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Nikola Musilová

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. et Ing. Fabian Khateb, Ph.D. et Ph.D.

BRNO 2022

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

Studentka: Nikola Musilová

ID: 220840

Ročník: 3

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Návrh extrémně nízkonapěťového usměrňovače v CMOS technologii

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s vlastnostmi CMOS integrovaných usměrňovačů pracujících s extrémně nízkým napájecím napětím a s nízkou spotřebou, vhodných pro senzorové a biomedicínské aplikace. Cílové napájecí napětí je v rozmezí 0,5 V až 0,3 V a výkonová spotřeba v řádech desítek nanowattů. Navrhněte CMOS strukturu a proveďte simulace v programu Pspice/Cadence. Zohledněte přitom nároky na parametry, které jsou na tyto usměrňovače kladeny.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 7.2.2022

Termín odevzdání: 2.6.2022

Vedoucí práce: prof. Ing. et Ing. Fabian Khateb, Ph.D. et Ph.D.

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Cílem práce je navrhnout nízkonapěťový a nízkovýkonový usměřovač pomocí CMOS technologie a operačního zesilovače pro vstupní napětí v řádu desítek mV, které odpovídá sensorovým a biomedicínským aplikacím. Obvod umožňuje jak jednocestné, tak dvoucestné usměrnění. Klíčovými parametry jsou velké zesílení a velmi malá výkonová spotřeba operačních zesilovačů, které tvoří usměřovač.

Klíčová slova

CMOS technologie, usměřovač, diferenční pár, operační zesilovač, bulkem řízená technika, negativní vodivost

Abstract

The aim of this work is to design a low-voltage and low-power rectifier using CMOS technology and an operational amplifier for input voltages in the order of tens of mV, which correspond to sensor and biomedical applications. The circuit allows both half-wave and full-wave rectification. The key parameters are high gain and very low power consumption of the operational amplifiers that make up the rectifier.

Keywords

CMOS technology, rectifier, differential pair, operational amplifier, bulk-driven technique, negative conductance

Bibliografická citace

MUSILOVÁ, Nikola. *Návrh extrémně nízkonapětového usměrňovače v CMOS technologii* [online]. Brno, 2022 [cit. 2022-05-30]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/142153>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Fabian Khateb.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Nikola Musilová*

VUT ID studenta: *220840*

Typ práce: *Bakalářská práce*

Akademický rok: *2021/22*

Téma závěrečné práce: *Návrh extrémně nízkonapětového
usměrňovače v CMOS technologii*

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 2. června 2022

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. et Ing. Fabianu Khatebovi, Ph.D. et Ph.D. a pracovníkům firmy Onsemi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 2. června 2022

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK	10
ÚVOD	11
1 ÚVOD DO CMOS TECHNOLOGIE	12
1.1 MOS TRANZISTORY	12
1.2 ZÁKLADNÍ REŽIMY MOS TRANZISTORŮ	13
1.2.1 Režim zahrazení	13
1.2.2 Lineární režim	13
1.2.3 Režim saturace	14
1.3 PRACOVNÍ OBLASTI MOS TRANZISTORŮ	15
1.3.1 Oblast slabé inverze	15
1.3.2 Oblast silné inverze	15
1.3.3 Oblast saturace rychlosti nosičů náboje	16
2 TYPY USMĚRŇOVAČŮ	17
2.1 DIODOVÉ USMĚRŇOVAČE	17
2.1.1 Jednocestné usměrnění	17
2.1.2 Dvoucestné usměrnění	18
2.2 OPERAČNÍ USMĚRŇOVAČE	19
2.2.1 Jednocestné usměrnění	19
2.2.2 Dvoucestné usměrnění	20
2.3 USMĚRŇOVAČ NA BÁZI CDTA	21
2.4 BULKEM ŘÍZENÝ DIFERENCIÁLNÍ DIFERENČNÍ ZESILOVAČ S KVAZI PLOVOUCÍM HRADLEM	22
2.5 USMĚRŇOVAČ WINNER-TAKES-ALL	24
2.6 TECHNIKA PRO ZVÝŠENÍ NAPĚTOVÉHO ZESÍLENÍ ZÁPORNOU VODIVOSTÍ PRO NÍZKONAPĚTOVÉ A VYSOKORYCHLOSTNÍ OPERAČNÍ ZESILOVAČE	25
2.7 NÁVRH A IMPLEMENTACE 0,3V DIFERENCIÁLNÍHO OBVODU DIFERENČNÍHO ZESILOVAČE	27
2.8 TRÍSTUPŇOVÝ OTA 0,25 V RAIL-TO-RAIL SE ZVÝŠENÝM ZESÍLENÍM	28
3 PRAKTICKÁ ČÁST	30
3.1 JEDNODUCHÝ USMĚRŇOVAČ REALIZOVANÝ POMOCÍ DIFERENČNÍHO PÁRU	30
3.1.1 Výsledky simulací	31
3.2 DVOUSTUPŇOVÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ	31
3.2.1 Simulace stability	32
3.2.2 Simulace diferenčního zesílení a šířky pásma	33
3.2.3 Simulace CMRR	34
3.2.4 Simulace offsetu	35
3.2.5 Spotřeba	36
3.2.6 Simulace SR	36
3.3 DVOUSTUPŇOVÝ OPERAČNÍ USMĚRŇOVAČ	37
3.3.1 Výsledky simulací	38
3.4 BULKEM ŘÍZENÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ S NEGATIVNÍ VODIVOSTÍ	39
3.4.1 Simulace parametrů	40
3.5 BULKEM ŘÍZENÝ DVOUSTUPŇOVÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ S FOLDED KASKODOU	46

3.5.1	<i>Simulace parametrů</i>	47
3.6	BULKEM ŘÍZENÝ TŘÍSTUPŇOVÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ.....	54
3.6.1	<i>Simulace parametrů</i>	55
3.7	MONTE CARLO.....	62
4	ZÁVĚR	65
	LITERATURA	67
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	69

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Typy označení NMOS tranzistorů [1]	12
1.2	Typy označení PMOS tranzistorů [1]	12
1.3	Výstupní charakteristika NMOS tranzistoru [1]	15
1.4	Pracovní oblasti MOS tranzistoru [11]	16
2.1	Zapojení jednocestného diodového usměrňovače [2]	18
2.2	Zapojení dvoucestného diodového usměrňovače [3]	18
2.3	Graetzův usměrňovač [3]	19
2.4	Zapojení jednocestného operačního usměrňovače [7]	20
2.5	Zapojení dvoucestného operačního usměrňovače [7]	21
2.6	Usměrňovač založen na CDTA [6]	22
2.7	a) Schématická značka DDA zesilovače, b) Vnitřní schéma DDA zesilovače [5]	23
2.8	Dvoucestný usměrňovač s použitím dvou DDA zesilovačů [5]	23
2.9	Schéma zapojení s usměrňovačem Winner-Takes-All [4]	25
2.10	Základní koncept zvýšení zisku zápornou vodivostí a) základní konstrukce zesilovače b) malosignálový ekvivalentní obvod [9]	26
2.11	Záporná vodivost využívající diferenční pár s křížovou vazbou [9]	26
2.12	Rail-to-rail operační zesilovač s NMOS vstupními tranzistory [10]	27
2.13	a) Vnitřní schéma bulkem řízeného DDA zesilovače, b) Schématická značka DDA zesilovače, [11]	28
2.14	Schéma třístupňového operačního zesilovače [12]	29
3.1	Schéma zapojení usměrňovače – diferenční pár	31
3.2	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu diferenčního páru při napájení $\pm 0,25$ V	31
3.3	Schéma zapojení dvoustupňového operačního usměrňovače [11]	32
3.4	Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátor 3 pF	33
3.5	Kmitočtová charakteristika operačního zesilovače	34
3.6	Kmitočtová charakteristika pro zjištění zesílení souhlasného vstupního signálu	35
3.7	Stejnoseměrná analýza pro zjištění offsetu	36
3.8	Tranzientní analýza pro simulaci <i>SR</i>	37
3.9	Schéma zapojení dvoustupňového operačního usměrňovače – dvoucestné usměrňování	38
3.10	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu dvoustupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$	38
3.11	Kmitočtová charakteristika dvoustupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V	39
3.12	Schéma zapojení bulkem řízeného operačního zesilovače se zápornou vodivostí s napájením $\pm 0,4$ V	40
3.13	Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátor 4 pF	41
3.14	Kmitočtová charakteristika pro zjištění zesílení souhlasného vstupního signálu	42
3.15	Stejnoseměrná analýza pro zjištění offsetu	42
3.16	Tranzientní analýza pro simulaci <i>SR</i>	43
3.17	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se zápornou vodivostí při napájení $\pm 0,4$ V	44
3.18	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se zápornou vodivostí při napájení $\pm 0,4$ V při rozmitání frekvence a) 10 Hz b) 100 Hz c) 1kHz	45
3.19	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se zápornou vodivostí při napájení $\pm 0,4$ V při rozmitání amplitudy	46
3.20	Schéma zapojení bulkem řízeného dvoustupňového operačního zesilovače s folded kaskodou s napájením $\pm 0,25$ V	47

3.21	Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátor 8 pF.....	48
3.22	Kmitočtová charakteristika operačního zesilovače	49
3.23	Kmitočtová charakteristika pro zjištění zesílení souhlasného vstupního signálu	49
3.24	Stejnoseměrná analýza pro zjištění offsetu	50
3.25	Tranzientní analýza pro simulaci <i>SR</i>	50
3.26	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu dvoustupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V	51
3.27	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se folded kaskodou při napájení $\pm 0,25$ V při rozmítání frekvence a) 10 Hz b) 100 Hz c) 1kHz.....	53
3.28	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se folded kaskodou při napájení $\pm 0,25$ V při rozmítání amplitudy.....	54
3.29	Schéma zapojení bulkem řízeného třístupňového operačního zesilovače s napájením $\pm 0,25$ V	55
3.30	Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátor C_{C1}	56
3.31	Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátory C_{C1} a C_{C2}	57
3.32	Kmitočtová charakteristika operačního zesilovače	57
3.33	Kmitočtová charakteristika pro zjištění zesílení souhlasného vstupního signálu	58
3.34	Stejnoseměrná analýza pro zjištění offsetu	58
3.35	Tranzientní analýza pro simulaci <i>SR</i>	59
3.36	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu třístupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V	60
3.37	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu třístupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V při rozmítání frekvence a) 10 Hz b) 100 Hz c) 1kHz	61
3.38	Časové průběhy vstupních a výstupního signálu třístupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V při rozmítání amplitudy	62
3.39	Výsledek Monte Carlo simulace dvoustupňového operačního zesilovače s negativní vodivostí	63
3.40	Výsledek Monte Carlo simulace dvoustupňového operačního zesilovače s folded kaskodou	63
3.41	Výsledek Monte Carlo simulace třístupňového operačního zesilovače	64

SEZNAM TABULEK

3.1	Tabulka parametrů dvoustupňového operačního zesilovače	37
3.2	Tabulka parametrů operačního zesilovače se zápornou vodivostí.....	44
3.3	Tabulka parametrů dvoustupňového operačního zesilovače s folded kaskodou	52
3.4	Tabulka parametrů třístupňového operačního zesilovače.....	60

ÚVOD

Tato práce se zabývá návrhem usměrňovače, který je schopen usměrnit signály pro senzorové a biomedicínské aplikace a při splnění podmínek velmi malého napájecího napětí a nízké výkonové spotřeby. Jelikož se jedná o návrh pro malá napájecí napětí, bylo nutné, aby všechny tranzistory pracovaly ve slabé inverzi.

Pro usměrnění signálů se velmi často používají diodové usměrňovače, u kterých ale dochází k úbytku napětí na diodách, a proto nejsou schopny usměrnit signál, jejichž amplituda je 0,7 V a méně (podle toho, jaké diody se použijí). Dnes se pro usměrnění malých signálů využívá CMOS technologie, která zaujímá místo v popředí při realizaci mikroelektronických obvodů a využívá MOS tranzistory.

Proto, aby obvod měl co nejmenší spotřebu, je nutné snížit napájecí napětí, pracovní proud, nejlépe obojí. U běžných zapojení nelze napájecí napětí snižovat na velmi nízké hodnoty z toho důvodu, že funkci obvodu limituje prahové napětí tranzistoru. Pro extrémně nízkonapětové obvody je potřeba využít jednu ze speciálních technik při návrhu, a tak lze snížit prahové napětí a zajistit tak funkci tranzistoru při minimálním napětí. Druhý způsob, jak snížit spotřebu, je snížení proudu ve větvích obvodů. Proud nemůže nabývat velmi nízkých hodnot, protože ovlivňuje některé důležité parametry operačního zesilovače jako například šířku pásma nebo rychlost přeběhu.

V první části práce je uvedena teorie CMOS technologie a pracovní oblasti tranzistorů, které jsou důležité pro správnou funkci tranzistorů, a tudíž i celého obvodu. V každém režimu dochází k nežádoucím jevům. Oblast slabé inverze, ve které MOS tranzistory pracují při usměrnění nízkonapětových signálů, je charakteristická velkým šumem. V práci jsou uvedené usměrňovače nejen pro signálové aplikace, ale i takové, které se používají ve vysokonapětových obvodech. Následně je navržen jednoduchý usměrňovač pomocí diferenčního páru a vnitřní struktura operačního usměrňovače biomedicínských signálů pro napájení 0,5 V. Cílem práce je snížení napájecího napětí, ale zachování velkého zesílení. Důležité je, aby výkonová spotřeba zůstala minimální, a to v řádu nW.

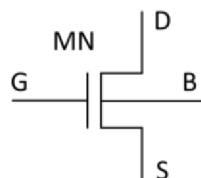
1 ÚVOD DO CMOS TECHNOLOGIE

Nejpopulárnější technologií pro realizaci mikroelektronických obvodů je v současnosti technologie s MOS tranzistory. MOS obvody využívají 2 komplementární tranzistory - s N-kanálem a P-kanálem. Mikroelektronické obvody obsahující jak NMOS tranzistory, tak PMOS tranzistory, se nazývají CMOS obvody.

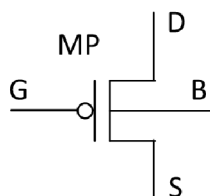
1.1 MOS tranzistory

MOS tranzistory jsou čtyř-pinové součástky. Tyto piny tvoří hradlo (G), drain (D), source (S) a čtvrtý pin tvoří substrát (bulk, B). NMOS tranzistory jsou vytvářeny v p-well substrátu, zatímco PMOS tranzistory jsou tvořeny v n-well substrátu. V případě NMOS tranzistoru je P⁻ substrát připojen k co nejvíce zápornému napětí. V analogových obvodech to může být záporné napájení, v digitálních obvodech to bývá obvykle země nebo 0V. V případě PMOS tranzistoru je N⁻ substrát připojen k co nejvíce kladnému napětí.

MOS tranzistory s N kanálem (NMOS tranzistory) se řídí (otevírají) kladným napětím mezi svorkami gate (G) a source (S), kdežto tranzistory s P kanálem (PMOS tranzistory) se řídí záporným napětím mezi G a S. V případě NMOS tranzistoru vodivost zajišťují elektrony, u PMOS tranzistoru díry. Schématické značky obou typů tranzistoru jsou na obrázcích č. 1.1 a č. 1.2. Název MOS je zkratka názvu metal-oxide semiconductor, která označuje strukturu hradlo-izolátor-kanál.



Obrázek 1.1 Typy označení NMOS tranzistorů [1]



Obrázek 1.2 Typy označení PMOS tranzistorů [1]

Pokud není mezi svorkami G a S přivedeno žádné napětí, NMOS tranzistor má N^+ oblasti drain (D) a source (S) odděleny P^- oblastí substrátu. Vzdálenost mezi oblastí D a S se nazývá délka kanálu L.

Mezi oblastí D a S není žádný fyzikální rozdíl, proto jsou MOS tranzistory nazývány jako symetrické struktury. U NMOS tranzistoru je oblast S definována jako jakýkoliv ze 2 pinů, který má nižší napětí. U PMOS tranzistoru je oblast S definována jako pin s vyšším napětím. Jestliže je tranzistor sepnutý, proud teče z oblasti D do oblasti S u NMOS tranzistoru a z oblasti S do oblasti D u PMOS tranzistoru. V obou případech cestují skutečné nosiče z oblasti S do oblasti D resp. z oblasti D do oblasti S, ale směry proudů jsou odlišné, protože elektrický proud je vytvářen elektrony.

Hradlo je fyzicky odděleno od povrchu křemíku tenkým izolantem, který je tvořen oxidem křemičitým. Hradlo je elektricky izolováno od kanálu a ovlivňuje tento kanál pouze elektrostatickou vazbou, která je podobná kapacitní vazbě. Díky této izolaci nemůže hradlem protékat stejnosměrný proud a zbytkový proud je téměř zanedbatelný. Díky vlastním kapacitám existují v tranzistorech hradlové proudy, pokud se napětí na hradle mění rychle. [1]

1.2 Základní režimy MOS tranzistorů

1.2.1 Režim zahrazení

Hradlo funguje jako jedna deska kondenzátoru a povrch křemíku těsně pod tenkým oxidem křemíku funguje jako druhá deska kondenzátoru. Jednotlivé režimy budou vysvětleny na tranzistoru NMOS. Pokud je napětí na hradle záporné vzhledem k substrátu, kladný náboj bude přitahován do oblasti kanálu. Jelikož je substrát původně dopován P^- , záporné napětí na hradle způsobí, že se zvýší dopování kanálu na P^+ , což má za následek to, co se nazývá režim zahrazení. N^+ oblasti source a drain jsou odděleny od P^+ kanálu depletiční oblastí, což vykazuje stejné chování jako ekvivalentní obvod dvou diod, které jsou zapojeny proti sobě, v závěrném směru vzhledem k substrátu. I když bude napětí mezi oblastmi drain a source velké, poteče jimi pouze zbytkový proud. [1] Pro tento režim platí

$$V_{GS} - V_{tn} \ll 0. \quad (1.1)$$

1.2.2 Lineární režim

V případě, že je mezi hradlo a source NMOS tranzistoru přivedeno malé kladné napětí, kladné nosiče náboje v kanálu pod hradlem jsou odčerpány a kanál se změní z P^- dopování

na oblast depletiční. Pokud je na hradlo přivedeno větší kladné napětí, hradlem je přitahován záporný náboj ze substrátu a kanál se stává oblastí N s mobilními elektrony, která spojuje oblasti source a drain. Dostatečně velké kladné napětí mezi hradlem a oblastí source změní kanál pod hradlem na oblast N a kanál je invertován, odtud pochází název inverzní režim.

Napětí mezi oblastí gate a source, pro které je koncentrace elektronu pod hradlem stejná jako koncentrace děr v substrátu P⁻ daleko od hradla, se běžně označuje jako prahové napětí tranzistoru a označuje se V_m . Pokud je napětí mezi gate a source větší než prahové napětí, je vytvořen kanál typu N a může procházet proud mezi oblastí drainu a source. Když napětí V_{GS} roste, roste hustota elektronů v kanále. Hustota náboje je úměrná $V_{GS} - V_m$.

Pokud je napětí mezi drainem a sourcem větší než 0 V, existuje rozdíl potenciálu mezi oblastmi drain a source. Tento rozdíl potenciálu způsobí tok proudu mezi těmito oblastmi. Když napětí mezi svorkami drain a source (V_{DS}) roste, na konci oblasti drain klesá koncentrace náboje. Tento pokles je způsoben menším rozdílem napětí mezi hradlem a kanálem přes oxid tenkého hradla blíž oblasti drainu. [1]

Pro malá napětí V_{DS} proud I_D roste lineárně v závislosti na tomto napětí. Proud narůstá lineárně až do saturační hodnoty napětí mezi oblastí drain a source V_{DS-sat} , která je dána vztahem

$$V_{DS-sat} = V_{GS} - V_{tn}. \quad (1.2)$$

1.2.3 Režim saturace

Jak se zvyšuje napětí mezi drainem a sourcem NMOS tranzistoru, v určitém okamžiku se napětí mezi hradlem a kanálem u oblasti drainu sníží na prahovou hodnotu V_m . V této oblasti se kanál sevře. K tomuto sevření dochází při

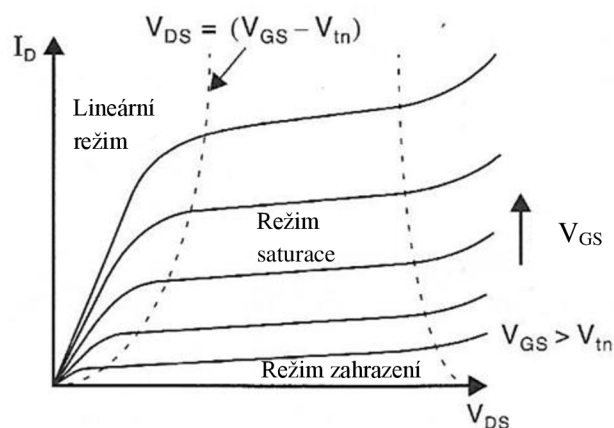
$$V_{GD} = V_{tn}, \quad (1.3)$$

protože napětí kanálu na konci u oblasti drainu se rovná V_D .

Pokud napětí mezi hradlem a oblastí drainu vzroste nad kritickou hodnotu $-V_m$, koncentrace náboje v kanálu zůstane konstantní a proud již neroste s rostoucím V_{DS} . Jinak řečeno, pokud napětí mezi oblastmi drainu a source (V_{DS}) dosáhne vyšší hodnoty, než je saturační napětí V_{DS-sat} , proud je nezávislý na napětí V_{DS} . [1] Pro tento režim platí rovnice

$$V_{DS} > V_{DS-sat}. \quad (1.4)$$

Na obrázku č. 1.3 je znázorněna výstupní charakteristika NMOS tranzistoru, která zobrazuje jednotlivé režimy tranzistoru.



Obrázek 1.3 Výstupní charakteristika NMOS tranzistoru [1]

1.3 Pracovní oblasti MOS tranzistorů

Tranzistor může pracovat ve třech oblastech z pohledu závislosti I_D na V_{GS} . Tuto závislost je možné vidět na obrázku č. 1.4. [11]

1.3.1 Oblast slabé inverze

V této oblasti tranzistor pracuje v případě, že rozdíl V_{GS} a V_m je menší než 0,2 V. V této oblasti je proud exponenciálně závislý na napětí V_{GS} . Jelikož je proud v této oblasti malý, dochází k velkému šumu a tranzistor je pomalý. Pro proud v této oblasti platí rovnice [11]

$$I_D = I_{D0} \cdot \frac{W}{L} \cdot e^{\frac{V_{GS}}{n \cdot \left(\frac{kT}{q}\right)}}, \quad (1.4)$$

kde I_{D0} je parametr procesu, n je parametr sklonu, k je Boltzmannova konstanta, q je elementární náboj, W je šířka kanálu a L je délka kanálu. Pro transkonduktanci platí rovnice [11]

$$g_m = \frac{I_D}{n \cdot \left(\frac{kT}{q}\right)}. \quad (1.5)$$

1.3.2 Oblast silné inverze

V tomto režimu pracují tranzistory nejčastěji. V této oblasti tranzistor pracuje v případě, že rozdíl V_{GS} a V_m je větší než 0,2 V, ale menší než 0,5 V. Podle toho, jak má být tranzistor rychlý a jaké má mít zesílení, se navrhují parametry L (délka kanálu) a $V_{GS} - V_{TH}$. Pro tuto oblast platí rovnice [11]

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot KP \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_{tn})^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS}), \quad (1.6)$$

kde KP je transkonduktanční parametr daný technologií, W je šířka kanálu a L je délka kanálu, λ je parametr modulace délky kanálu. Pro transkonduktanci platí rovnice [11]

$$g_m = \frac{2 \cdot I_D}{V_{GS} - V_{tn}}. \quad (1.7)$$

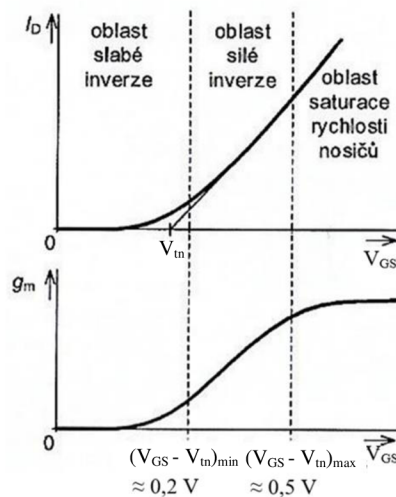
1.3.3 Oblast saturace rychlosti nosičů náboje

V této oblasti tranzistor pracuje v případě, že rozdíl V_{GS} a V_{tn} je větší než 0,5V. Nosiče náboje prochází kanálem maximální rychlostí, a proto je proud lineárně závislý na napětí V_{GS} . Pro tuto oblast platí rovnice pro proud [11]

$$I_D = \frac{KP}{\theta} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_{tn}), \quad (1.8)$$

kde KP je transkonduktanční parametr daný technologií, W je šířka kanálu a L je délka kanálu, θ je parametr závislý na délce kanálu. Transkonduktance dosahuje v této oblasti maximální hodnoty. Tato oblast se příliš nevyužívá. Pro transkonduktanci platí rovnice [11]

$$g_m = \frac{KP}{\theta} \cdot \frac{W}{L}. \quad (1.9)$$



Obrázek 1.4 Pracovní oblasti MOS tranzistoru [11]

2 TYPY USMĚRŇOVAČŮ

V této kapitole jsou představeny základní typy usměrňovačů. Usměrňovač je elektrické zařízení, které umožňuje střídavý signál přeměnit na stejnosměrný. Usměrňovače jsou často používané ve stejnosměrných napájecích zdrojích a vysokonapětových systémech pro přenos stejnosměrného proudu. Dále se používají u střídavých ampérmetrů a voltmetrů, detektorů polarity nebo v obvodech pro detekci špiček. Aplikují se tam, kde střídavý signál může mít při průchodu přes stejnosměrné zařízení destruktivní následky.

2.1 Diodové usměrňovače

2.1.1 Jednocestné usměrnění

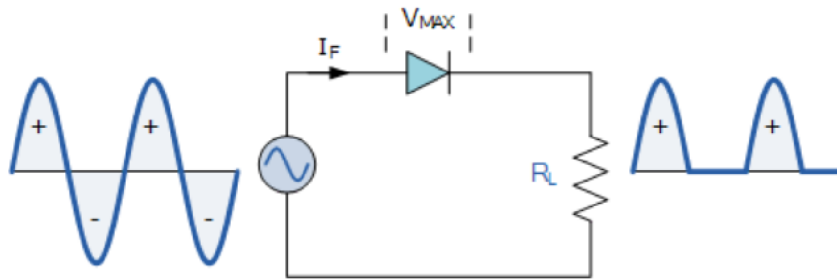
Tento typ usměrňovače umožňuje pouze průchod jedné půlvlny střídavého signálu a druhou nepropustí. Jednocestné usměrňovače využívají pouze jednu diodu, zatímco dvoucestné usměrňovače používají diod více.

Princip funkce je založen na tom, že diody umožňují průchod proudu pouze v propustném směru, tedy jen v jednom směru. Když prochází střídavý signál obvodem jednocestného usměrňovače, na výstupu bude pouze polovina původního signálu (kladná nebo záporná půlvlna). Ovšem dioda není jediná součástka, která se v těchto usměrňovačích používá. Celkové schéma se skládá ze 3 částí, a to ze zátěže, diody a vstupního střídavého signálu.

Pokud se na anodu diody přivede nízké střídavé napětí, které pak prochází diodou, pak v případě kladné půlvlny je dioda v propustném směru, tudíž napětí projde na výstup, ale v případě záporné půlvlny je dioda v závěrném směru, neprochází proud a na výstupu bude nulové napětí. Pokud je třeba, aby se na výstup propagovala záporná půlvlna střídavého signálu, dioda se pouze otočí.

Výstupní signál je usměrněný, ale je pulzující, což pro většinu praktických aplikací není použitelné. Proto se využívá filtrů, které tento pulzující signál vyhlazují na ustálený průběh. Jako filtr lze použít kondenzátor nebo induktor, nejčastěji se používá kondenzátorový filtr.

Výhodou těchto usměrňovačů je jejich nízká cena, protože nevyžadují velké množství součástek. Nevýhodou je ztráta v přenosu výkonu, protože vždy je využita jen jedna půlvlna, a tím jsou kladeny zvýšené nároky na filtrační prvky. Také výstupní proud není stejnosměrný, ale vykazuje určité zvlnění. [2]



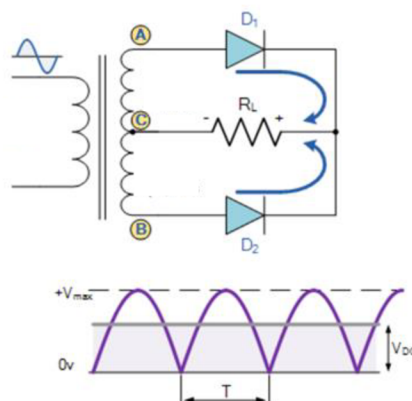
Obrázek 2.1 Zapojení jednocestného diodového usměrňovače [2]

2.1.2 Dvoucestné usměrnění

Tento typ usměrňovače se používá v aplikacích, kde je potřeba ustálený stejnosměrný signál, využívající jak kladnou, tak zápornou půlplnu vstupního signálu. Stejně jako jednocestný usměrňovač, i dvoucestný usměrňovač vytváří stejnosměrný signál, ale dosažitelné výstupní napětí je vyšší než u jednocestného usměrňovače při stejných parametrech filtru. Také má menší zvlnění, a tak vytváří hladší průběh výstupního signálu.

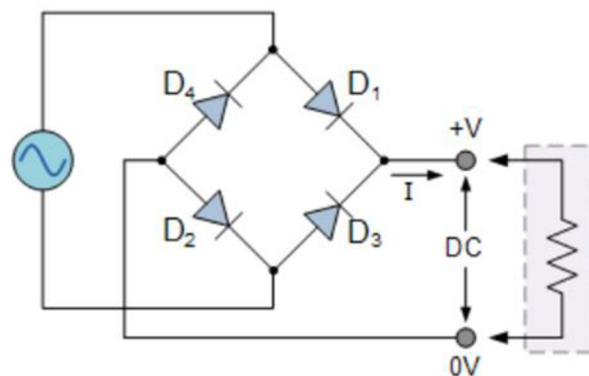
V obvodu jsou dvě diody a každá z nich propustí jednu půlplnu vstupního signálu. Obě diody jsou připojeny k zátěži, do které každá dioda dodává proud během odpovídající půlplny vstupního napětí.

První způsob zapojení je uveden na obrázku č. 2.2. Jsou zde označeny body A, B a C. Pokud je bod A kladnější než bod C, tak vede dioda D_1 . Pokud je bod B kladnější vůči bodu C, vede dioda D_2 . Výstupní napětí na zátěži je pak dáno součtem fázorů dvou průběhů napětí v bodech A a B. [3]



Obrázek 2.2 Zapojení dvoucestného diodového usměrňovače [3]

Dalším zapojením, které vytváří dvoucestně usměrněný signál, je můstkový usměrňovač, který je také známý pod jménem Graetzův můstek. Pro jednofázovou soustavu se používají čtyři diody, které jsou zapojené do sériových párů. Tento způsob zapojení má výhodu, že není potřeba transformátoru se středovým vývodem, a tím se snižují jeho náklady a velikost. Při jedné půlvlně vstupního střídavého signálu vedou vždy jen 2 diody. Během kladné půlvlny vstupního napětí vedou diody D_1 a D_2 a diody D_3 a D_4 vedou při záporné půlvlně, jak je zřejmé z obrázku č. 2.3. Proud zátěží prochází stále stejným směrem.



Obrázek 2.3 Graetzův usměrňovač [3]

2.2 Operační usměrňovače

Operační usměrňovače se používají pro usměrnění extrémně malých signálů o nízkých frekvencích. Ve smyčce záporné zpětné vazby jsou diody. Podle toho, jestli je vstupní napětí kladné nebo záporné, je otevřena jedna nebo druhá dioda, nikdy nejsou otevřeny obě diody zároveň. Usměrňovače, které se skládají z operačních zesilovačů s napětovou zpětnou vazbou a diod, vytvářejí zkreslení v důsledku konečné rychlosti přeběhu operačního zesilovače a efektů, které jsou způsobeny komutací diod. Zkreslení se zvyšuje pro nižší úrovně a vyšší frekvence zpracovaného signálu. Takový usměrňovač pracuje dobře ve frekvenčním rozsahu pod součinem zesílení a šířky pásma operačního zesilovače. [7]

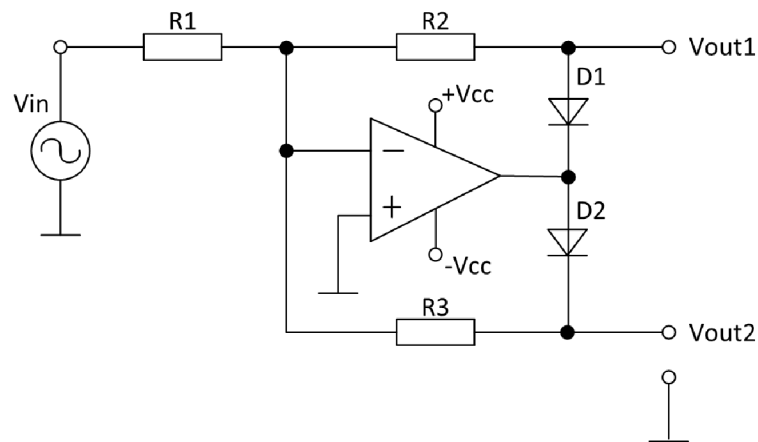
2.2.1 Jednocestné usměrnění

Operační usměrňovač je uveden na obrázku č. 2.4. Pokud je na vstupu kladná půlvlna signálu, tak je otevřená dioda D_1 , která vytváří zápornou zpětnou vazbu. Na výstupu V_{out1} bude záporné napětí a na výstup V_{out2} signál neprojde. Z obrázku je patrné, že dioda D_2 je bezpečně zavírána dostatečným napětím.

Pokud je na vstup přivedena záporná půlvlna signálu, je otevřena dioda D_2 a dioda D_1 je bezpečně zavřena. Nyní je na výstupu V_{out1} nulové napětí a na výstupu V_{out2} bude kladné napětí.

Při změně signálu z kladné polaroty do záporné a naopak se bude skokově měnit výstup operačního zesilovače, V_{out1} bude nabývat záporných hodnot nebo nuly a V_{out2} bude nabývat kladných hodnot a nuly.

Obvod je zapojen tak, že diody jsou otevírány a zavírány proudem, nikoliv napětím. Tento proud závisí na vstupním napětí a vstupním odporu. Ať se zvolí jako výstup V_{out1} nebo V_{out2} , dostáváme usměrněný, ale invertovaný signál. [7]



Obrázek 2.4 Zapojení jednocestného operačního usměrňovače [7]

2.2.2 Dvoucestné usměrnění

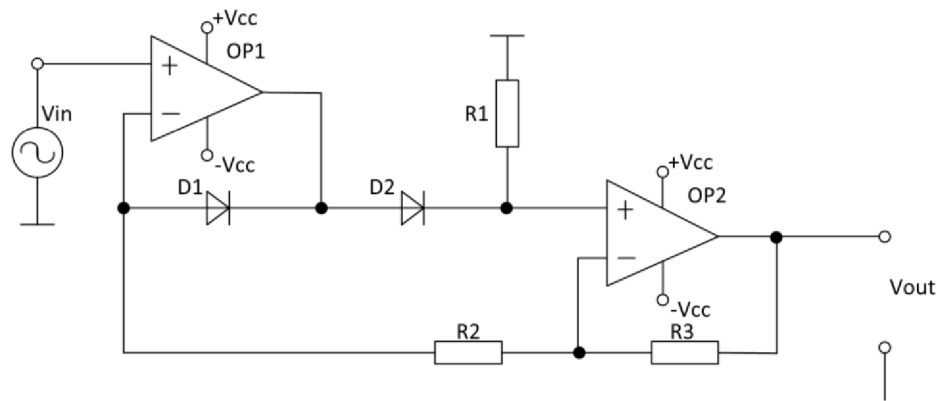
Jak již bylo zmíněno u diodových usměrňovačů, pro aplikace většinou potřebujeme dvoucestné usměrnění. Příklad dvoucestně usměrňujícího operačního usměrňovače je na obrázku č. 2.5.

Toto zapojení nejen že umožňuje dvoucestné usměrnění, ale má také velký vstupní odpor. V obvodu obou operačních zesilovačů musí být záporná zpětná vazba. U druhého je tato zpětná vazba zajištěna díky odporu R_3 , u prvního operačního zesilovače tvoří zápornou zpětnou vazbu druhý operační zesilovač.

V případě, že na vstupu bude kladná půlvlna vstupního střídavého signálu, dioda D_2 bude v propustném směru a dioda D_1 je zavřená. Dolní větví přes odpory R_2 a R_3 neteče proud, tudíž vstupní napětí projde přímo na výstup. Proud, který prochází diodou D_2 , se uzavírá přes R_1 . Když na vstupu bude záporná půlvlna vstupního signálu, dioda D_1 bude v propustném směru a dioda D_2 v závěrném směru. Proud tedy teče přes diodu D_1 a vtéká do výstupu prvního operačního zesilovače. Jeho hodnota je dána

vstupním napětím a odporem R_2 . Tento proud vytvoří úbytek napětí na R_3 a tím se vstupní invertovaný signál dostane na výstup druhého operačního zesilovače.

Pokud se použijí operační zesilovače s malou rychlostí přeběhu (SR), při vyšších kmitočtech může dojít k tomu, že se začnou uplatňovat parazitní jevy jako právě mezní rychlost přeběhu. Další nevýhodou je, že ve smyčce zpětné vazby je nelineární prvek, který se spíná. Důležitá je i bariérová kapacita diod při spínání, která se volí co nejmenší, stejně tak se volí i malé spínací napětí. [7]



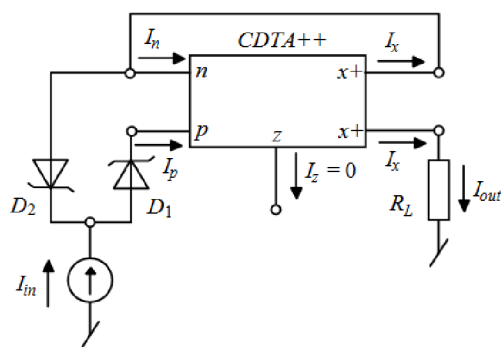
Obrázek 2.5 Zapojení dvoucestného operačního usměrňovače [7]

Nevýhodou těchto zapojení jsou úbytky napětí na diodách. Pro tato zapojení by bylo nejlepší použít diody s malým spínacím napětím a s malými bariérovými kapacitami. Operační zesilovač by měl být dostatečně rychlý, přesný a měl by mít malý vstupní offset. [7]

2.3 Usměrňovač na bázi CDTA

CDTA je proudový diferenční transkonduktanční zesilovač, který pracuje v širokém frekvenčním rozsahu, jelikož je provozován v proudovém režimu. Na obrázku č. 2.6 lze vidět, že vstupní stupeň je buzen vstupními proudy I_p a I_n . Jejich rozdíl se přenesse jako proud I_z vysokoimpedančního výstupu. Na tomto výstupu se tento proud převede na napětí pomocí externí impedance. Dále napětí z-svorky je převedeno na výstupní proudy I_x přes vícevýstupní transkonduktanční stupeň s transkonduktancí g_m .

Pro funkci usměrňovače je CDTA připojen ke dvěma diodám. Pro kladný vstupní proud I_{in} je D_1 v propustném směru a D_2 v závěrném směru, a tak proud I_{in} teče přes D_1 ke svorce p. Od horní svorky x+ ke svorce n protékají stejné proudy a také z dolní svorky x+ k zemi přes zátěž R_L . Pokud se změní polarita vstupního proudu, I_{in} protéká diodou D_2 z horního x+ terminálu. Stejný proud musí téct ze spodní svorky x+ přes zátěž do země. Jinými slovy, tento obvod se chová jako dvoucestný usměrňovač. [6]



Obrázek 2.6 Usměrňovač založen na CDTA [6]

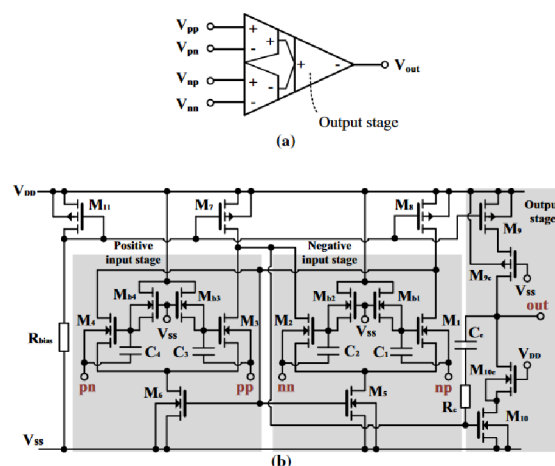
2.4 Bulkem řízený diferenciální diferenční zesilovač s kvazi plovoucím hradlem

Diferenciální diferenční zesilovač je vhodný pro zpracování biologických signálů, které mají velmi nízkou frekvenci a amplitudu. Tento obvod má šířku pásma, kterou vyžadují biologické signály, a nabízí rozšíření napěťového rozsahu vstupního signálu (*ICMR* – input common-mode ratio). Struktura usměrňovače je realizována pomocí dvou DDA, které mají vysokou vstupní impedanci a nízkou výstupní impedanci. Tyto obvody umožňují jak jednocestné, tak dvoucestné usměrnění. [5]

DDA zesilovač, který je na obrázku č. 2.7, se skládá ze čtyř vstupních svorek, kde V_{pp} a V_{nn} slouží k realizaci neinvertujících svorek, zatímco V_{np} , V_{pn} odpovídají invertujícím svorkám. Dva diferenciální vstupy jsou konstruovány ze dvou vstupních tranzistorů M_1 , M_2 a M_3 , M_4 . Vstupní páry jsou realizovány pomocí „flipped voltage“ sledovačů, které tvoří tranzistory M_4 , M_6 a M_1 , M_5 . Tranzistor M_{11} a rezistor R_{bias} nastavují pracovní proud pro obvod a proudová zrcadla, která tvoří tranzistory M_7 , M_8 , M_9 a M_{11} , slouží k distribuci pracovních proudů do všech větví obvodu. Tranzistory M_9 , M_{9c} , M_{10} a M_{10c} tvoří výstupní stupeň DDA. Výstup usměrňovače je dán rovnicí

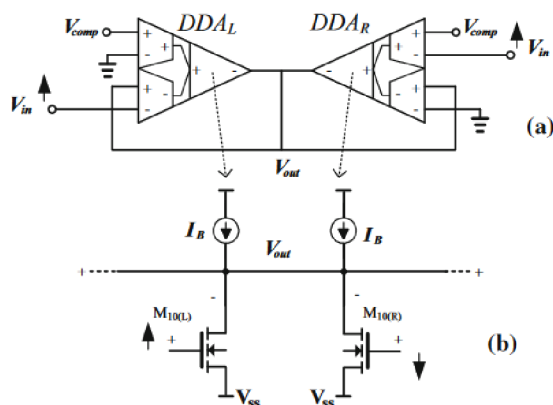
$$V_{out} = A \cdot [(V_{pp} - V_{pn}) - (V_{np} - V_{nn})], \quad (2.1)$$

kde A je zesílení v otevřené smyčce. [5]



Obrázek 2.7 a) Schématická značka DDA zesilovače, b) Vnitřní schéma DDA zesilovače [5]

Obvod usměřovače se skládá ze dvou DDA zesilovačů, jak je možné vidět na obrázku 2.8. Každý DDA zesilovač je zapojen do smyčky záporné zpětné vazby, a proto lze říct, že zesílení mezi výstupem a každým vstupem je rovné 1 a -1. Usměřovač má vysoké vstupní a nízké výstupní impedance, dále umí kompenzovat jakýkoli DC offset na svém výstupu přiložením vhodného V_{comp} na vstupní svorky DDA. Pokud by bylo potřeba jen jednocestné usměrnění, pak se uzemní V_{in} pravého DDA zesilovače. [5]



Obrázek 2.8 Dvoucestný usměřovač s použitím dvou DDA zesilovačů [5]

2.5 Usměrňovač Winner-Takes-All

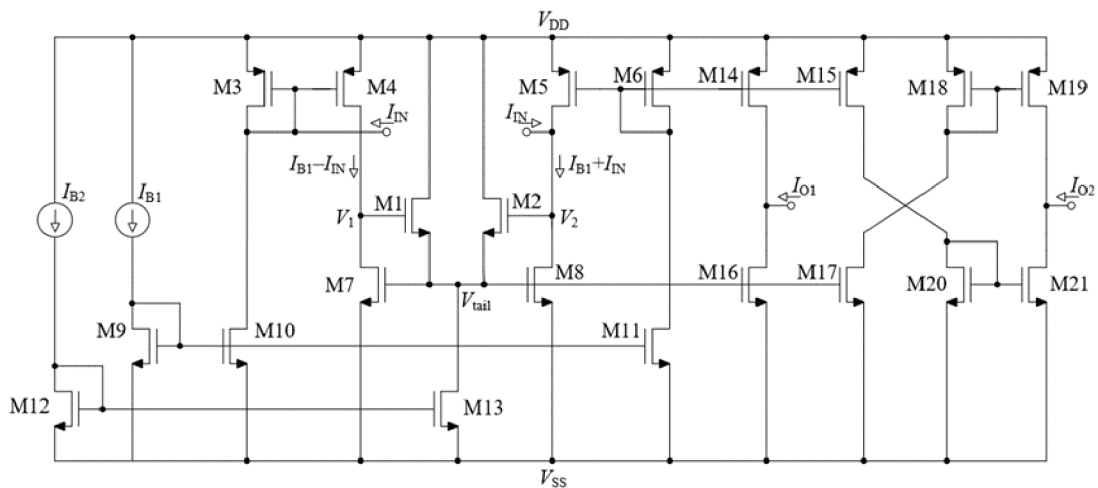
Obvody s usměrňovačem Winner-Takes-All vybírají vítěze ze skupiny vstupních signálů a mohou být proudové i napěťové. Tyto obvody však vyžadují invertor signálu, který vytvoří signál pro druhý vstup posunutý o 180° . Případné zkreslení invertoru přímo ovlivňuje výstup, avšak toto zkreslení se více projeví při vyšších frekvencích.

V případě proudového usměrňovače na obrázku č. 2.9 je tato inverze zajištěna tím, že vstupní proud je jednou přiveden přímo do rozhodovacího bodu a proud, který teče tranzistorem M_8 , je roven součtu základového (I_{B1}) a vstupního proudu (I_{IN}). Pak je tento proud ještě přiveden přes proudové zrcadlo, a proto je proud, který prochází tranzistorem M_7 , dán rozdílem základového (I_{B1}) a vstupního proudu (I_{IN}).

Tranzistorem M_{13} prochází pracovní proud I_{B2} . Pokud je vstupní proud I_{IN} nulový, pak tranzistory M_1 a M_2 prochází poloviční proud I_{B2} , protože napětí na hradlech obou tranzistorů jsou stejná. Pokud se vstupní proud zvýší, tranzistorem M_8 poteče větší proud a tím se zvýší napětí na hradle tranzistoru M_2 . To zvýší napětí drain-source tranzistoru M_{13} , které je zároveň napětí na hradle tranzistoru M_8 a M_7 . Jelikož tranzistorem M_7 teče menší proud, zvýšení napětí na hradle způsobí, že se tento tranzistor dostane do lineárního režimu a napětí v bodě V_1 se sníží. Následně tranzistorem M_1 nepoteče žádný proud a tranzistorem M_2 poteče veškerý proud z tranzistoru M_{13} , tedy I_{B2} .

Pokud se obrátí polarita vstupního proudu, tranzistorem M_7 poteče větší proud a celý proud tranzistoru M_{13} poteče přes tranzistor M_1 . Tranzistor M_8 bude v lineárním režimu.

Přes proudové zrcadlo se proud tranzistorem M_8 (nebo M_7 v případě změny polarity I_{IN}) ozrcadlí a teče tranzistorem M_{16} , poté je výstupní proud I_{O1} dán rozdílem proudu tranzistoru M_{16} a M_{14} . Protože proud, který teče tranzistorem M_{14} (I_{B1}) je vždy menší než proud tranzistorem M_{16} , výstupní proud I_{O1} vtéká do uzlu. Dále je proud I_{B1} , který také protéká tranzistorem M_{15} , zrcadlen a protéká tranzistorem M_{21} . Proud tranzistorem M_{16} a M_{17} je rovněž zrcadlen a protéká tranzistorem M_{19} . Výstupní proud I_{O2} má proto stejnou hodnotu, ale opačný směr než výstupní proud I_{O1} . [4]



Obrázek 2.9 Schéma zapojení s usměřňovačem Winner-Takes-All [4]

2.6 Technika pro zvýšení napět'ového zesílení zápornou vodivostí pro nízkonapět'ové a vysokorychlostní operační zesilovače

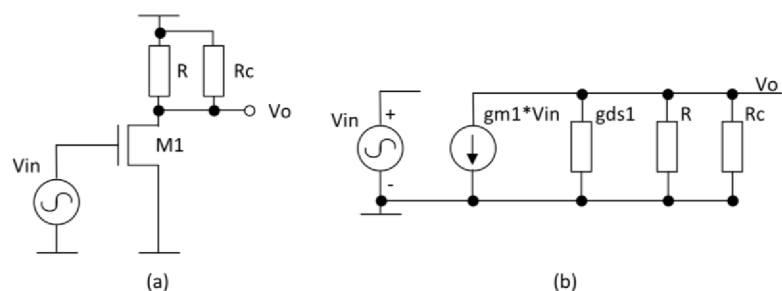
Záporná vodivost se používá ke kompenzaci kladné výstupní vodivosti zesilovače, čímž se sníží celková ekvivalentní výstupní vodivost a zvýší se napět'ové zesílení zesilovače. Záporná vodivost se odvozuje od výstupní vodivosti zesilovače. I přesto že se záporná vodivost používá ke zvýšení zisku, snížení rozptylu energie, snížení spotřeby energie a snížení výkonu a pro provozování obvodu při nízkém napětí, tato technika se používá jen zřídka kvůli vysoké citlivosti zesílení na zápornou kompenzaci impedance. [9]

Na obrázku č. 2.10 je základní koncept zvýšení zisku zápornou vodivostí. Při umístění záporného odporu R_C paralelně k výstupnímu odporu zesilovače je napět'ové zesílení dáno jako

$$A_V = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{-g_{m1}}{g_{ds1} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_C}}. \quad (2.2)$$

Napět'ové zesílení je v ideálním případě nekonečné, pokud je splněn následující vztah

$$\frac{1}{R_C} = -\left(\frac{1}{R} + g_{ds1}\right). \quad (2.3)$$



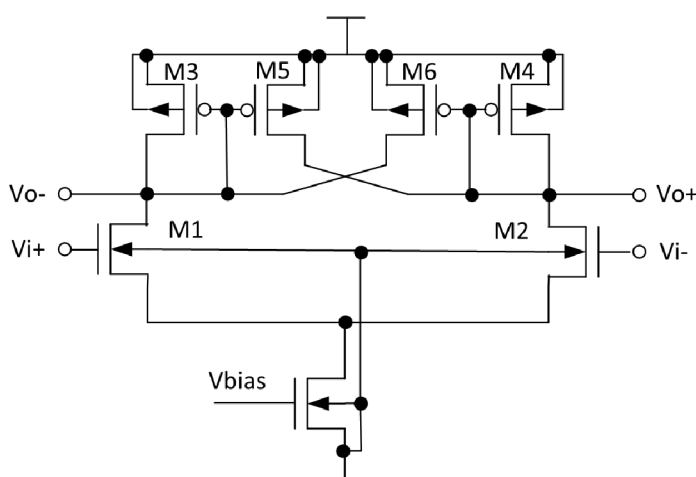
Obrázek 2.10 Základní koncept zvýšení zisku zápornou vodivostí a) základní konstrukce zesilovače b) malosignálový ekvivalentní obvod [9]

Tato technika je lepší než například použití kaskody, protože je možné dosáhnout stejnosměrného zesílení i pro nízkonapěťové aplikace. [10]

Záporná vodivost využívá diferenční pár s křížovou vazbou, jak je znázorněno na obrázku č. 2.11, kde jsou hradla M_5 a M_6 připojeny k drainu M_3 a M_4 . Tímto způsobem byl v uzlech V_{o-} a V_{o+} přidán paralelní odpor ($1/g_{m5,6}$). Tranzistory M_1 , M_2 a M_5 , M_6 tvoří smyčku s kladnou zpětnou vazbou. Jelikož je obvod symetrický a sladěný, zesílení tohoto obvodu je dáno rovnicí

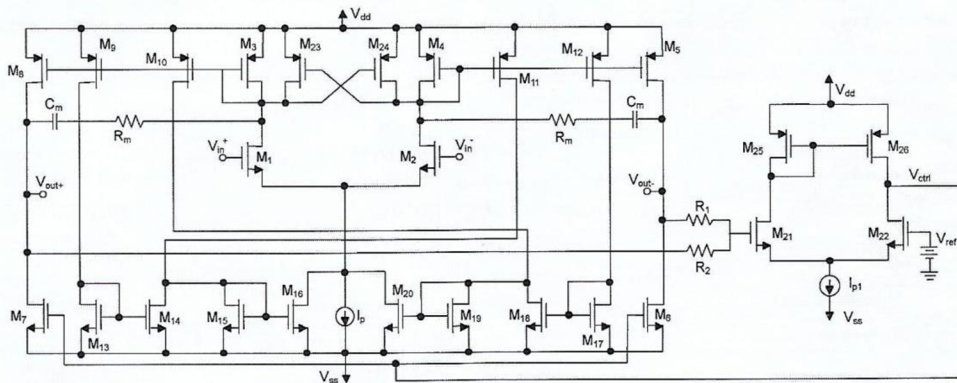
$$A = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3} + g_{ds6} + g_{m3} - g_{m6}} \approx \frac{g_{m1}}{g_{m3} - g_{m6}}. \quad (2.4)$$

Transkonduktance je velmi citlivá na teplotu, a proto jakékoliv neshody mezi g_{m3} a g_{m6} může způsobit nekonečné zesílení nebo změnu znaménka zisku. Rozumný poměr mezi g_{m3} a g_{m6} je 0,75, což zvyšuje zesílení pouze o čtyřnásobek. [9]



Obrázek 2.11 Záporná vodivost využívající diferenční pár s křížovou vazbou [9]

Na obrázku č. 2.12 je zobrazen obvod navrhovaného zesilovače. Jedná se o „rail-to-rail output“ operační zesilovač s NMOS vstupními tranzistory. Tranzistor původního symetrického OTA tvoří tranzistory M_1 až M_8 . Adaptivní nastavení pracovního bodu diferenčního páru je tvořeno proudovými oddělovači M_{13} až M_{16} a M_{17} až M_{20} a proudovými zrcadly M_3 a M_9 , M_3 a M_{10} , M_4 a M_{11} a M_4 a M_{12} . Tranzistory M_{23} a M_{24} tvoří zápornou vodivost pro zvýšení stejnosměrného zesílení. [10]



Obrázek 2.12 Rail-to-rail operační zesilovač s NMOS vstupními tranzistory [10]

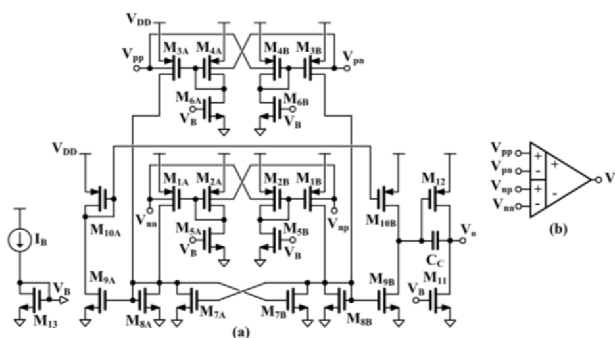
2.7 Návrh a implementace 0,3V diferenčního obvodu diferenčního zesilovače

Pro analogové obvody s velmi nízkým napětím a nízkým výkonem spojenými s vývojem lékařských implantátů a autonomních sensorových uzlů napájených z nekonvenčních zdrojů energie se objevuje problém s rozkmitem signálu při extrémních napájecích podmínkách, a proto se používají bulkem řízené tranzistory, které jsou provozovány v podprahovém (subthreshold) režimu. I přesto je napájecí napětí omezeno úbytkem napětí zdroje proudu v diferenčním stupni. Kvůli tomuto problému je ve většině obvodů s napájecím napětím pod 0,5 V využíváno tranzistorů s nízkým prahovým napětím (V_{th}), což zjednoduší návrh analogových obvodů, ale také vede k vyšším nákladům a zvýšeným svodovým proudům, a tím zvyšuje rozptylový výkon tranzistorů MOS. [11]

Jedním z nejpoužívanějších analogových stavebních bloků v biomedicínských obvodech je diferenční diferenční zesilovač (DDA). Na obrázku č. 2.13 je zobrazen obvod tohoto zesilovače. Tato struktura umožňuje překonat omezení s úbytkem napětí na zdroji proudu při přivedení signálu na hradla diferenčního páru. Obvod využívající bulkem řízené tranzistory umožňuje rail-to-rail režim vstupního napětí, a to i při napájecím napětí menším než V_{th} . [11]

DDA zesilovač má dva vstupní porty a jeho výstupní napětí je popsáno rovnicí 2.1. Zesilovač se skládá ze vstupního operačního transkonduktančního zesilovače (OTA), který tvoří tranzistory M_1 až M_{10} , zesilovač třídy A, který tvoří tranzistory M_{11} a M_{12} , kapacita C_C , která se používá pro frekvenční kompenzaci. Vstupní OTA se skládá ze dvou zesilovacích stupňů, a to vstupního diferenciálního zesilovače (tvořen tranzistory M_1 až M_8) a převodníku z diferenciálního na jednosměrný (M_9 až M_{10}), který zajišťuje napěťové zesílení. [11]

Mezi výhody tohoto obvodu patří relativně dobré potlačení souhlasného signálu ($CMRR$) a potlačení šumu od zdroje napájení ($PSRR$). Dále umožňuje snížit napájecí napětí obvodu a zvýšit vstupní napěťový rozsah ($ICMR$). [11]



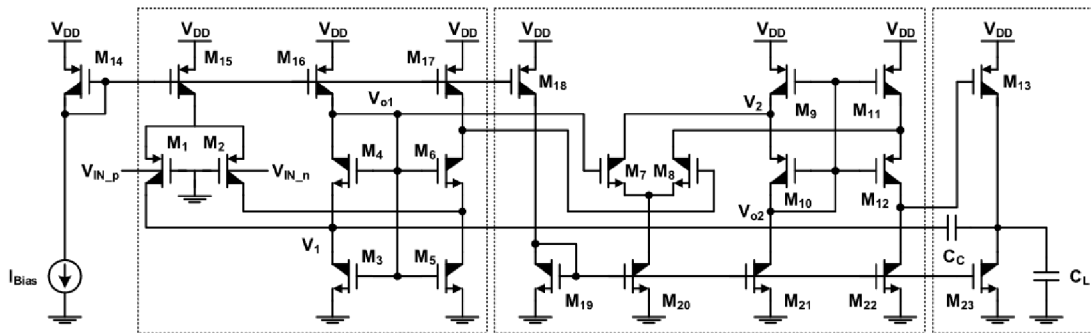
Obrázek 2.13 a) Vnitřní schéma bulkem řízeného DDA zesilovače, b) Schématická značka DDA zesilovače, [11]

2.8 Třístupňový OTA 0,25 V Rail-to-Rail se zvýšeným zesílením

Při podprahovém napájecím napětí má operační transkonduktanční zesilovač (OTA) nízké stejnosměrné zesílení kvůli malé transkonduktanci a nízké výstupní impedanci, protože samotné tranzistory mají malou transkonduktanci v oblasti slabé inverze. OTA zesilovače s gate řízenými NMOS a PMOS diferenciálními vstupními páry způsobují tzv. „dead“ zónu uprostřed souhlasného vstupního napětí v závislosti na napájení. Pokud je napájecí napětí 1 V a prahová napětí tranzistorů jsou větší než 0,5 V, může se stát, že v případě nulového souhlasného vstupního napětí budou oba diferenciální páry (jak PMOS, tak NMOS) zavřené. OTA zesilovač s bulk řízeným diferenciálním vstupním párem je vhodný pro rail-to-rail vstup při podprahovém napájecím napětí, jelikož má téměř konstantní transkonduktanci v celém rozsahu napětí, nevýhodou je menší transkonduktanci oproti gate řízeným OTA s diferenciálními vstupními páry, a proto má nízké stejnosměrné zesílení. [12]

Na obrázku č. 2.14 je zobrazen obvod třístupňového OTA zesilovače. První stupeň má zesilovač řízený bulkem se vstupem rail-to-rail, proto je jeho transkonduktance je téměř konstantní v celém rozsahu vstupu při podprahovém napájecím napětí. Druhý

stupeň má zesilovač řízený hradlem, a tím zvyšuje stejnosměrné zesílení. V posledním stupni je jednoduchý zesilovač se společným sourcem, který řídí výstupní zátěžový kondenzátor. Obvod používá tranzistory se self-kaskadou, aby se dosáhlo vysokého stejnosměrného zesílení zvýšením výstupního odporu tranzistoru a dále využívá nepřímou zpětnovazební kompenzaci ke zvýšení jednotkového zisku. [12]



Obrázek 2.14 Schéma třístupňového operačního zesilovače [12]

3 PRAKTICKÁ ČÁST

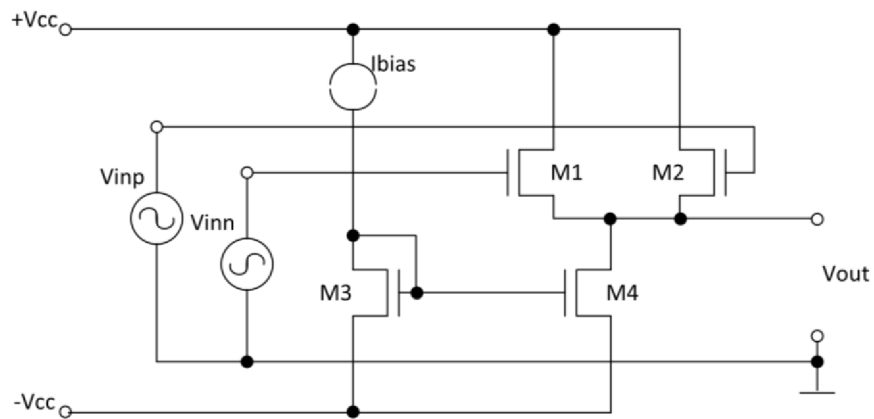
Jak již bylo zmíněno v teoretickém rozboru, tranzistory musí pracovat v určitém režimu a pracovní oblasti. Pro návrh extrémně nízkonapěťového usměrňovače je nutné, aby všechny tranzistory pracovaly v režimu saturace a v oblasti slabé inverze, takže napětí V_{DS} je mnohem větší než V_{DS-sat} a $V_{GS}-V_{in}$ bude menší než 0,2 V. V_{DS-sat} dosahuje ve slabé inverzi hodnoty odpovídající zhruba $3VT$, což je značná výhoda. Pro simulace byly použity modely tranzistorů 0,18 μm TSMC.

3.1 Jednoduchý usměrňovač realizovaný pomocí diferenčního páru

Schéma usměrňovače je na obrázku č. 3.1. Napájecí napětí je zvoleno $\pm 0,25$ V, a proto bude vstupní střídavý signál rozmitán s DC (stejnoseměrnou) hodnotou rovnající se polovině napájecího napětí, aby se docílilo maximálního rozkmitu. Pomocí zdroje proudu je nastaven pracovní bod tak, že všechny tranzistory jsou v saturaci. Hodnota referenčního proudu (I_{bias}) byla zvolena 50 nA. Z výsledku simulace bylo zjištěno, že V_{DS} se u tranzistorů pohybuje okolo stovek mV a V_{DS-sat} je u tranzistorů v řádech desítek mV, takže bylo dosaženo saturace a slabé inverze.

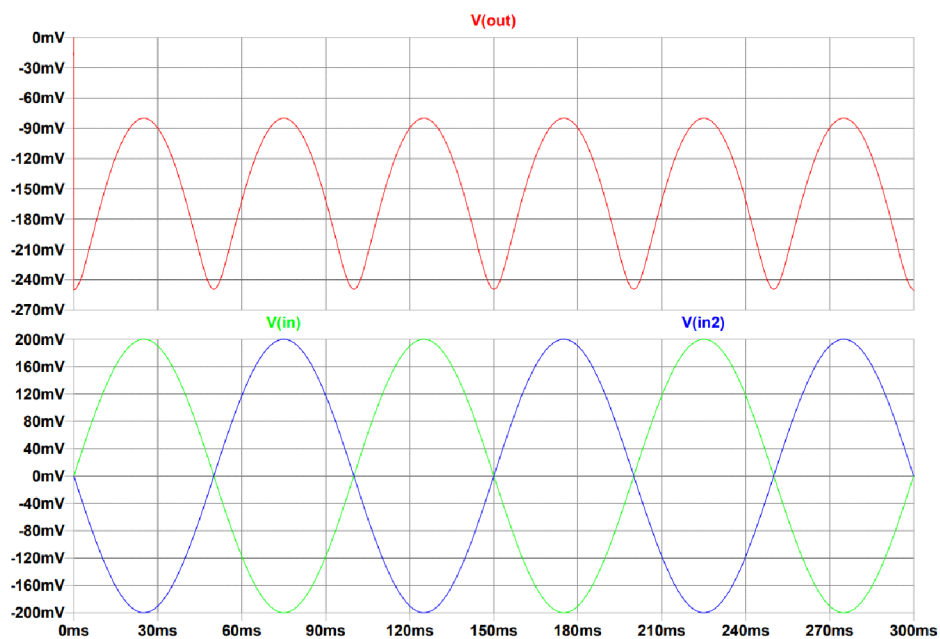
Parametr W/L byl u tranzistorů tvořící proudové zrcadlo nastaven na hodnotu 2. U tranzistorů M_1 a M_2 byl tento poměr 10x větší než u tranzistorů M_3 a M_4 z toho důvodu, aby se dosáhlo co největšího zesílení. Na obrázku č. 3.2 je výsledek tranzientní simulace pro napájení $\pm 0,25$ V. Modrý a zelený průběh představují vstupní signál a červený výstupní, tedy usměrněný signál. Je patrné, že signál o amplitudě 200 mV je usměrněn, ale výstupní signál je vůči vstupnímu posunut o napětí V_{GS} a amplituda je menší než 200 mV. Zesílení nikdy nedosáhne 0 dB, jelikož vodivost bulku, výstupní vodivost tranzistoru M_1 a M_4 jsou zodpovědné za nejednotný přenos napětí usměrňovače. Není-li M_1 umístěn do well-oblasti se spojeným sourcem a bulkem, lze vliv výstupních vodivostí zanedbat vzhledem k jejich mnohem menšímu vlivu na funkci přenosu napětí podle rovnice

$$A_{diff} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{mb1} + g_{m1} + g_{ds4} + g_{ds1}} \approx \frac{g_{m1}}{g_{mb1} + g_{m1}}. \quad (3.1)$$



Obrázek 3.1 Schéma zapojení usměrňovače – diferenční pár

3.1.1 Výsledky simulací



Obrázek 3.2 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu diferenčního páru při napájení $\pm 0,25$ V

3.2 Dvoustupňový operační zesilovač

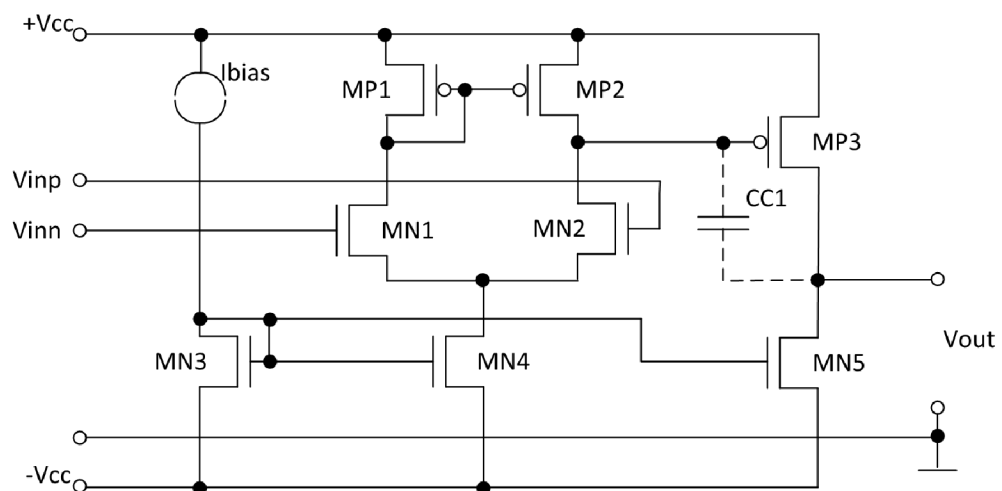
Schéma zapojení dvoustupňového operačního zesilovače s napájením $\pm 0,25$ V je na obrázku č. 3.3. Zesilovač se skládá ze dvou stupňů. Jako první stupeň je použit diferenční pár, který zajišťuje vysoký vstupní odpor a velké zesílení. Diferenční

pár zpracuje vstupní signál tak, že když se napětí na tranzistoru M_{N1} sníží, zmenší se proud procházející tímto tranzistorem, napětí na drainu tranzistoru M_{N4} se také sníží a tím se zvětší V_{GS} tranzistoru M_{N2} , takže se více otevře. Pomocí proudového zrcadla bude zmenšený proud tranzistoru M_{N1} procházet také tranzistorem M_{P2} . Jelikož tranzistorem M_{P2} teče menší proud, než tranzistorem M_{N2} , větší proud tranzistoru M_{N2} vytvoří úbytek napětí na odporu výstupního uzlu diferenčního páru, a tím se výstupní napětí tohoto bloku sníží. Druhý blok tvoří jednoduchý zesilovač MOS, který obrací fázi, takže když se výstupní napětí prvního bloku sníží, zvýší se proud tranzistoru M_{P3} , který vytvoří na odporu výstupního uzlu větší úbytek napětí.

Pro docílení toho, aby tranzistory pracovaly v oblasti slabé inverze, byl parametr W/L nastaven u tranzistorů M_{N3} , M_{N5} , M_{P1} a M_{P2} na hodnotu 1. U tranzistoru M_{N4} byl tento poměr nastaven na hodnotu 2. U tranzistorů M_{N1} , M_{N2} a M_{P3} má hodnotu 10.

Výhodou oproti jednoduchému diferenčnímu páru je, že zesílení dosahuje větších hodnot, jelikož je dáno součinem zesílení jednotlivých stupňů podle rovnice

$$A_{diff} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_{m,N1} \cdot (r_{DS,N2} || r_{DS,P2}) \cdot g_{m,P3} \cdot (r_{DS,P3} || r_{DS,N5}). \quad (3.2)$$

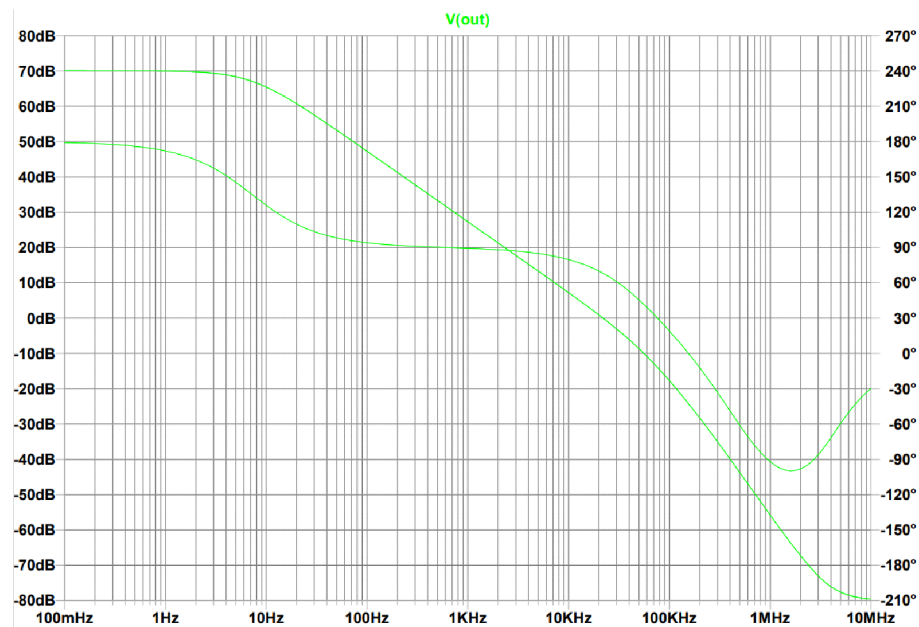


Obrázek 3.3 Schéma zapojení dvoustupňového operačního usměrňovače [11]

3.2.1 Simulace stability

Bez kondenzátoru je obvod nestabilní, a tak je třeba zapojit kompenzační Millerův kondenzátor C_{C1} . Pro zjištění hodnoty tohoto kondenzátoru je nutné, abychom obvod zapojili tak, že V_{inn} a V_{out} propojíme pomocí AC killeru (RC článku), a tím přerušíme

zpětnou vazbu pro AC signál. Simulujeme tím zesílení otevřené smyčky operačního zesilovače. Hodnota odporu je zvolena 1 G Ω a hodnota kondenzátoru 1 mF. Neinvertující vstup je uzemněn a střídavý zdroj je připojen do smyčky zpětné vazby. Pro vhodnou volbu hodnoty kondenzátoru je nutné, aby kmitočtová charakteristika procházela v bodě 0 dB se sklonem 20 dB/dek. Pro určení hodnoty kondenzátoru je důležitá i fáze, která by měla být větší než 60° při průchodu charakteristiky zesílení nulou. Čím větší kondenzátor, tím menší šířka pásma, takže nejvhodnější hodnota kondenzátoru je taková, při které je fáze shora nejbližší 60°. V případě kondenzátoru 3 pF je fáze 68,2°, což je přiměřená hodnota a tento kondenzátor byl zvolen pro další simulace. Na obrázku č. 3.4 je graf modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro hodnotu kompenzačního kondenzátoru 3 pF. [11]



Obrázek 3.4 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátor 3 pF

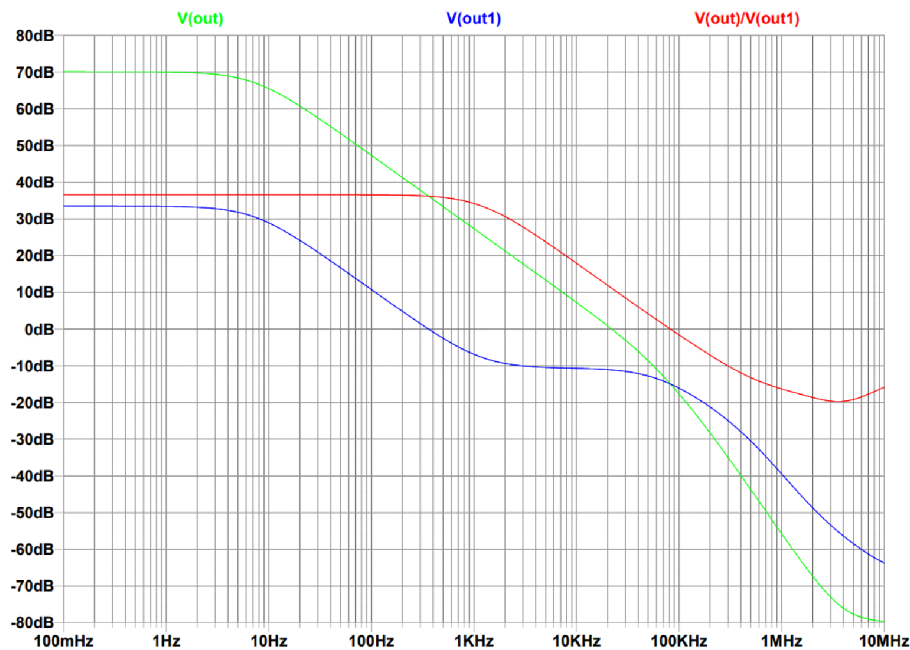
3.2.2 Simulace diferenčního zesílení a šířky pásma

Pro zjištění šířky pásma a zesílení je obvod zapojený jako v případě vyšetřování stability s tím rozdílem, že je v obvodu zapojena Millerova kapacita o hodnotě 3 pF, která byla zvolena ze simulace stability.

Na obrázku č. 3.5 je kmitočtová charakteristika operačního zesilovače. Zelený průběh odpovídá amplitudové kmitočtové charakteristice na výstupu operačního zesilovače, modrý průběh znázorňuje amplitudovou kmitočtovou charakteristiku prvního stupně a červený průběh zobrazuje amplitudovou kmitočtovou charakteristiku výstupního MOS zesilovače. Součet červeného a modrého průběhu udává diferenční zesílení celého

operačního zesilovače. Zesílení operačního zesilovače je 70,086 dB, zesílení diferenčního páru je 33,502 dB a zesílení MOS zesilovače je 36,584 dB.

Šířka pásma odpovídá frekvenci, kdy dojde k poklesu zesílení o 3 dB. Šířka pásma operačního zesilovače podle zeleného průběhu odpovídá hodnotě 7,308 Hz. Mezní kmitočet je možné zjistit jako frekvenci, kdy kmitočtová charakteristika prochází hodnotou 0 dB. Mezní kmitočet operačního zesilovače je 22,0718 kHz.



Obrázek 3.5 Kmitočtová charakteristika operačního zesilovače

3.2.3 Simulace CMRR

Pro zjištění parametru *CMRR* (potlačení souhlasného signálu) je obvod zapojený jako v případě vyšetřování zesílení a šířky pásma s tím rozdílem, že na neinvertující vstup je přiveden střídavý signál o amplitudě 1 V se stejnosměrnou hodnotou, která je rozmitána od -0,02 V do 0,02 V. [11]

Na obrázku č. 3.6 je znázorněno zesílení souhlasného signálu na frekvenci. Toto zesílení by mělo být ideálně co nejmenší, protože je nežádoucí, aby se zesilovalo vstupní souhlasné napětí. Z obrázku je patrné, že v případě dvoustupňového operačního zesilovače odpovídá zesílení hodnotám od 17,13 dB do 30,6 dB.

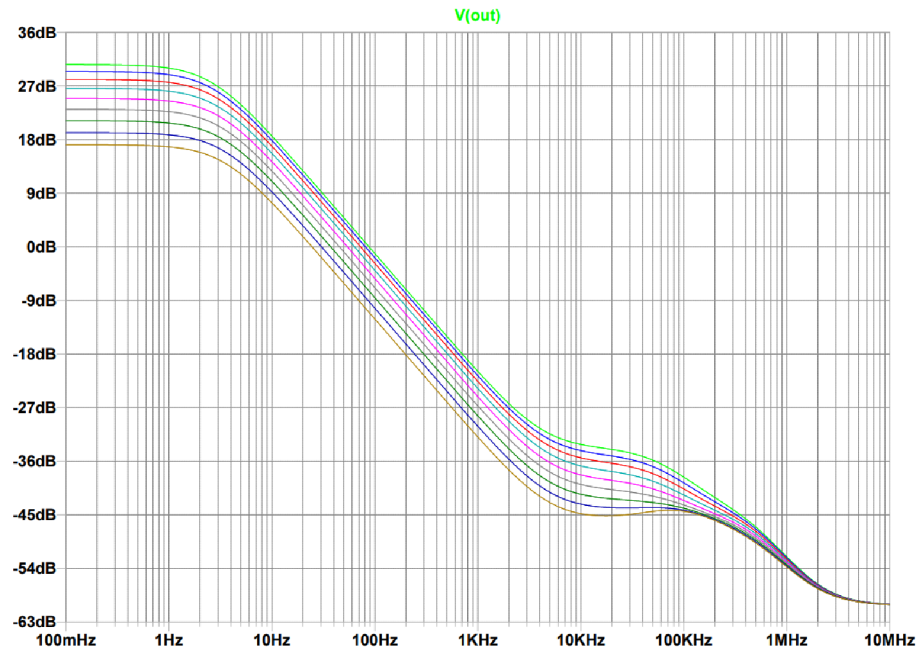
Parametr *CMRR* se vypočítá z rovnice

$$CMRR = 20 \cdot \log \left(\frac{A_{diff}}{A_{CM}} \right), \quad (3.2)$$

kde A_{diff} je diferenční zesílení operačního zesilovače a A_{CM} je zesílení vstupního souhlasného napětí. [11] Jelikož z výsledků simulace byly zjištěny hodnoty

A_{diff} a A_{CM} v dB, tak se výpočet parametru $CMRR$ zjednoduší na rozdíl těchto parametrů podle rovnice

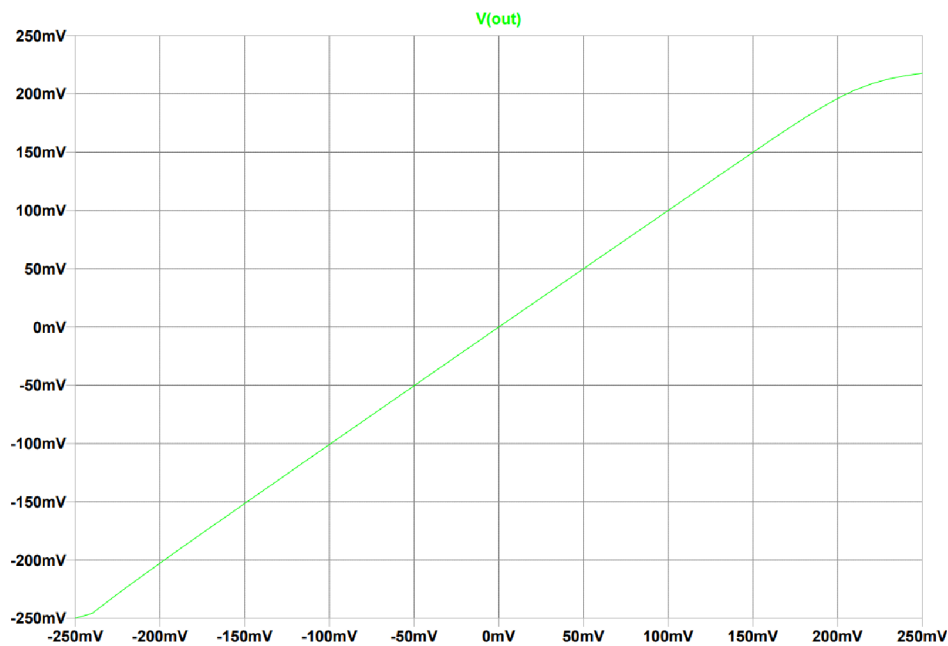
$$CMRR = A_{diff} - A_{CM} = 70,086 - (17,13) = 52,956 \text{ dB}. \quad (3.3)$$



Obrázek 3.6 Kmitočtová charakteristika pro zjištění zesílení souhlasného vstupního signálu

3.2.4 Simulace offsetu

Offset (vstupní napěťová nesymetrie) je taková úroveň napětí mezi vstupními svorkami, pro které je výstupní napětí nulové, resp. polovina napájecího napětí. Pro zjištění offsetu je obvod zapojen jako buffer ($V_{inn} = V_{out}$) a na neinvertující vstup je přivedeno stejnosměrné napětí, které je rozmítáno od -0,25 V do 0,25 V. Na obrázku č. 3.7 je výsledek DC analýzy, ze které bylo pomocí kurzoru zjištěno, že offset nabývá minimální hodnoty 80 μ V pro vstupní napětí 0 V. Pro vyšší a nižší hodnoty vstupního napětí je offset větší a mimo jiné závisí na velikosti stejnosměrného zesílení. [10]



Obrázek 3.7 Stejnoseměrná analýza pro zjištění offsetu

3.2.5 Spotřeba

Pro zjištění spotřeby byla z výstupního souboru extrahována hodnota proudu, který prochází napájecími zdroji. Tento proud je stejný pro oba zdroje napájení. Spotřeba se tedy vypočítá podle vzorce

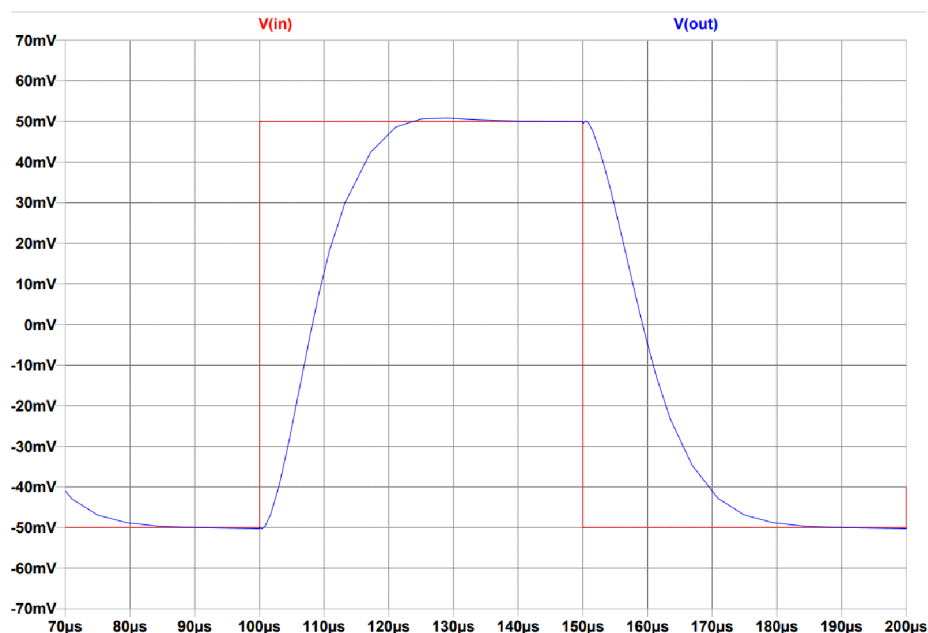
$$P = I \cdot (V_{cc} - V_{ss}) = 462,42 \cdot 10^{-9} \cdot 0,5 = 231,212 \cdot 10^{-9} \text{ W}, \quad (3.4)$$

kde I je proud procházející oběma zdroji, V_{cc} je kladné napájení a V_{ss} je záporné napájení.

3.2.6 Simulace SR

Mezní rychlost přeběhu (SR) udává, jakou maximální rychlostí je operační zesilovač schopen změnit své výstupní napětí v čase. Obvod je zapojen jako sledovač a na vstup je přiveden obdélníkový signál o výšce pulzu 50 mV. Z výsledku v grafu na obrázku č. 3.8 bylo zjištěno, že ΔV_{out} je 80,117 mV a Δt je 13,451 μs . Mezní rychlost přeběhu je dána rovnicí [10]

$$SR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = \frac{80,117 \cdot 10^{-3}}{13,451} = 5,956 \frac{mV}{\mu s}. \quad (3.5)$$



Obrázek 3.8 Tranzientní analýza pro simulaci SR

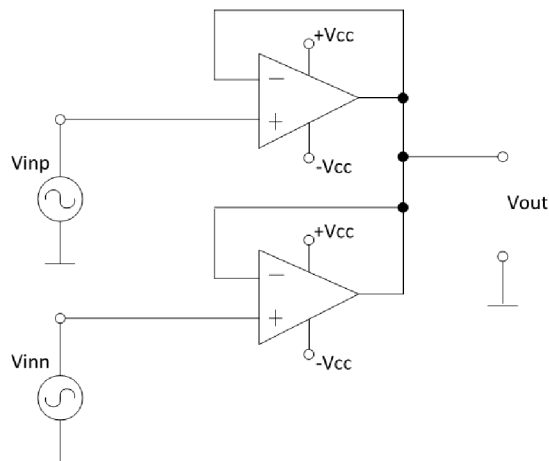
Tabulka 3.1 Tabulka parametrů dvoustupňového operačního zesilovače

Parametr	Hodnota
Diferenční zesílení (A_{diff})	70,09 dB
Šířka pásma (BW)	7,3 Hz
Mezní kmitočet (GBW)	22,1 kHz
CMRR	39,49 dB – 52,96 dB
Offset	80 μ V
Mezní rychlost přeběhu (SR)	5,96 mV/ μ s
Spotřeba	231,2 nW
Napájení	\pm 0,25 V

3.3 Dvoustupňový operační usměrňovač

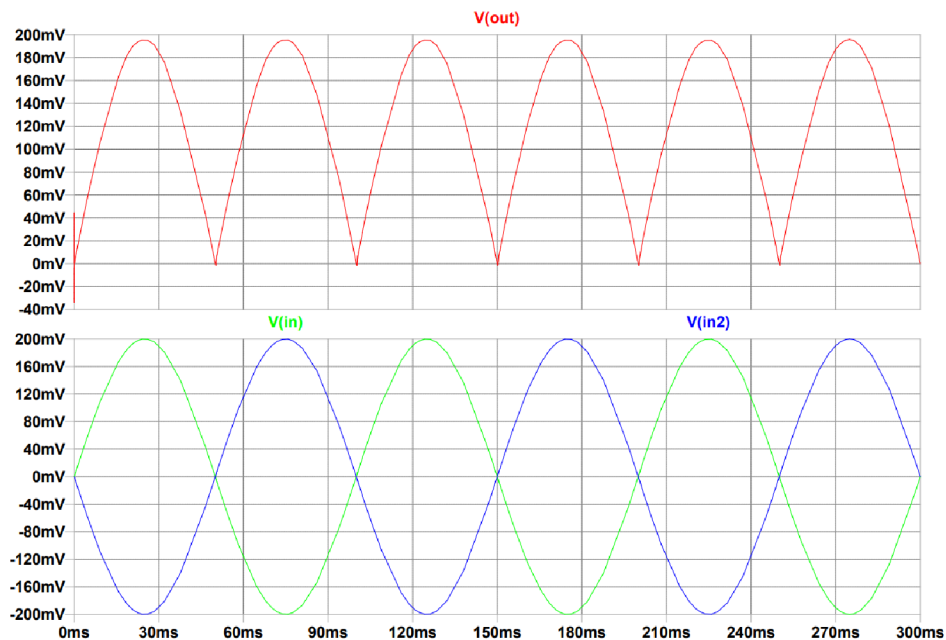
Schéma zapojení dvoustupňového operačního usměrňovače, který umožňuje dvoucestné usměrnění, je na obrázku č. 3.9. Jedná se o dva dvoustupňové operační zesilovače, které mají spojené výstupy. Na vstupy obou zesilovačů je přiveden stejný signál o amplitudě 200 mV a stejnosměrné složce rovnající se polovině napájecího napětí, které je \pm 0,25 V, s tím rozdílem, že na jeden vstup je přiveden s posunem o 180° . Tento posun lze realizovat invertorem nebo invertujícím zesilovačem.

Na obrázku č. 3.10 je výsledek tranzientní simulace, ze které je patrné, že vstupní signál je dvoucestně usměrněný a výstupní signál je méně zkreslený než v případě usměrňovače realizovaného pomocí diferenčního páru. Na obrázku č. 3.11 je kmitočtová charakteristika usměrňovače, ze které je patrné, že šířka pásma, která odpovídá poklesu o 3 dB, je 37,032 kHz.

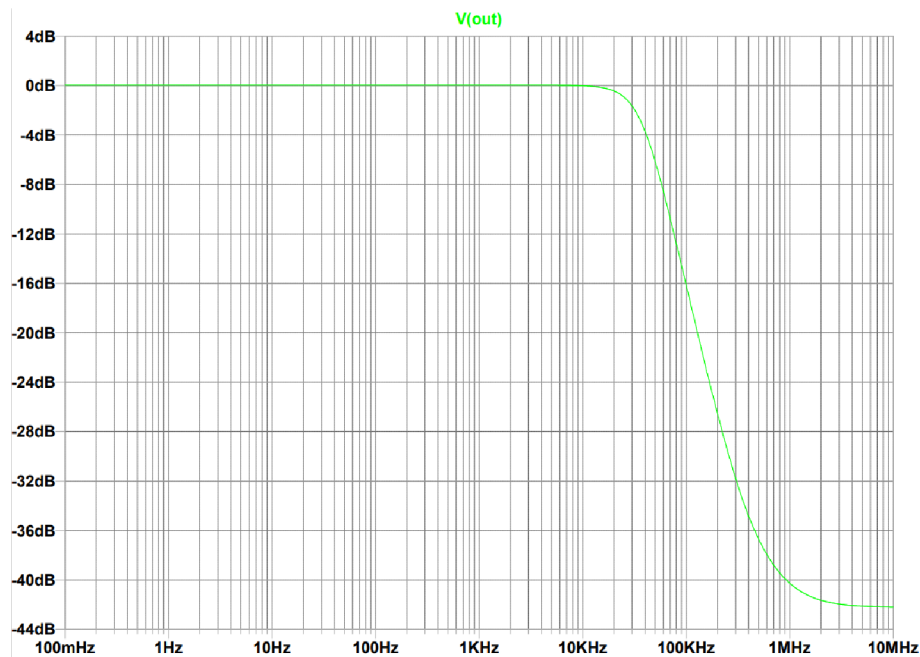


Obrázek 3.9 Schéma zapojení dvoustupňového operačního usměrňovače – dvoucestné usměrnění

3.3.1 Výsledky simulací



Obrázek 3.10 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu dvoustupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$



Obrázek 3.11 Kmitočtová charakteristika dvoustupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V

Při napájecím napětí na $\pm 0,25$ V dojde k tomu, že operační zesilovače už nejsou typu rail-to-rail, jelikož hradlem řízené struktury operačního transkonduktančního zesilovače (OTA) omezuje snížené napájecí napětí rozsah vstupního souhlasného napětí (*ICMR*). Vzhledem k biomedicínským signálům je tento problém závažný a bylo nutné najít jiné řešení usměrnění těchto signálů.

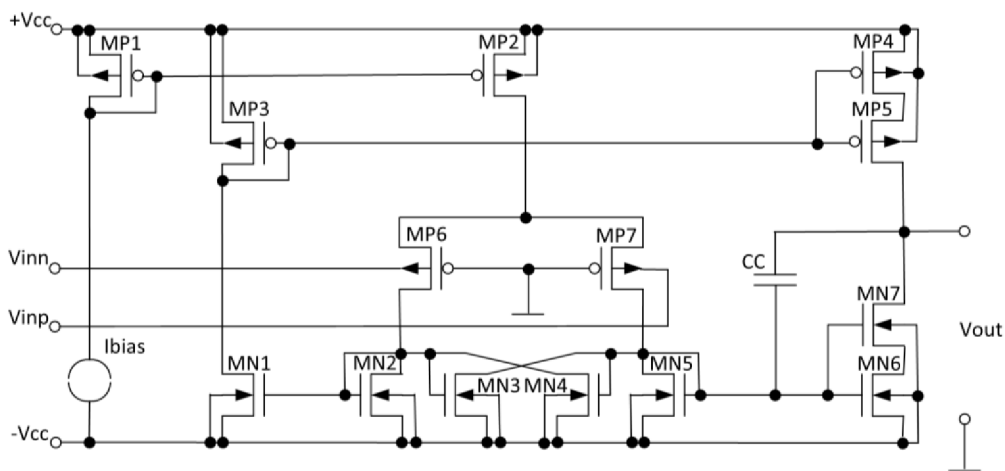
3.4 Bulkem řízený operační zesilovač s negativní vodivostí

Schéma zapojení bulkem řízeného operačního zesilovače s negativní vodivostí a s napájením $\pm 0,4$ V je na obrázku č. 3.12. Zesilovač se skládá ze 2 stupňů. Jako první stupeň je použit bulkem řízený diferenční pár se zápornou vodivostí, kde vstupní signál je přiveden na bulky tranzistorů. Druhý blok tvoří jednoduchý zesilovač MOS, který obrací fázi.

Bulkem řízená technika je jedna z nejvhodnějších konstrukčních technik, která nabízí vstupní napěťový rozsah (*ICMR*) blízko rail-to-rail, když je napájecí napětí blízké nebo dokonce menší než prahové napětí MOS tranzistoru. Nevýhodou této techniky je, že odpovídající diferenční pár má velmi malou transkonduktanci, která je obvykle 3-5krát menší než u hradlem gate řízené techniky. Další nevýhodou je také velká vstupní kapacita, kterou tvoří přechod bulk-source a bulk-substrát. Tím dojde k tomu, že vlastní

napětíové zesílení bulkem řízeného MOS tranzistoru bude velmi nízké. Také dojde ke zvýšení šumu na vstupu. Malé zesílení je vykompenzováno zápornou vodivostí.

Ve struktuře operačního zesilovače představují tranzistory M_{P1} a M_{P2} proudové zrcadlo, které zrcadlí referenční proud do jednotlivých stupňů. Diferenční pár tvoří tranzistory M_{P6} a M_{P7} a zátěž tohoto diferenčního páru tvoří negativní vodivost tvořená tranzistory M_{N2} , M_{N3} , M_{N4} a M_{N5} . Pro docílení co největšího zesílení je potřeba brát výstup prvního stupně diferenčně, což v tomto případě znamená, že pomocí tranzistorů M_{N1} a M_{N6} , které tvoří proudové zrcadlo, jsou výstupy diferenčního páru vedeny do jednoho výstupu. Druhý stupeň tvoří jednoduchý zesilovač MOS, který je doplněn o self-kaskody, které slouží ke zvýšení zesílení. Self-kaskoda je tvořena 2 tranzistory stejného typu. Oba tranzistory mají stejné rozměry a mají spojená hradla. Tím se jeden z těchto tranzistorů dostane do lineární oblasti a druhý zůstává v režimu saturace. Napětí mezi oblastí drain a source tranzistoru v lineárním režimu je tak malé, že není patrné žádné V_{DS-sat} . Proto lze self-kaskodu použít v nízkonapětových aplikacích. V zapojení na obrázku č. 3.12 tvoří self-kaskodu tranzistory M_{P4} a M_{P5} a další self-kaskodu tvoří tranzistory M_{N6} a M_{N7} . [14]



Obrázek 3.12 Schéma zapojení bulkem řízeného operačního zesilovače se zápornou vodivostí s napájením $\pm 0,4$ V

3.4.1 Simulace parametrů

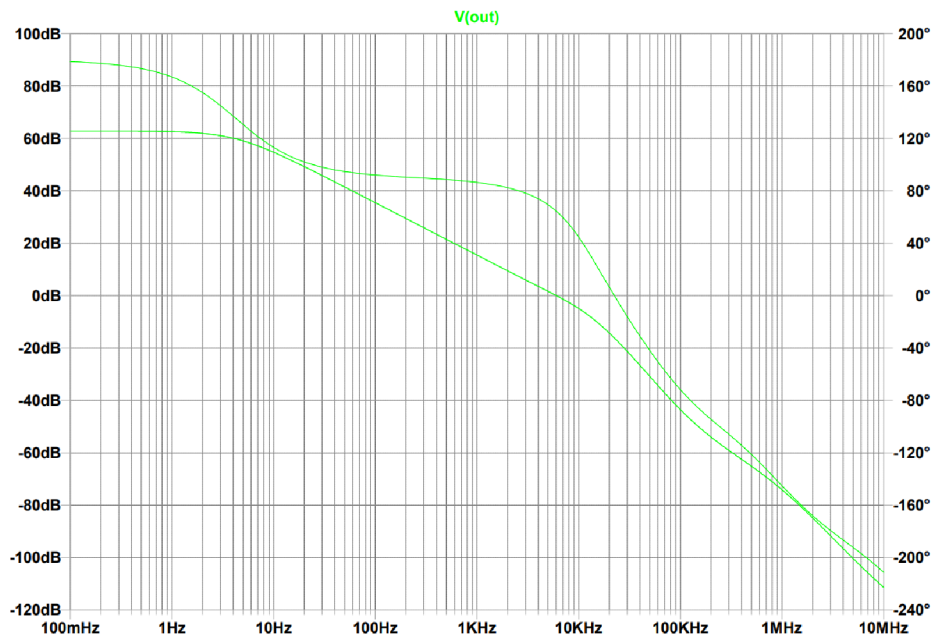
Nejdříve bylo nutné obvod stabilizovat pomocí Millerova kondenzátoru C_c . Hodnota kondenzátoru byla zjišťována stejně jako v kapitole 3.2.1. V případě kondenzátoru 4 pF je fáze 64° , což je přiměřená hodnota a tento kondenzátor byl zvolen pro další simulace. Na obrázku č. 3.13 je graf modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro hodnotu kompenzačního kondenzátoru 4 pF.

Pro zjištění šířky pásma a zesílení je obvod zapojený jako v kapitole 3.2.2. Zesílení operačního zesilovače je 62,8 dB. Šířka pásma odpovídá frekvenci, kdy dojde k poklesu zesílení o 3 dB. Šířka pásma operačního zesilovače odpovídá hodnotě 4,3 Hz. Mezní kmitočet je možné zjistit jako frekvenci, kdy kmitočtová charakteristika prochází hodnotou 0 dB. Mezní kmitočet operačního zesilovače je 6 kHz.

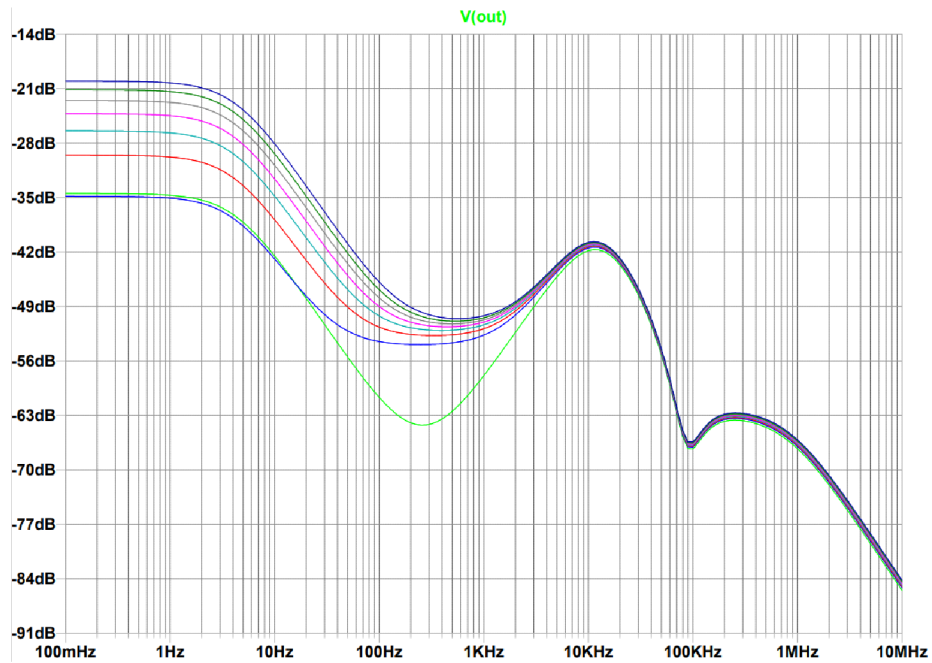
Pro zjištění parametru *CMRR* je obvod zapojený jako v kapitole 3.2.3. Na obrázku č. 3.14 je znázorněna závislost zesílení souhlasného signálu na frekvenci. Z obrázku je patrné, že v případě operačního zesilovače se zápornou vodivostí odpovídá zesílení při rozmitání stejnosměrné složky na vstupu od -0,1 V do 0,1 V hodnot od -34,5 dB do -20,1 dB. Parametr *CMRR* je poté vypočten pomocí rovnice 3.3 a nabývá hodnoty od 82,9 dB do 97,3 dB. Je také patrné, že parametr *CMRR* se mění se souhlasným signálem na vstupu.

Pro zjištění offsetu je obvod zapojen jako v kapitole 3.2.4. Na obrázku č. 3.15 je výsledek DC analýzy, ze které bylo pomocí kurzoru zjištěno, že offset nabývá hodnoty 25,4 μ V.

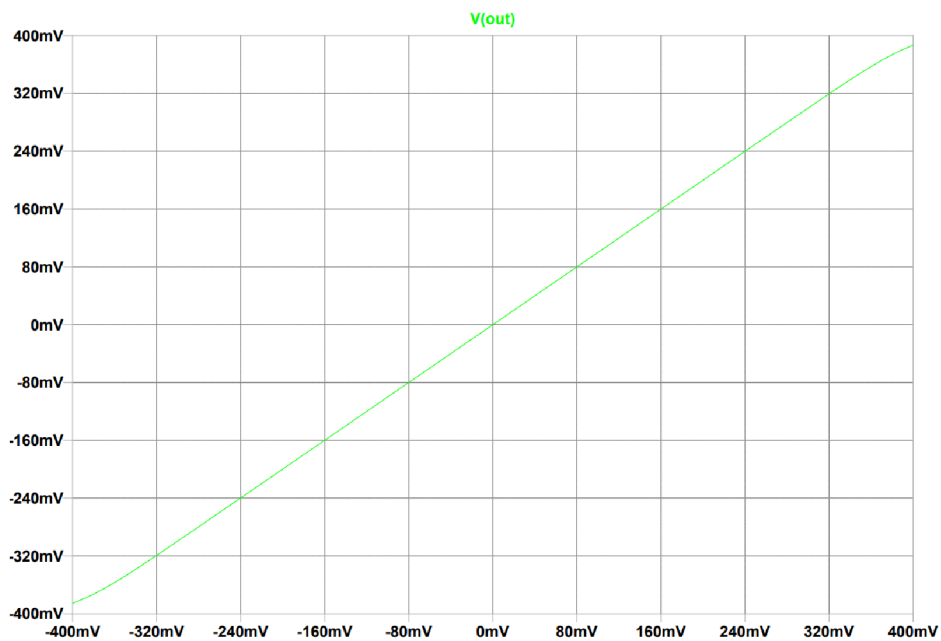
Spotřeba tohoto zapojení se vypočítá stejně jako v kapitole 3.2.5. V případě tohoto zapojení je spotřeba 97,6 nW. Pro zjištění mezní rychlosti přeběhu (*SR*) je obvod zapojen jako v kapitole 3.2.6. Z výsledku v grafu na obrázku č. 3.16 vyplývá, že pro nástupnou hranu je ΔV_{out} 350,840 mV a Δt je 66,556 μ s. Mezní rychlost přeběhu nabývá hodnoty 5,3 mV/ μ s. Pro sestupnou hranu je ΔV_{out} 319,634 mV a Δt je 77,648 μ s. Mezní rychlost přeběhu nabývá hodnoty 4,2 mV/ μ s.



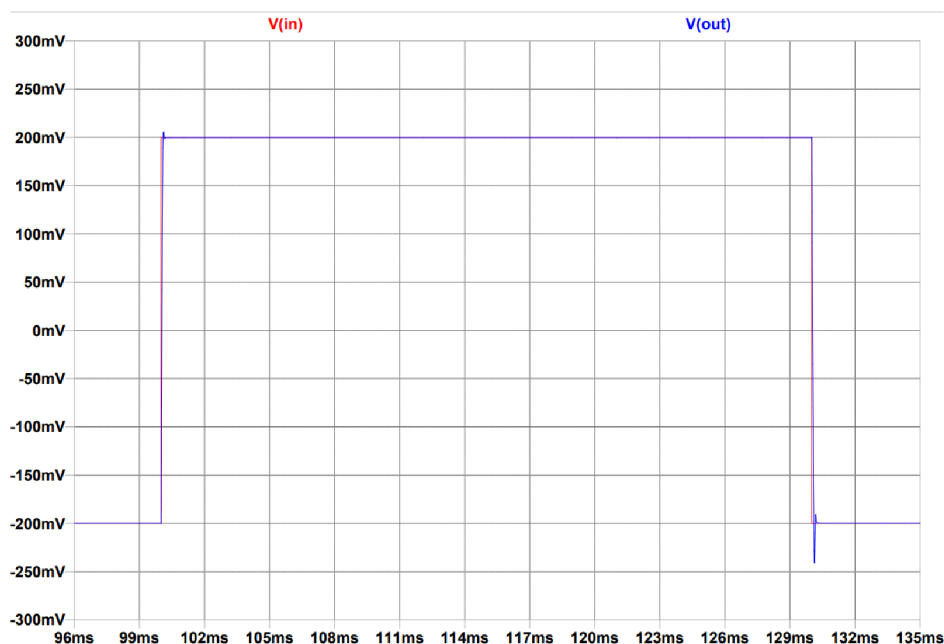
Obrázek 3.13 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátor 4 pF



Obrázek 3.14 Kmitočtová charakteristika pro zjištění zesílení souhlasného vstupního signálu



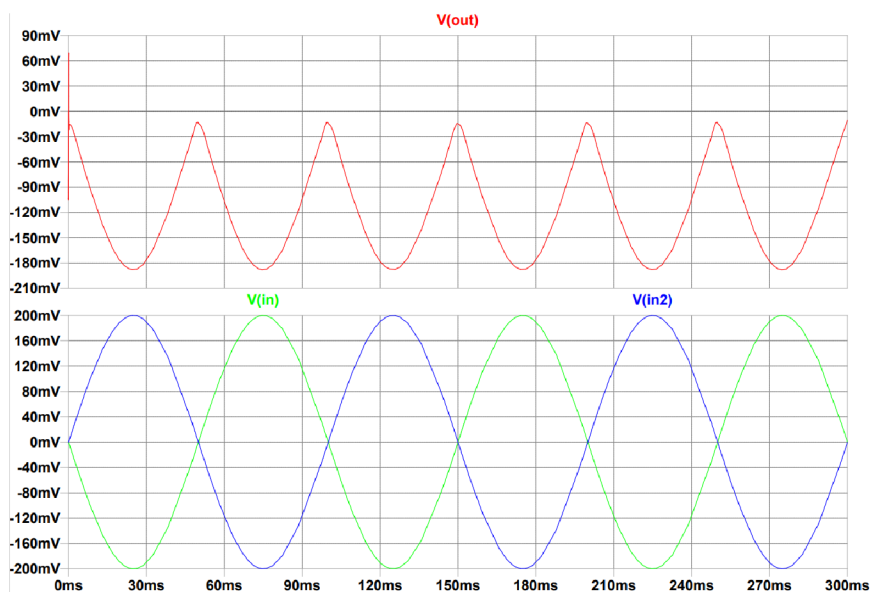
Obrázek 3.15 Stejnoseměrná analýza pro zjištění offsetu



Obrázek 3.16 Tranzientní analýza pro simulaci SR

Poté co bylo zjištěno, že operační zesilovač vykonává správnou funkci, bylo možné zapojit dva operační zesilovače s negativní vodivostí tak, jak je zobrazeno již na obrázku č. 3.9. Na vstupy obou zesilovačů je přiveden stejný signál o amplitudě 200 mV a stejnosměrné složce rovnající se polovině napájecího napětí, které je $\pm 0,4$ V, s tím rozdílem, že na jeden vstup je přiveden s posunem o 180° . Tento posun lze realizovat invertorem nebo invertujícím zesilovačem. Pro správné usměřování je potřeba, aby poměr W/L mezi tranzistorem M_{P3} a tranzistorem M_{P4} a M_{P5} byl 1:3 a poměr u tranzistoru M_{N5} a tranzistoru M_{N6} a M_{N7} byl 1:9. Je to kvůli tomu, že když jeden operační zesilovač je v rovnováze, tedy usměřňuje, druhý je v nerovnováze a jedním tranzistorem, který tvoří diferenční pár, teče celý referenční proud. Když jsou tedy výstupy 2 operačních zesilovačů spojeny, aby se vytvořil usměřňovač, pak je nutné dodržení těchto poměrů, aby se rovnaly proudy, které tečou přes tranzistory M_{P4} , M_{P5} a M_{N6} , M_{N7} .

Na obrázku č. 3.17 je výsledek tranzientní simulace, ze které je patrné, že výstupní signál je mírně zkreslený. Jak výsledek simulace dokazuje, je možné usměrnit i zápornou půlvlnu. Obvod mimo jiné také vyniká malou spotřebou. Zkreslení vzniklo kvůli tomu, že operační zesilovač je pomalý, a tak se přepínání mezi jednotlivými operačními zesilovači projeví v usměrněném výstupním signálu.

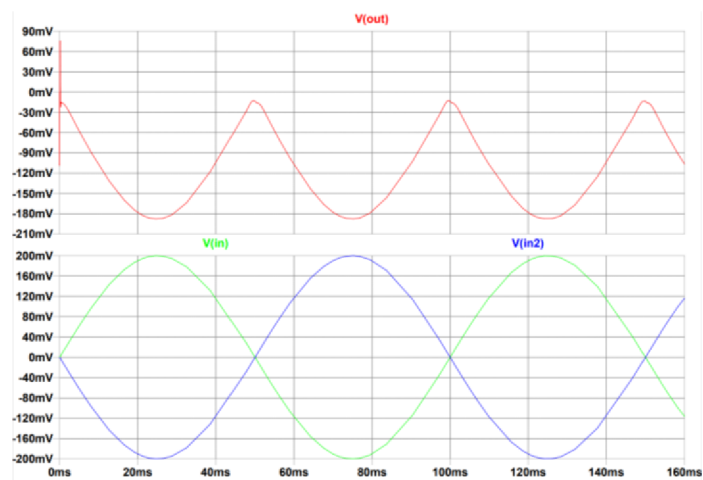


Obrázek 3.17 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se zápornou vodivostí při napájení $\pm 0,4$ V

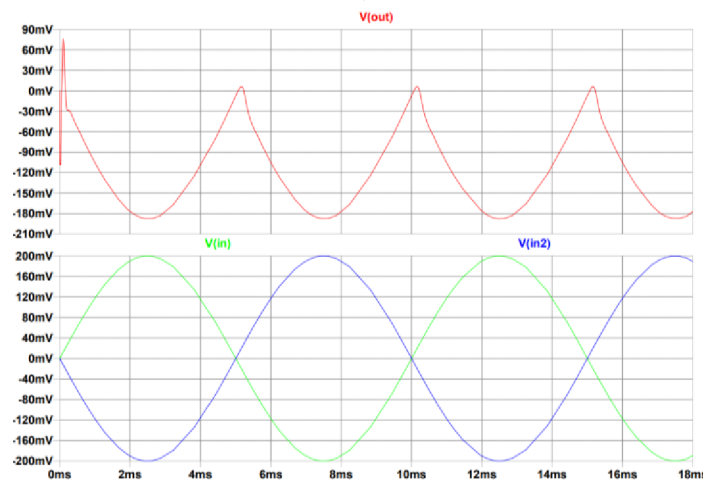
Tabulka 3.2 Tabulka parametrů operačního zesilovače se zápornou vodivostí

Parametr	Hodnota
Diferenční zesílení (A_{diff})	62,8 dB
Šířka pásma (BW)	4,3 Hz
Mezní kmitočet (GBW)	6 kHz
CMRR	82,9 dB – 97,3 dB
Offset	25,4 μ V
Mezní rychlost přeběhu (SR-rise)	5,3 mV/ μ s
Mezní rychlost přeběhu (SR-fall)	4,2 mV/ μ s
Spotřeba	97,6 nW
Napájení	$\pm 0,4$ V

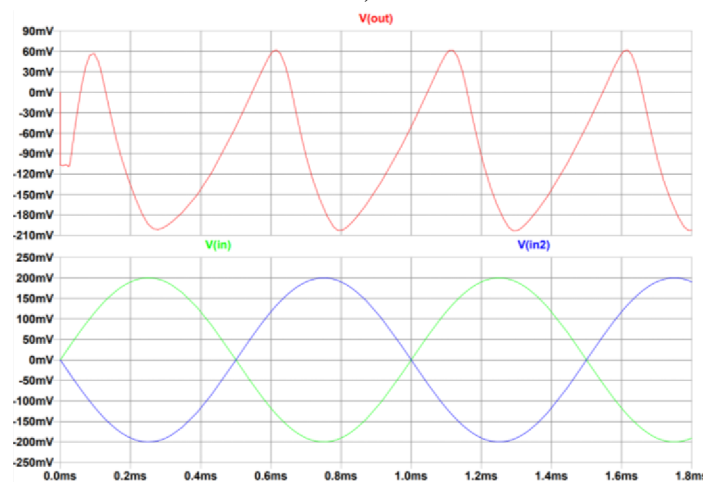
Na obrázcích č. 3.18 a č. 3.19 je výsledek tranzientní simulace, kdy byla rozmítána frekvence vstupního sinusového signálu od 10 Hz do 1 kHz a následně byla rozmítána amplituda od 0,1 V do 0,3 V. Výsledky simulací dokazují, že při nižších kmitočtech dochází k napěťovému posunu 15 mV a při vyšších frekvencích dochází ke zkreslení a zvýšení zákmitů usměrněného signálu. S klesající amplitudou vstupního sinusového signálu dochází ke většímu poklesu amplitudy usměrněného signálu a k jeho zkreslení.



a)

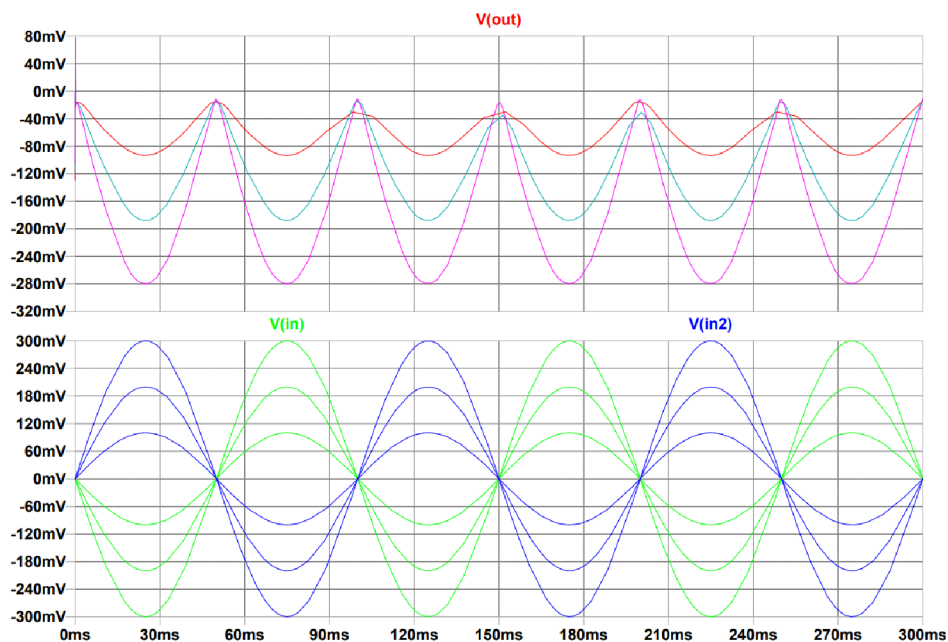


b)



c)

Obrázek 3.18 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se zápornou vodivostí při napájení $\pm 0,4$ V při rozmitání frekvence a) 10 Hz b) 100 Hz c) 1kHz

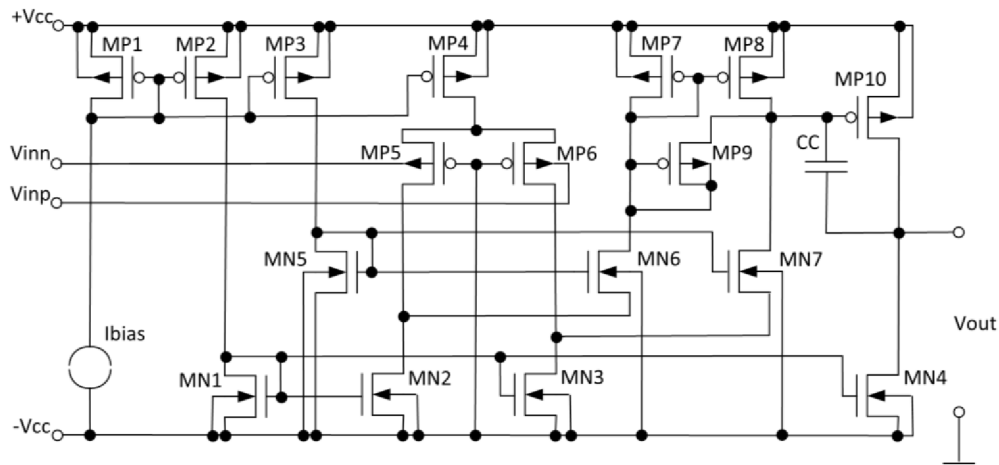


Obrázek 3.19 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se zápornou vodivostí při napájení $\pm 0,4$ V při rozmitání amplitudy

3.5 Bulkem řízený dvoustupňový operační zesilovač s folded kaskodou

Schéma zapojení bulkem řízeného operačního zesilovače s folded kaskodou a s napájením $\pm 0,25$ V je na obrázku č. 3.20. Zesilovač se skládá ze 2 stupňů. Jako první stupeň je použit bulkem řízený diferenční pár, který tvoří PMOS tranzistory M_{P5} a M_{P6} . Zátěž diferenčního páru tvoří tranzistory M_{N2} a M_{N3} , respektive tranzistory M_{P7} a M_{P8} , jejichž pracovní bod je nastavován pomocí proudového zrcadla. Obvod je navržen tak, že diferenční pár využívá referenčního proudu, který je přiváděn pomocí tranzistoru M_{P4} . Tento referenční proud se rozdělí v poměru 1:1. Tím dojde k tomu, že tranzistory M_{P5} a M_{P6} protéká menší proud, než tranzistory M_{N2} a M_{N3} . Tím je napětí na oblastech drain tranzistorů M_{N2} a M_{N3} blízko zápornému napájecímu napětí, ale i přes to jsou tranzistory v saturaci. Tranzistory M_{N6} a M_{N7} slouží k odvedení přebytečného proudu z prvního stupně a také udržují napětí na drain oblastech tranzistorů M_{N2} a M_{N3} . Pomocí tranzistorů M_{P7} a M_{P8} jsou výstupy prvního stupně převedeny na jeden výstup. Druhý stupeň tvoří jednoduchý zesilovač MOS. Diferenční pár je tvořen PMOS tranzistory kvůli tomu, aby nedocházelo k systematické chybě proudu, kterou by vytvářely tranzistory M_{P7} a M_{P8} tím, že by neměly stejné napětí na oblastech drain. Tranzistor M_{P9} slouží

k rychlejší aktivaci tranzistoru M_{P10} , omezuje rozkmit napětí na jeho hradle při přechodu mezi aktivní a neaktivní fází. Bez něj by usměrněný signál měl velké překmity.



Obrázek 3.20 Schéma zapojení bulkem řízeného dvoustupňového operačního zesilovače s folded kaskodou s napájením $\pm 0,25$ V

3.5.1 Simulace parametrů

Stejně jako v kapitole 3.4, i v tomto případě bylo nutné obvod stabilizovat pomocí Millerova kondenzátoru C_c . Hodnota kondenzátoru byla zjišťována stejně jako v kapitole 3.2.1. V případě kondenzátoru 8 pF je fáze 65° , což je přiměřená hodnota a tento kondenzátor byl zvolen pro další simulace. Na obrázku č. 3.21 je graf modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro hodnotu kompenzačního kondenzátoru 8 pF. [11]

Pro zjištění šířky pásma a zesílení je obvod zapojený jako v kapitole 3.4.2. Na obrázku č. 3.22 je kmitočtová charakteristika operačního zesilovače. Zelený průběh odpovídá amplitudové kmitočtové charakteristice na výstupu operačního zesilovače, tmavě modrý průběh znázorňuje amplitudovou kmitočtovou charakteristiku prvního stupně a červený průběh znázorňuje amplitudovou kmitočtovou charakteristiku druhého stupně. Součet tmavě modrého a červeného průběhu udává diferenční zesílení celého operačního zesilovače. Zesílení operačního zesilovače je 73,68 dB, zesílení diferenčního páru prvního stupně je 33,53 dB a zesílení druhého stupně zesilovače je 40,15 dB.

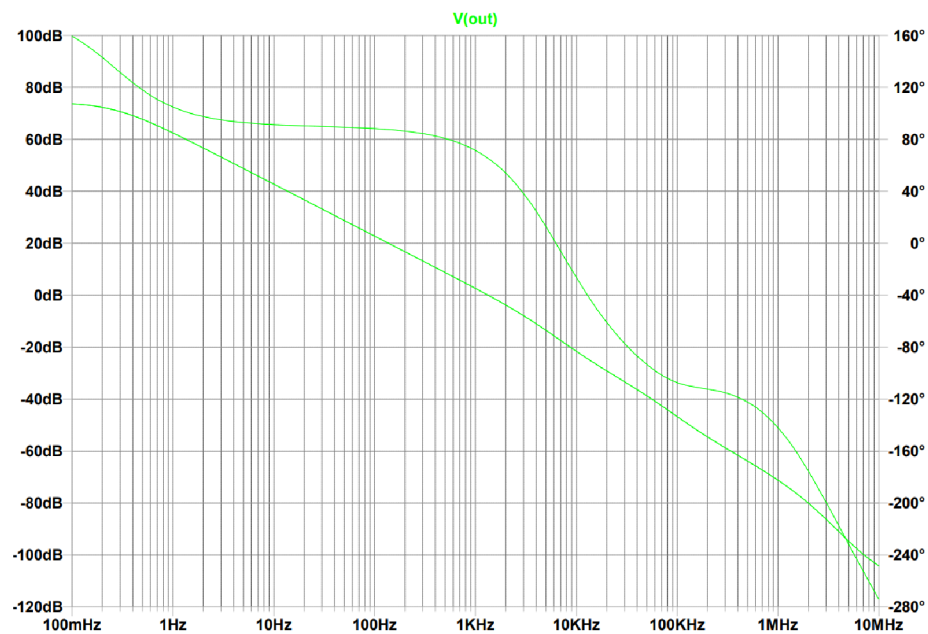
Šířka pásma odpovídá frekvenci, kdy dojde k poklesu zesílení o 3 dB. Šířka pásma operačního zesilovače podle zeleného průběhu odpovídá hodnotě 302 mHz. Mezní kmitočet je možné zjistit jako frekvenci, kdy kmitočtová charakteristika prochází hodnotou 0 dB. Mezní kmitočet operačního zesilovače je 1,38 kHz.

Pro zjištění parametru $CMRR$ je obvod zapojený jako v kapitole 3.2.3. Na obrázku č. 3.23 je znázorněno zesílení souhlasného signálu na frekvenci. Z obrázku je patrné, že v případě operačního zesilovače s folded kaskodou nabývá zesílení při rozmítání stejnosměrné složky na vstupu od -0.1 V do 0.1 V hodnot od -31,16 dB do -18,73 dB.

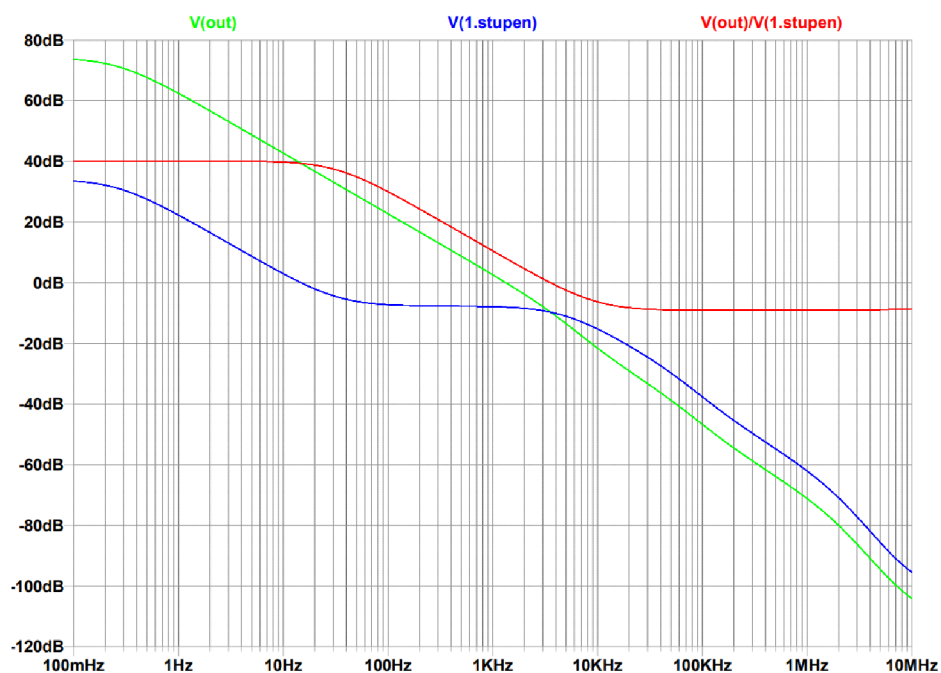
Parametr $CMRR$ je poté vypočten pomocí rovnice 3.3 a nabývá hodnoty od 92,40 dB do 104,84 dB. Je také patrné, že parametr $CMRR$ se mění se souhlasným signálem na vstupu.

Pro zjištění offsetu je obvod zapojen jako v kapitole 3.2.4. Na obrázku č. 3.24 je výsledek DC analýzy, ze které bylo pomocí kurzoru zjištěno, že offset nabývá hodnoty 22,9 μV .

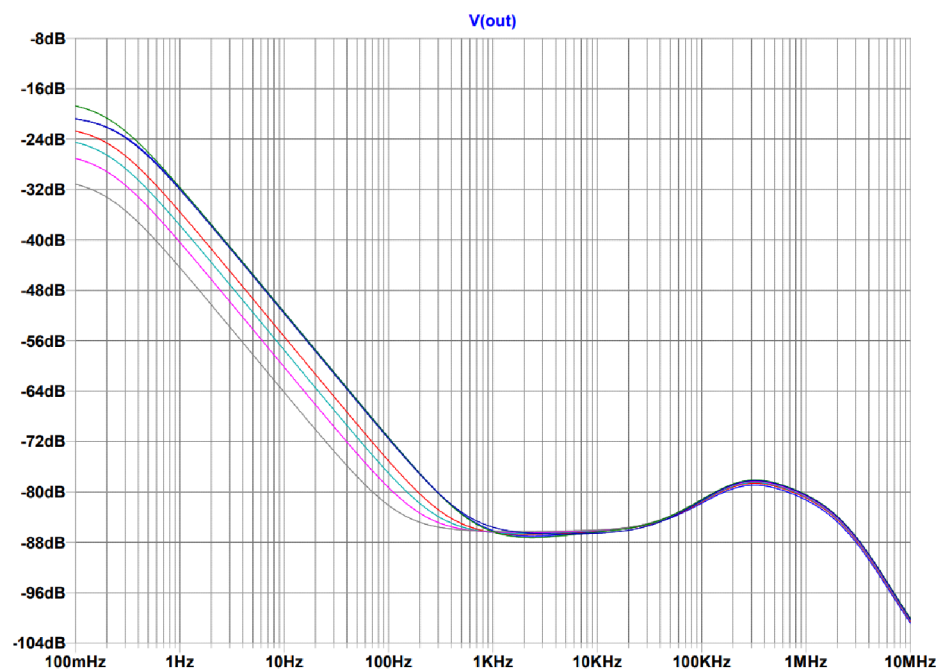
Spotřeba se vypočítá stejně jako v kapitole 3.2.5. V případě tohoto zapojení je spotřeba 58,58 nW. Pro zjištění mezní rychlosti přeběhu (SR) je obvod zapojen jako v kapitole 3.2.6. Z výsledku v grafu na obrázku č. 3.25 bylo zjištěno, že pro nástupnou hranu je ΔV_{out} 301,060 mV a Δt je 256,24 μs . Mezní rychlost přeběhu nabývá hodnoty 1,18 mV/ μs . Pro sestupnou hranu je ΔV_{out} 321,059 mV a Δt je 366,057 μs . Mezní rychlost přeběhu nabývá hodnoty 0,88 mV/ μs .



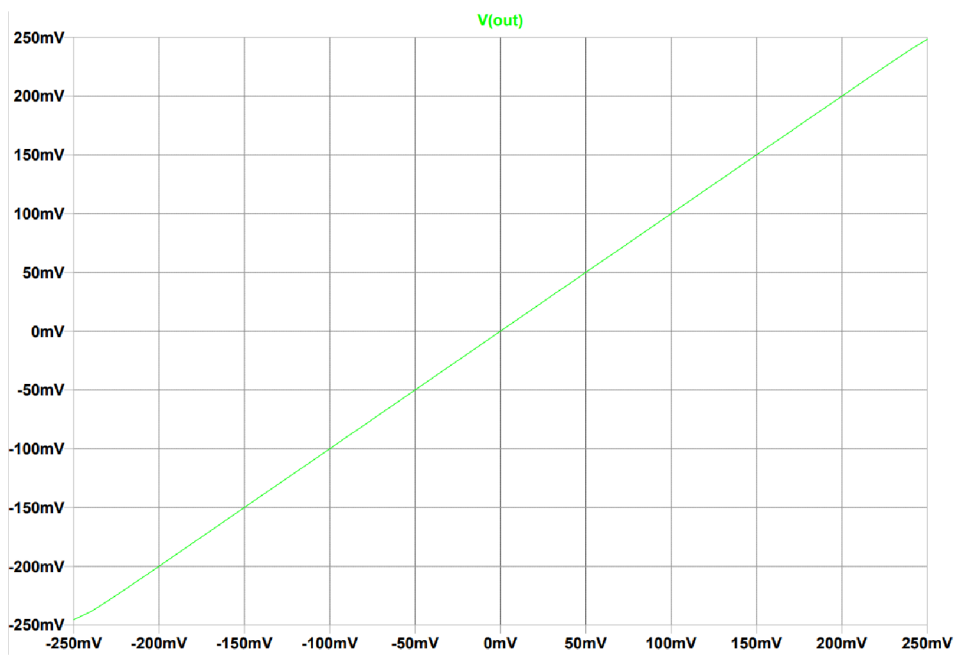
Obrázek 3.21 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátor 8 pF



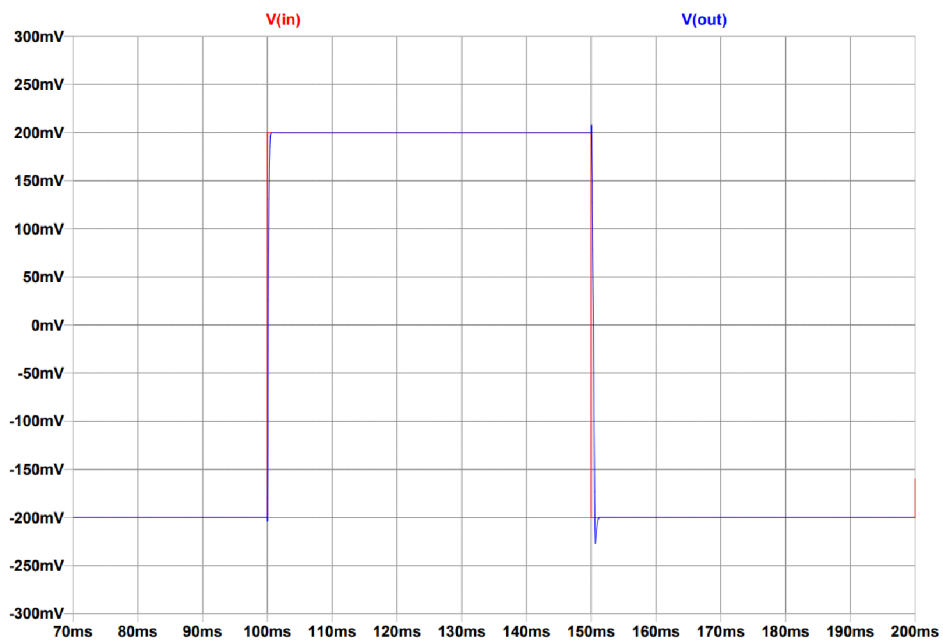
Obrázek 3.22 Kmitočtová charakteristika operačního zesilovače



Obrázek 3.23 Kmitočtová charakteristika pro zjištění zesílení souhlasného vstupního signálu



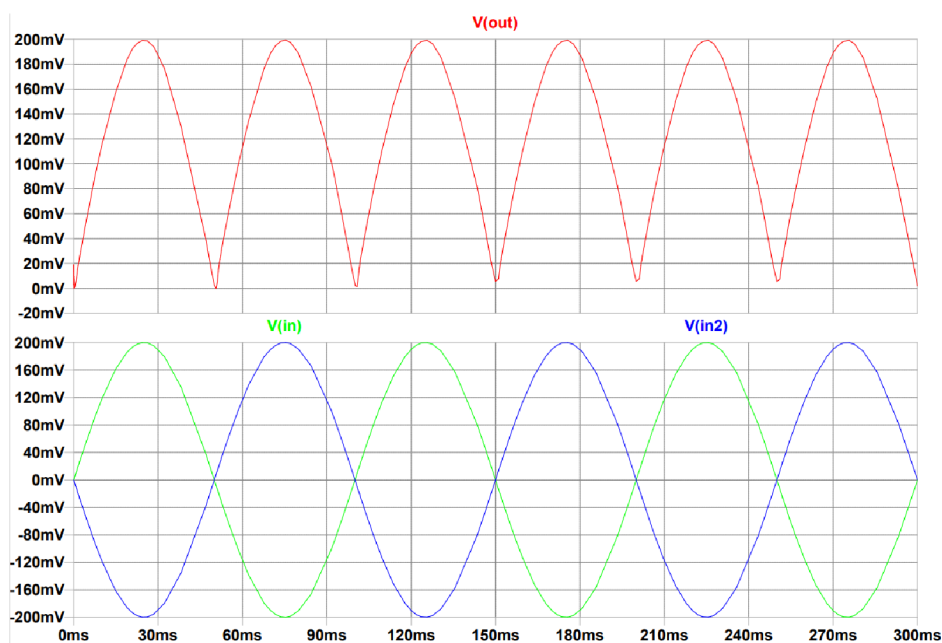
Obrázek 3.24 Stejnoseměrná analýza pro zjištění offsetu



Obrázek 3.25 Tranzientní analýza pro simulaci SR

Jak bylo zjištěno, že operační zesilovač vykonává správnou funkci, bylo možné zapojit dva dvoustupňové operační zesilovače tak, jak je zobrazeno již na obrázku č. 3.9. Ovšem u jednoho z těchto dvou operačních zesilovačů bylo nutné drain tranzistoru M_{N4} odpojit od výstupu, jinak by měl druhý stupeň dvojnásobnou zátěž a došlo by tak k systematickému offsetu výstupního napětí. Na vstupy obou zesilovačů je přiveden stejný sinusový signál o amplitudě 200 mV a stejnosměrné složce rovnající se polovině napájecího napětí, které je $\pm 0,25$ V, s tím rozdílem, že na jeden vstup je přiveden s posunem o 180° . Tento posun lze realizovat invertorem nebo invertujícím zesilovačem.

Na obrázku č. 3.26 je výsledek tranzientní simulace, ze které je patrné, že výstupní signál je na rozdíl od operačního usměrňovače s negativní vodivostí méně zkreslený, a proto je toto zapojení vhodnější pro usměrnění biomedicínských signálů i přesto, že některé parametry, jako například GBW nebo SR tohoto operačního zesilovače, jsou horší než u operačního usměrňovače s negativní vodivostí.

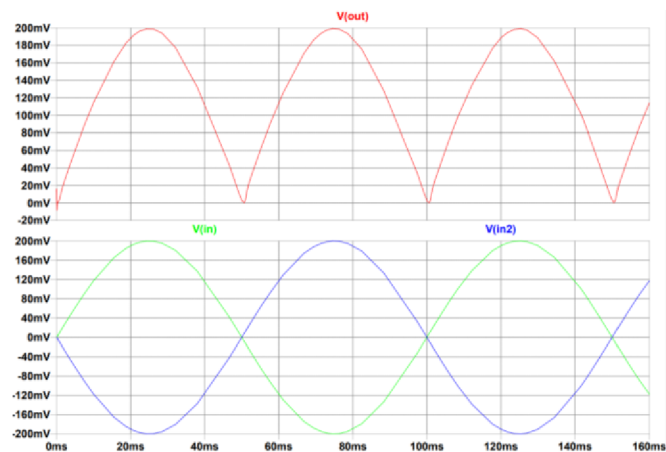


Obrázek 3.26 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu dvoustupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V

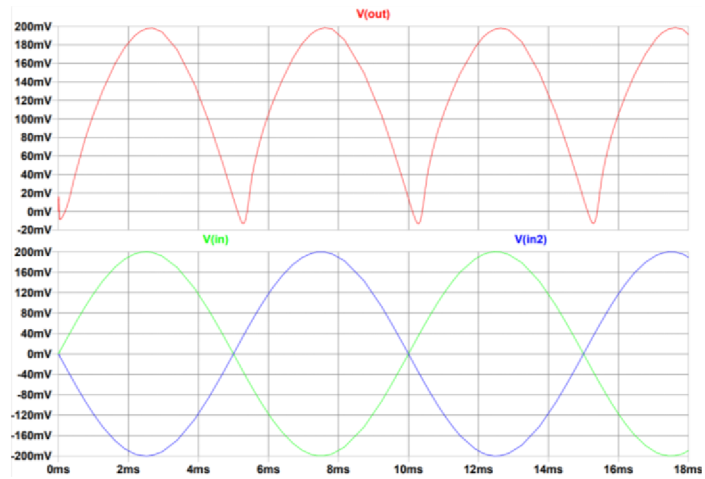
Tabulka 3.3 Tabulka parametrů dvoustupňového operačního zesilovače s folded kaskodou

Parametr	Hodnota
Diferenční zesílení (A_{diff})	73,68 dB
Šířka pásma (BW)	302 mHz
Mezní kmitočet (GBW)	1,38 kHz
CMRR	92,40dB – 104,84 dB
Offset	22,9 μ V
Mezní rychlost přeběhu (SR-rise)	1,18 mV/ μ s
Mezní rychlost přeběhu (SR-fall)	0,88 mV/ μ s
Spotřeba	58,58 nW
Napájení	$\pm 0,25$ V

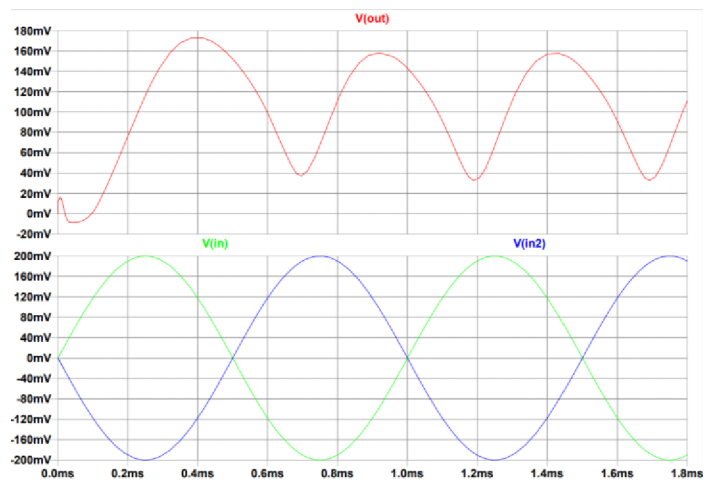
Na obrázcích č. 3.27 a č. 3.28 je výsledek tranzientní simulace, kdy byla rozmitána frekvence vstupního sinusového signálu od 10 Hz do 1 kHz a následně byla rozmitána amplituda od 0,1 V do 0,2 V. Výsledky simulací dokazují, že s rostoucím kmitočtem dochází k napěťovému posunu usměrněného signálu a při vyšších frekvencích dochází ke snížení amplitudy usměrněného signálu vlivem malého GBW . Při změnách amplitudy sinusového signálu nedochází ke změnám usměrněného signálu.



a)

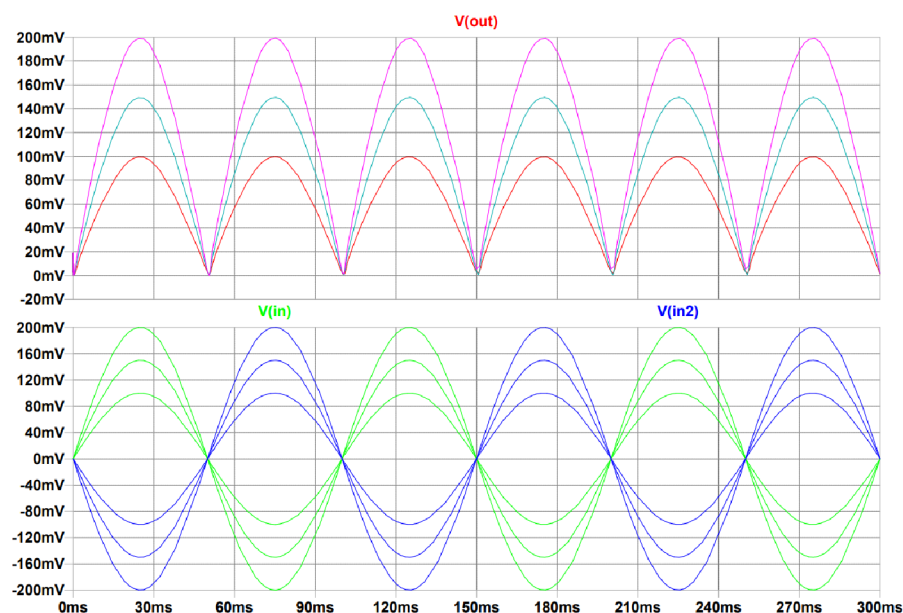


b)



c)

Obrázek 3.27 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměřovače se folded kaskadou při napájení $\pm 0,25$ V při rozmítání frekvence a) 10 Hz b) 100 Hz c) 1kHz

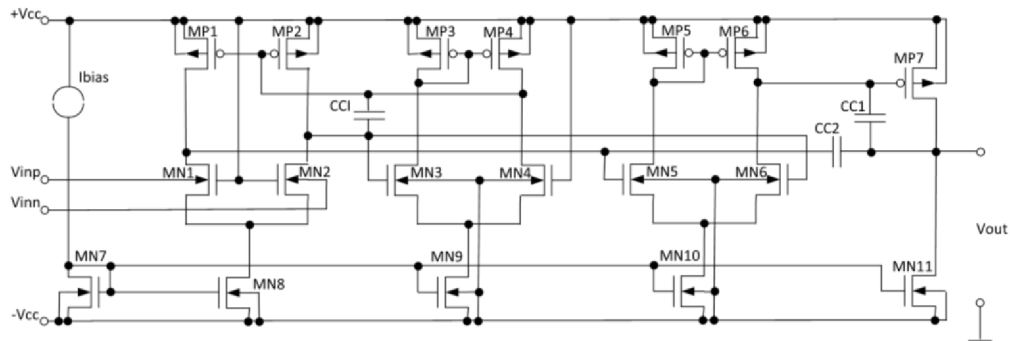


Obrázek 3.28 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu operačního usměrňovače se folded kaskodou při napájení $\pm 0,25$ V při rozmítání amplitudy

3.6 Bulkem řízený třístupňový operační zesilovač

Schéma zapojení bulkem řízeného třístupňového operačního zesilovače s napájením $\pm 0,25$ V je na obrázku č. 3.29. Zesilovač se skládá ze tří stupňů. Jako první stupeň je použit bulkem řízený diferenční pár, kde je vstupní signál přiveden na bulky tranzistorů M_{N1} a M_{N2} . Zátěž tohoto diferenčního páru tvoří PMOS tranzistory M_{P1} a M_{P2} , které jsou provozovány v saturaci tak, aby byl na vstupu zajištěn maximální rozsah vstupního souhlasného napětí a také zajišťují, že napětí na hradlech tranzistorů M_{N5} a M_{N6} bude co nejbližší kladnému napájecímu napětí, aby nedošlo k tomu, že tranzistor M_{N10} , který je zapojený jako zdroj proudu, nepřešel z režimu saturace do lineárního režimu. První stupeň je doplněný o řídicí obvod, který udržuje na drain oblastech tranzistorů M_{P1} a M_{P2} napětí blízko napájecímu napětí, ale i přesto zůstanou tranzistory v saturaci. Pokud by se napětí V_{DS} tranzistoru M_{P2} zvýšilo, zvětší se napětí na hradle tranzistoru M_{N3} , tím se zvýší proud, který tímto tranzistorem protéká. Tento větší proud se pomocí zrcadla ozrcadlí a protéká také tranzistorem M_{N4} . Tím se také zvýší napětí na hradle tranzistoru M_{P2} a tranzistor se přivře, takže se napětí na drainu tranzistoru M_{P2} sníží. Druhý stupeň tvoří hradlem řízený diferenční pár složený z tranzistorů M_{N5} a M_{N6} a s aktivní zátěží tvořenou proudovým zrcadlem z PMOS tranzistorů M_{P5} a M_{P6} , který kompenzuje malé zesílení prvního stupně. Třetí blok tvoří jednoduchý zesilovač MOS. Biasovací proud je pomocí proudového zrcadla přiveden do všech stupňů operačního zesilovače. V případě

třístupňového operačního zesilovače je dosažení stability složitější. V tomto případě byl použit nejdříve kapacitor C_{C1} , jelikož tranzistory M_{P2} a M_{P4} vytváří 2 vysokoimpedanční body, a proto je použit tento kapacitor, aby se vytvořil dominantní pól. Kapacitor C_{C1} zastupuje klasický Millerův kapacitor, který se používá pro kompenzaci jednoduchého OTA zesilovače. Pro dostatečnou stabilizaci bylo potřeba obvod doplnit o další kapacitor C_{C2} , který kompenzuje další 2 vysokoimpedanční body, které vytváří tranzistory M_{P6} a M_{P1} . Těto technice stabilizace se také říká Nested Miller.



Obrázek 3.29 Schéma zapojení bulkem řízeného třístupňového operačního zesilovače s napájením $\pm 0,25$ V

3.6.1 Simulace parametrů

Obvod je stabilizován pomocí tří kapacitorů. Nejdříve bylo nutné vyšetřit stabilitu vnitřní smyčky, která udržuje napětí na drainech M_{P1} a M_{P2} blízko napájecího napětí tak, že mezi kapacitor C_{C1} a hradlo tranzistoru M_{N3} byl vložen AC killer a sledovalo se na něm výstupní napětí. Stejně jako v předchozím vyšetřování stability, i v tomto případě musí být fáze v bodě, kde zesílení prochází bodem 0 dB, optimálně 60° . V případě kondenzátoru 10 pF je fáze 57° , což je přiměřená hodnota a tento kondenzátor byl zvolen pro další simulace. Na obrázku č. 3.30 je graf modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro hodnotu kompenzačního kondenzátoru 10 pF.

Hodnoty kompenzačních kapacitorů C_{C1} a C_{C2} se vyšetřovaly stejně jako v kapitole 3.4. Hodnoty kondenzátorů byly zjišťovány stejně jako v kapitole 3.2.1. V případě hodnoty kondenzátoru C_{C1} 10 pF a hodnoty kondenzátoru C_{C2} 5 pF je fáze 67° , což je přiměřená hodnota a tento kondenzátor byl zvolen pro další simulace. Na obrázku č. 3.31 je graf modulové a fázové kmitočtové charakteristiky pro hodnoty kompenzačních kapacitorů 10 pF a 5 pF.

Pro zjištění šířky pásma a zesílení je obvod zapojený jako v kapitole 3.4.2. Na obrázku č. 3.32 je kmitočtová charakteristika operačního zesilovače. Zelený průběh odpovídá amplitudové kmitočtové charakteristice na výstupu operačního zesilovače, tmavě modrý průběh znázorňuje amplitudovou kmitočtovou charakteristiku prvního stupně, červený průběh znázorňuje amplitudovou kmitočtovou charakteristiku druhého stupně a světle

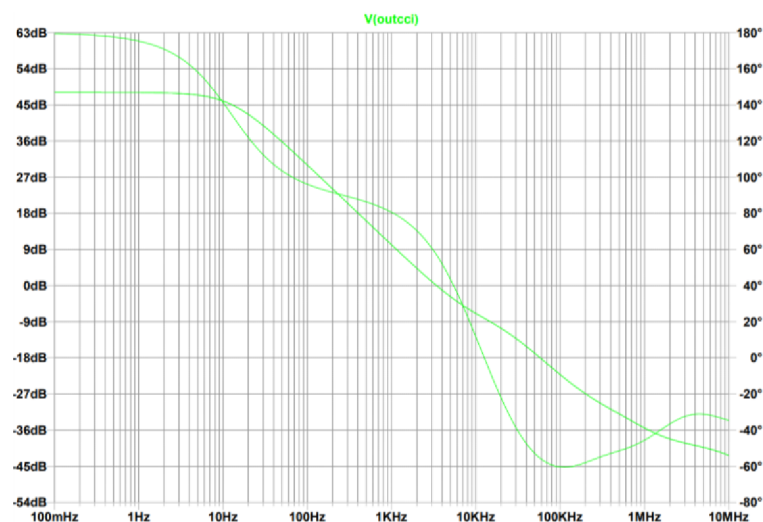
modrý průběh zobrazuje amplitudovou kmitočtovou charakteristiku třetího stupně. Součet tmavě modrého, červeného a světle modrého průběhu udává diferenční zesílení celého operačního zesilovače. Zesílení operačního zesilovače je 72,4 dB, zesílení diferenčního páru prvního stupně je 12,86 dB, zesílení diferenčního páru druhého stupně je 28,55 dB a zesílení třetího stupně zesilovače je 31,04 dB.

Šířka pásma odpovídá frekvenci, kdy dojde k poklesu zesílení o 3 dB. Šířka pásma operačního zesilovače podle zeleného průběhu odpovídá hodnotě 932 mHz. Mezní kmitočet je možné zjistit jako frekvenci, kdy kmitočtová charakteristika prochází hodnotou 0 dB. Mezní kmitočet operačního zesilovače je 4,68 kHz.

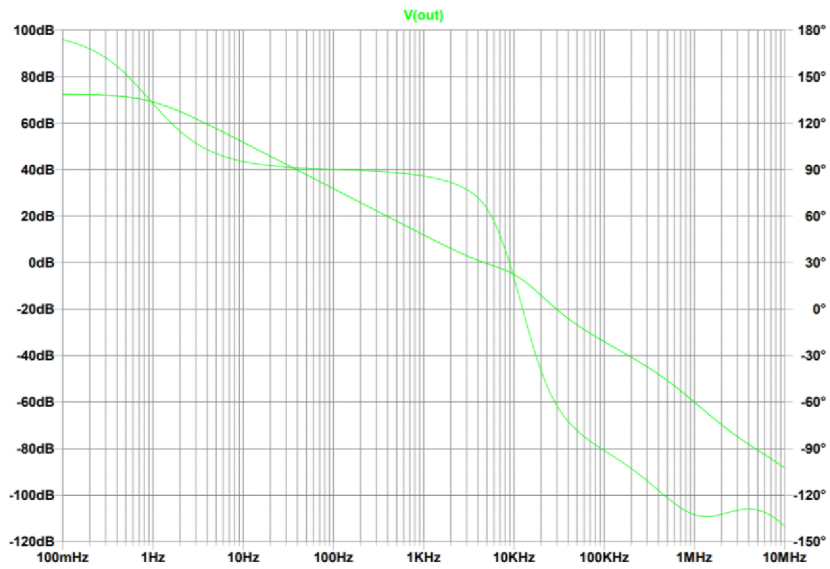
Pro zjištění parametru *CMRR* je obvod zapojený jako v kapitole 3.2.3. Na obrázku č. 3.33 je znázorněno zesílení souhlasného signálu na frekvenci. Z obrázku je patrné, že v případě třístupňového operačního zesilovače odpovídá zesílení při rozmitání stejnosměrné složky na vstupu od -0.1 V do 0.1 V hodnot od -67,26 dB do -14,42 dB. Parametr *CMRR* je poté vypočten pomocí rovnice 3.3 a nabývá hodnoty od 86,82 dB do 139,66 dB. Je také patrné, že parametr *CMRR* se mění se souhlasným signálem na vstupu.

Pro zjištění offsetu je obvod zapojen jako v kapitole 3.2.4. Na obrázku č. 3.34 je výsledek DC analýzy, ze které bylo pomocí kurzoru zjištěno, že offset nabývá hodnoty 10,4 μ V.

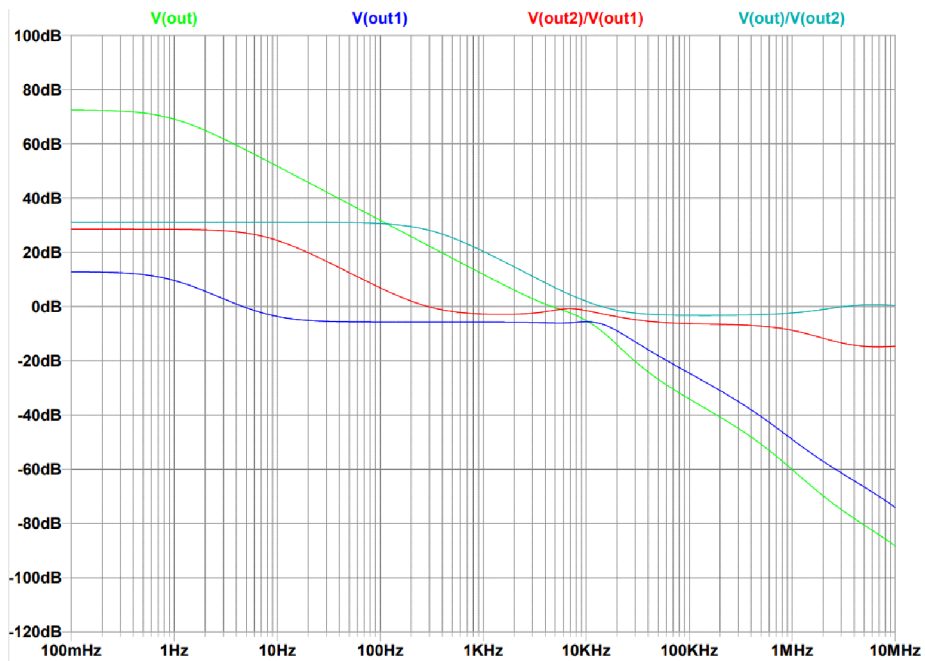
Spotřeba tohoto zapojení se vypočítá stejně jako v kapitole 3.2.5. V případě tohoto zapojení je spotřeba 94,2 nW. Pro zjištění mezní rychlosti přeběhu (*SR*) je obvod zapojen jako v kapitole 3.2.6. Z výsledku v grafu na obrázku č. 3.35 bylo zjištěno, že pro nástupnou hranu je ΔV_{out} 282,890 mV a Δt je 133,111 μ s. Mezní rychlost přeběhu nabývá hodnoty 2,13 mV/ μ s. Pro sestupnou hranu je ΔV_{out} 293,503 mV a Δt je 124,237 μ s. Mezní rychlost přeběhu nabývá hodnoty 2,36 mV/ μ s.



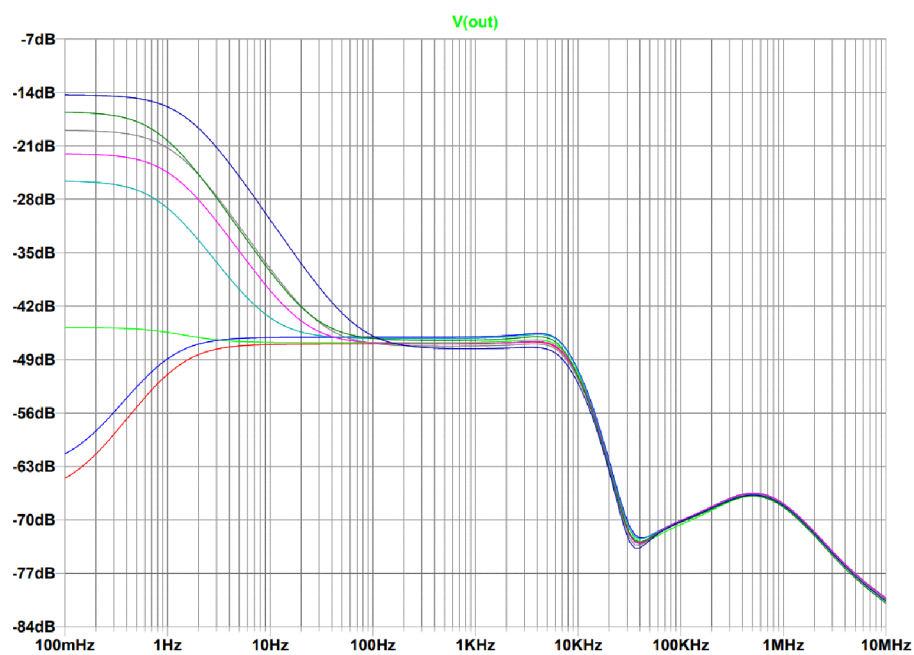
Obrázek 3.30 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátor C_{C1}



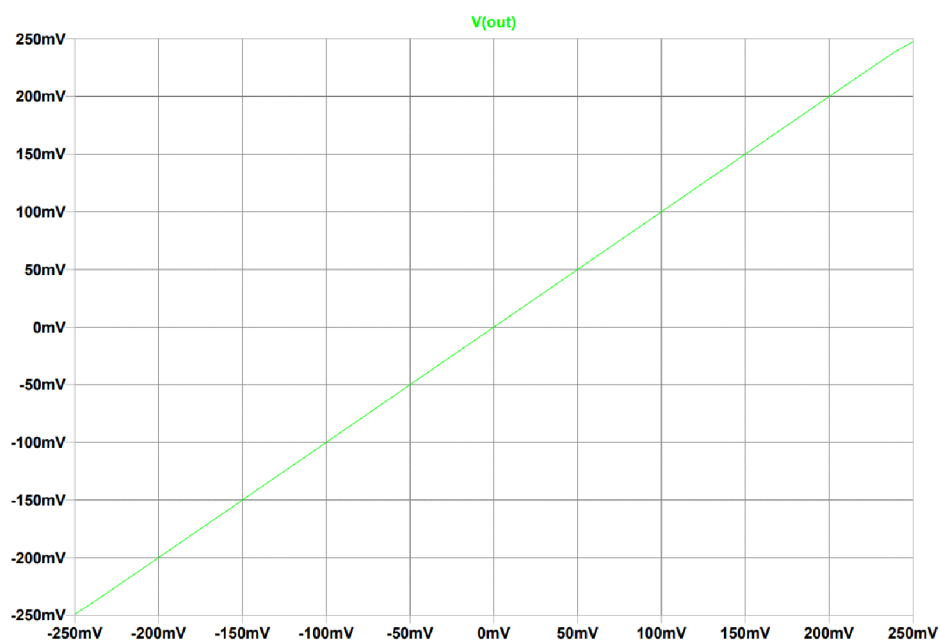
Obrázek 3.31 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika pro kompenzační kondenzátory C_{C1} a C_{C2}



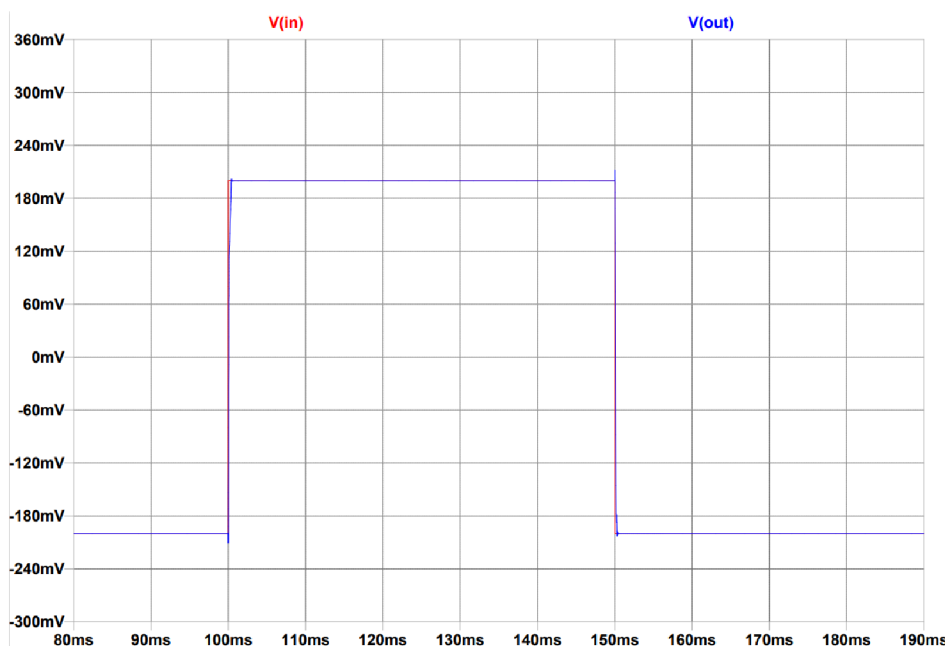
Obrázek 3.32 Kmitočtová charakteristika operačního zesilovače



Obrázek 3.33 Kmitočtová charakteristika pro zjištění zesílení souhlasného vstupního signálu



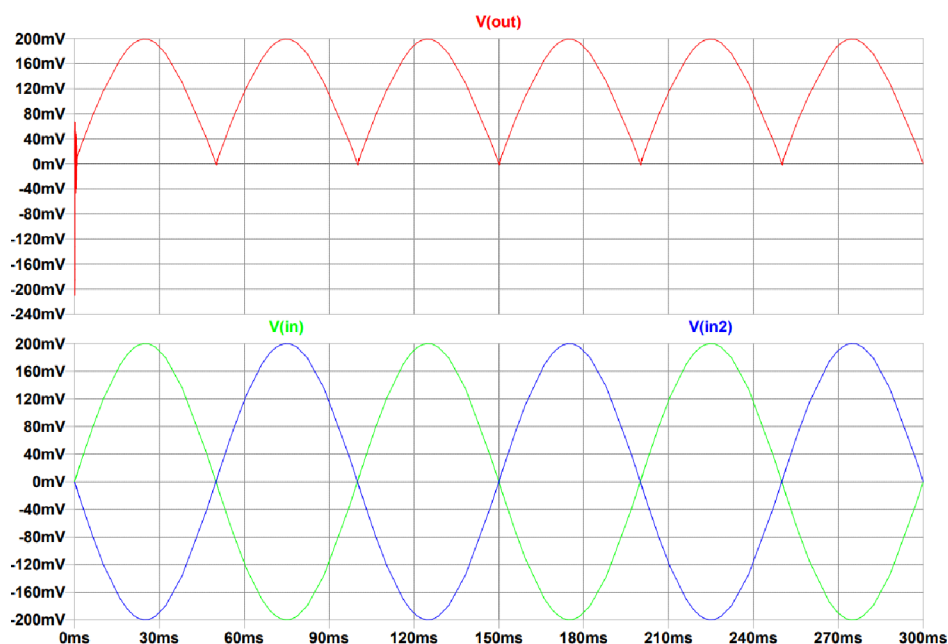
Obrázek 3.34 Stejnoseměrná analýza pro zjištění offsetu



Obrázek 3.35 Tranzientní analýza pro simulaci SR

Jak bylo zjištěno, že operační zesilovač vykonává správnou funkci, bylo možné zapojit dva třístupňové operační zesilovače tak, jak je zobrazeno již na obrázku č. 3.9. Ovšem u jednoho z těchto dvou operačních zesilovačů bylo nutné drain tranzistoru M_{N11} odpojit od výstupu, jinak by měl třetí stupeň dvojnásobnou zátěž a došlo by tak k systematickému offsetu. Na vstupy obou zesilovačů je přiveden stejný sinusový signál o amplitudě 200 mV a stejnosměrné složce rovnající se polovině napájecího napětí, které je $\pm 0,25$ V, s tím rozdílem, že na jeden vstup je přiveden s posunem o 180° . Tento posun lze realizovat invertorem nebo invertujícím zesilovačem.

Na obrázku č. 3.36 je výsledek tranzientní simulace, ze které je patrné, že výstupní signál je na rozdíl od operačního usměrňovače s negativní vodivostí méně zkreslený, a proto je toto zapojení vhodnější pro usměrnění biomedicínských signálů i přesto, že některé parametry tohoto operačního zesilovače jsou horší než u operačního usměrňovače s negativní vodivostí. Třístupňový operační usměrňovač má sice větší spotřebu, ale tato spotřeba je pro malosignálové aplikace dostačující. Obvod těmto aplikacím odpovídá i malým napájecím napětím.

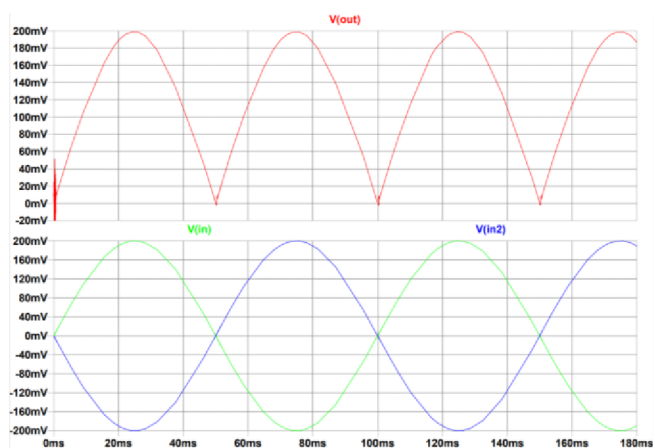


Obrázek 3.36 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu třístupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V

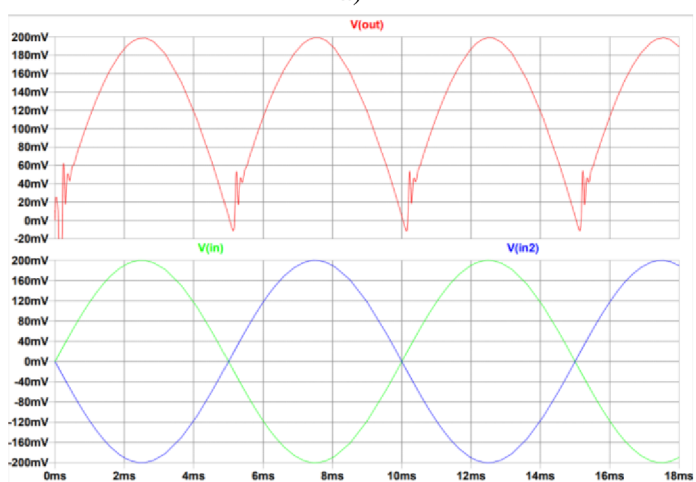
Tabulka 3.4 Tabulka parametrů třístupňového operačního zesilovače

Parametr	Hodnota
Diferenční zesílení (A_{diff})	72,4 dB
Šířka pásma (BW)	932 mHz
Mezní kmitočet (GBW)	4,68 kHz
CMRR	86,82 dB – 139,66 dB
Offset	10,4 μ V
Mezní rychlost přeběhu (SR-rise)	2,13 mV/ μ s
Mezní rychlost přeběhu (SR-fall)	2,36 mV/ μ s
Spotřeba	94,2 nW
Napájení	$\pm 0,25$ V

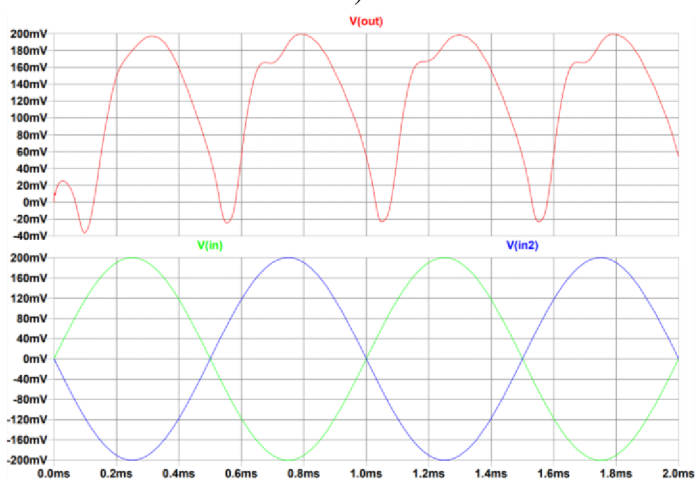
Na obrázcích č. 3.37 a č. 3.38 je výsledek tranzientní simulace, kdy byla rozmitána frekvence vstupního sinusového signálu od 10 Hz do 1 kHz a následně byla rozmitána amplituda od 0,1 V do 0,2 V. Výsledky simulací dokazují, že s rostoucím kmitočtem dochází ke zkreslení usměrněného signálu a při vyšších frekvencích dochází k záporným zákmitům usměrněného signálu. Při změnách amplitudy sinusového signálu nedochází ke změnám usměrněného signálu.



a)

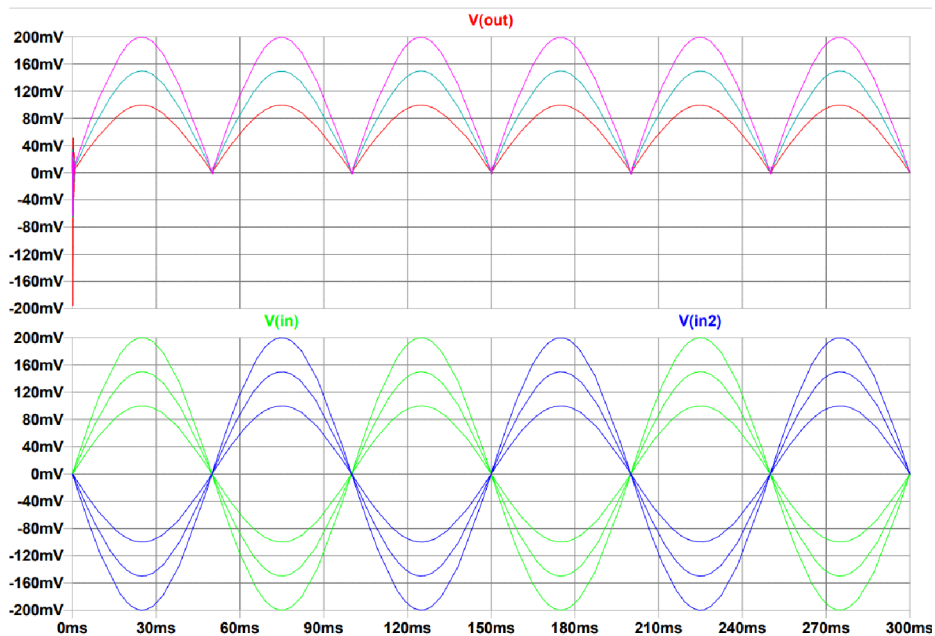


b)



c)

Obrázek 3.37 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu třístupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V při rozmitání frekvence a) 10 Hz b) 100 Hz c) 1kHz



Obrázek 3.38 Časové průběhy vstupních a výstupního signálu třístupňového operačního usměrňovače při napájení $\pm 0,25$ V při rozmítání amplitudy

3.7 Monte Carlo

Simulace Monte Carlo se používají k modelování pravděpodobnosti různých výsledků v procesu, který nelze snadno předpovědět kvůli zásahu náhodných veličin. Je to technika používaná k pochopení dopadu rizika a nejistoty v modelech předpovědí a prognóz.

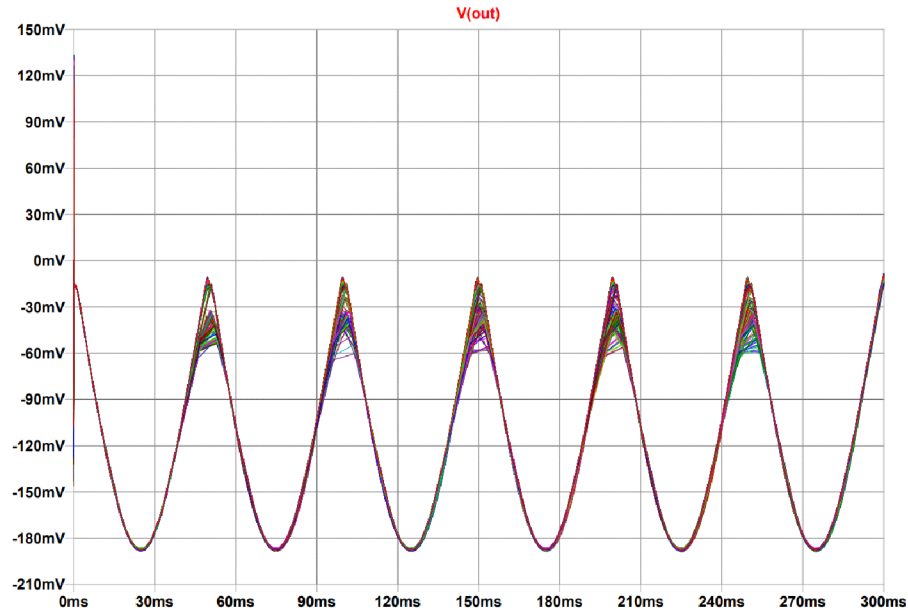
Základem simulace Monte Carlo je, že pravděpodobnost různých výsledků nelze určit z důvodu interference náhodných proměnných. Proto se simulace Monte Carlo zaměřuje na neustálé opakování náhodných vzorků s cílem dosáhnout určitých výsledků.

Při simulaci Monte Carlo se vezme proměnná, u které existuje nejistota, a přiřadí se jí náhodná hodnota. Poté se spustí simulace a poskytne se výsledek. Tento proces se opakuje znovu a znovu, přičemž se dané proměnné přiřadí mnoho různých hodnot. Jakmile je simulace dokončena, výsledky se zprůměrují, čímž se získá odhad.

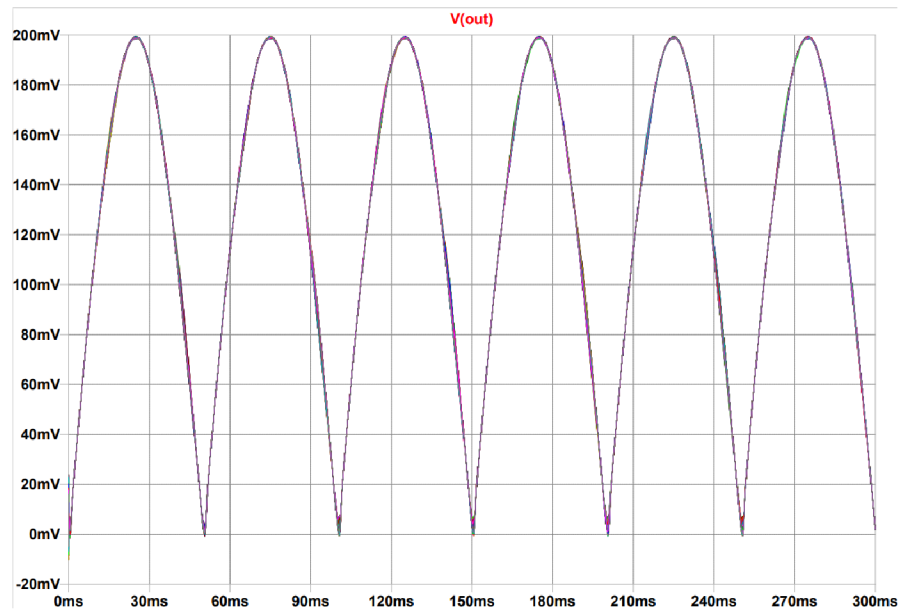
V navržených obvodech byly proměnné, které mají nejistotu, napájecí napětí, které obvykle kolísá ± 10 %, a parametry tranzistorů jako je prahové napětí a parametr KP, které mohou mít v závislosti na výrobním procesu odchylku až ± 20 %.

Na obrázcích č. 3.39, 3.40 a 3.41 jsou výsledky Monte Carlo pro operační usměrňovače s negativní vodivostí, s folded kaskodou a pro třístupňový operační usměrňovač. Počet běhů Monte Carlo analýzy byl zvolen 100. Z výsledků je možné vyčíst, že operační usměrňovač s negativní vodivostí je více náchylný na změny

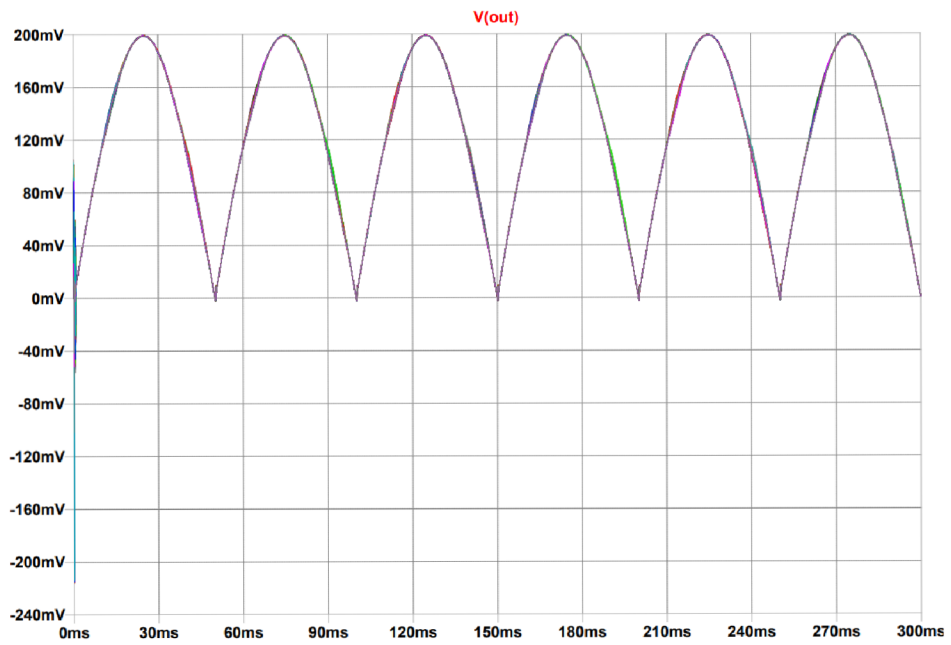
napájecího napětí a změny v parametrech použitých tranzistorů než operační usměrňovač s folded kaskodou a třístupňový operační usměrňovač. Proto jsou folded kaskoda a třístupňový operační usměrňovač vhodnější pro usměrnění biomedicínských signálů. [13]



Obrázek 3.39 Výsledek Monte Carlo simulace dvoustupňového operačního zesilovače s negativní vodivostí



Obrázek 3.40 Výsledek Monte Carlo simulace dvoustupňového operačního zesilovače s folded kaskodou



Obrázek 3.41 Výsledek Monte Carlo simulace třístupňového operačního zesilovače

4 ZÁVĚR

Cílem práce bylo pochopení chování unipolárních MOS tranzistorů, pokud mají pracovat v režimu saturace a oblasti slabé inverze. Dále jsou v práci uvedeny různé typy usměrňovačů pro různé aplikace. Úkolem bylo navrhnout usměrňovač pro nízkonapěťový signál.

První způsob, jak usměrnit nízkonapěťový signál, byl realizovaný pomocí diferenčního páru. Toto zapojení umožňuje jak jednocestné, tak dvoucestné usměrnění. Nevýhodou tohoto zapojení je, že výstupní signál je posunutý o napětí V_{GS} vůči vstupnímu signálu a amplituda výstupního signálu je menší než amplituda vstupního signálu. Dochází tedy ke zkreslení, což je nežádoucí.

Druhý způsob usměrnění byl realizován pomocí dvoustupňového operačního zesilovače. První stupeň tvoří diferenční pár, který zajišťuje velký vstupní a výstupní odpor a velké zesílení. Druhý stupeň tvoří MOS zesilovač, který zvyšuje celkové zesílení a otáčí fázi.

Aby operační zesilovač fungoval správně, bylo ho nutné stabilizovat, protože obvod obsahuje dva vysokoimpedanční body, a tak by se mohlo stát, že by se obvod rozkmital. Proti tomuto rozkmitání působí Millerův kondenzátor, který pro stabilizaci dvoustupňového operačního zesilovače nabývá hodnoty 3 pF. Pomocí programu LTspice byly zjištěny parametry operačního zesilovače. Z výsledků vyplývá, že operační zesilovač nedostatečně potlačuje souhlasný vstupní signál, má velmi malou vstupní napěťovou nesymetrii, mezní rychlost přeběhu je dostatečná a má malou spotřebu.

Pro získání dvoucestně usměrněného signálu byly použity dva operační zesilovače zapojené jako sledovače. Výhodou tohoto zapojení je, že výstupní napětí není vůči vstupnímu napětí posunuto, jak tomu je u diferenčního páru, a signál má podstatně menší zkreslení. Z kmitočtové charakteristiky je patrné, že operační usměrňovač má do určitého kmitočtu zesílení 0 dB, tedy funguje jako dobrý usměrňovač.

Dalším postupem bylo snížení napájecího napětí na 0,8 V a použití operačního zesilovače se zápornou vodivostí a využití bulkem řízené techniky, která umožňuje získat maximální vstupní napěťový rozsah. Touto technikou se ale sníží zesílení vlivem malé transkonduktance a velké vstupní kapacity. Proti tomuto efektu působí negativní vodivost. Obvod využívající negativní vodivost dosahuje velmi dobrého parametru GBW , který je až 6 kHz. Spotřeba operačního zesilovače nabývá velmi malé hodnoty a to 97,6 nW. Zesílení nenabývá velkých hodnot, ale pro získání usměrněného signálu stačí. Nevýhodou je, že operační zesilovač je velmi pomalý vzhledem k malým referenčním proudům. Usměrňovač složený z těchto operačních zesilovačů má lehce zkreslený průběh.

Následně byl navržen operační zesilovač s folded kaskodou a napájecím napětím 0,5 V. Tento operační zesilovač umožňuje získat větší zesílení a má menší spotřebu než operační zesilovač s negativní vodivostí. Také lépe potlačuje souhlasný signál, který

se jako u negativní vodivosti, mění se vstupním napětím. Nevýhodou tohoto zapojení je menší mezní kmitočet, který dosahuje hodnoty jen 1,38 kHz, což je pro nízkonapěťové a nízkofrekvenční signály již hraniční hodnota. Usměrněný signál z usměřovače sestaveného z operačního zesilovače s folded kaskodou, umožňuje získat signál, který je zkreslený méně, než je usměrněný signál z usměřovače využívající negativní vodivost.

Poslední obvod pro usměrnění signálu vychází z použití třístupňového operačního zesilovače. Tento obvod je problematictější z hlediska stability než obvody s negativní vodivostí nebo folded kaskodou, nicméně dosahuje v některých případech lepších parametrů než zmíněné 2 obvody. Oproti negativní vodivosti dosahuje většího zesílení a menší napěťové nesymetrie. V porovnání s folded kaskodou dosahuje lepšího parametru *GBW*.

Pro biomedicínské aplikace jsou všechny 3 návrhy vhodné. Z výsledků simulace Monte Carlo je patrné, že operační usměřovač s negativní vodivostí je více náchylný na změny napájecího napětí a změny v parametrech použitých tranzistorů než operační usměřovač s folded kaskodou a třístupňový operační usměřovač. Proto jsou folded kaskoda a třístupňový operační usměřovač vhodnější pro usměrnění biomedicínských signálů.

LITERATURA

- [1] JOHNS, David a MARTIN Ken. Analog integrated circuit design. New York: John Wiley, 1997. ISBN 0-471-14448-7.
- [2] Half Wave Rectifier Circuit Diagram & Working Principle. *Electrical4U* [online]. 16.4.2021 [cit. 2021-10-30]. Dostupné z: <https://www.electrical4u.com/half-wave-rectifiers/>
- [3] *Full Wave Rectifier. Electronics Tutorials* [online]. 2021 [cit. 2021-10-30]. Dostupné z: https://www.electronics-tutorials.ws/diode/diode_6.html
- [4] KOTON, Jaroslav, LAHIRI Abhirup, HERENC SAR Norbert a VRBA Kamil. Current-Mode Dual-Phase Precision Full-Wave Rectifier Using Current-Mode Two-Cell Winner-Takes-All (WTA) Circuit. *Radioengineering* [online]. India: Dept. of Telecommunications, Brno University of Technology [cit. 2021-10-31]. Dostupné z: https://www.radioeng.cz/fulltexts/2011/11_02_428_432.pdf
- [5] KHATEB, Fabian, VLASSIS Spyridon, KUMNGERN Montree, PSYCHALINOS Costas, KULEJ Tomasz, VRBA Radimir, FUJCIK Lukas. 1 V Rectifier Based on Bulk-Driven Quasi-Floating-Gate Differential Difference Amplifiers. *Circuits Syst. Signal Process.* **34**, 2077–2089 (2015). doi:10.1007/s10470-006-9708-y
- [6] KHATEB, Fabian, VÁVRA Jiří, BIOLEK Dalibor. A Novel Current-Mode Full-Wave Rectifier Based on One CDTA and Two Diodes. *RADIOENGINEERING*, SEPTEMBER 2010, vol. 19, no. 3, p. 437 – 445.
- [7] BIOLEK, Dalibor, HÁJEK Karel, KR TIČKA Antonín. Analogové elektronické obvody. Přednášky. Skripta FEKT VUT Brno, 30. 11. 2007.
- [8] KLEDROWETZ, Vilém a HÁZE Jiří. Návrh analogových integrovaných obvodů. Skriptum FEKT VUT Brno, Leden 2015.
- [9] YAN, Jie, GEIGER Randall L. A Negative Conductance Voltage Gain Enhancement Technique for Low Voltage High Speed CMOS Op Amp Design. *Roc.43rd IEEE Midwest Symp. on Circuits and System* [online]. Iowa: Department of Electrical and Computer Engineering, Iowa State University [cit. 2022-04-24]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=951693>
- [10] FERRI, Giuseppe, STORNELLI Vincenzo, CELESTE Angelo. Integrated Rail-to-Rail Low-Voltage Low-Power Enhanced DC-Gain Fully Differential Operational Transconductance Amplifier. *ETRI Journal*, DECEMBER 2007, vol. 29, no. 6, p. 785 – 793.
- [11] KHATEB, Fabian, KULEJ Tomasz. Design and Implementation of a 0.3-V Differential Difference Amplifier. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-I: REGULAR PAPERS*, FEBRUARY 2019, vol. 66, no. 2, p. 513 – 523.
- [12] WOO, Ki-Chan, YANG Byung-Do. A 0.25-V Rail-to-Rail Three Stage OTA With an Enhanced DC Gain. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-II: EXPRESS BRIEFS*, JULY 2020, vol. 67, no. 7, p. 1179 – 1183.

- [13] KENTON, Will. Monte Carlo Simulation. *Investopedia* [online]. 04.10.2021 [cit. 2022-05-19]. Dostupné z:
<https://www.investopedia.com/terms/m/montecarlosimulation.asp>
- [14] Low Voltage Circuit Design Techniques. [online]. Analog and Mixed-Signal Center (AMSC), Texas A&M University [cit. 2022-05-19]. Dostupné z:
<https://people.engr.tamu.edu/s-sanchez/607-Lect5%202015%20Low%20Voltage%20Tech.pdf>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	Vysoké učení technické v Brně
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor

Symbols:

V	napětí	(V)
I	proud	(A)
G	oblast hradla tranzistoru	(-)
D	oblast drain tranzistoru	(-)
S	oblast source tranzistoru	(-)
B	oblast bulk tranzistoru	(-)
V_{GS}	napětí mezi hradlem a sourcem	(V)
V_{DS}	napětí mezi drainem a sourcem	(V)
V_{GB}	napětí mezi hradlem a bulkem	(V)
V_{DS-sat}	saturační napětí	(V)
V_{in}	prahové napětí tranzistoru	(V)
W	šířka kanálu	(m)
L	délka kanálu	(m)
g_m	transkonduktance	(S)
KP	transkonduktanční parametr	($\mu\text{A}\cdot\text{V}^{-2}$)
I_D	proud tranzistoru	(A)
I_{D0}	parametr procesu	(A)
k	Boltzmannova konstanta	($\text{J}\cdot\text{K}^{-1}$)
q	elementární náboj	(C)
λ	modulace délky kanálu	(V^{-1})
A_{diff}	diferenční zesílení	(dB)
A_{CM}	souhlasné zesílení	(dB)
$CMRR$	potlačení souhlasného signálu	(dB)
$Offset$	vstupní napěťová nesymetrie	(V)
P	spotřeba	(W)
SR	mezní rychlost přeběhu	($\text{V}\cdot\mu\text{s}^{-1}$)