



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

USMĚRŇOVAČE S NÍZKÝM NAPÁJECÍM NAPĚTÍM A S NÍZKOU SPOTŘEBOU PRO ZPRACOVÁNÍ BIOLOGICKÝCH SIGNÁLŮ

LOW-VOLTAGE LOW-POWER RECTIFIERS FOR BIOLOGICAL SIGNALS PROCESSING

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jakub Bárta

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D.

BRNO 2017

VLOŽTE ORIGINÁLNÍ ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ / BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Poznámka:

Červeným písmem je uvedeno, co má být aktualizováno!

Abstrakt

Tato práce se zabývá problematikou návrhu usměrňovačů s nízkým napájecím napětím a nízkou spotřebou s důrazem na využití technologie CMOS. První kapitola se zabývá základními biologickými signály, způsoby jejich získávání a zpracování. Druhá kapitola popisuje nejčastější konstrukce usměrňovačů a posuzuje jejich vhodnost pro využití v biomedicínských aplikacích. Třetí kapitola popisuje různé struktury operačních zesilovačů využívaných při konstrukci usměrňovačů. Čtvrtá kapitola se zabývá návrhem usměrňovače s použitím různých struktur operačních zesilovačů a jejich porovnáním.

Klíčová slova

CMOS technologie, přesný usměrňovač, biologický signál, nízké napětí, nízká spotřeba, Návrh analogových obvodů.

Abstract

This thesis deals with the design of precision rectifier for low voltage and low power applications in CMOS technology. First chapter introduces most common biological signals and its acquisition and processing. Second chapter describes different types of rectifiers its usability in low power applications and suitability for biomedical signal processing. Third chapter shows different operational amplifier topologies used in precision rectifier circuits. Fourth chapter deals with design of precision rectifier using different operational amplifier structures and its comparison.

Keywords

CMOS technology, precision rectifier, biological signal, low voltage, low power, Analog circuit design.

Bibliografická citace:

BÁRTA, J. *Usměrňovače s nízkým napájecím napětím a nízkou spotřebou pro zpracování biologických signálů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 44s. Vedoucí bakalářské práce byl Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Usměrňovače s nízkým napájecím napětím a nízkou spotřebou pro zpracování biologických signálů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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: **8. června 2017**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Vilému Kledrowetzovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: **8. června 2017**

.....
podpis autora

Obsah

1. BIOMEDICÍNSKÉ SIGNÁLY.....	10
1.1 Rozdělení	10
1.2 Charakteristika vybraných biosignálů.....	11
1.2.1 Elektrokardiografie (EKG).....	11
1.2.2 Fetální Elektrokardiografie (FEKG).....	13
1.2.3 Elektroencefalografie (EEG)	13
1.2.4 Elektromyografie (EMG)	14
1.2.5 Elektrogastrografie (EGG)	15
1.3 Zpracování biosignálů.....	15
2. Usměrňovače.....	17
2.1 Polovodičové diody.....	17
2.2 Operační usměrňovače.....	17
2.3 Usměrňovače pracující v proudovém módu	19
2.4 Bezdiódové usměrňovače.....	20
3. Struktury operačních zesilovačů	22
3.1 Teleskopická struktura.....	22
3.2 Složená kaskoda	23
3.3 Dvojstupňový zesilovač.....	24
3.4 Gain-boosting	25
4. Návrh Bezdiódového usměrňovače.....	26
4.1 Usměrňovač s dvojstupňovým zesilovačem.....	26
4.1.1 Návrh dvojstupňového OTA zesilovače.....	27
4.1.2 Optimalizace zapojení	32
4.2 Usměrňovač se složenou kaskodou	33
4.2.1 Návrh zesilovače se složenou kaskodou	34
4.2.2 Optimalizace zapojení	35
4.3 Simulace a porovnání.....	35
4.3.1 Statická analýza a spotřeba.....	35
4.3.2 Výstupní napěťový rozsah.....	36
4.3.3 Časová analýza a rychlost přeběhu	38
4.3.4 Kmitočtová analýza	39
Závěr.....	42
Literatura	43
SEZNAM SYMOLŮ A ZKRATEK.....	44

Seznam obrázků

Obrázek 1-1: Elektrody 12-ti svodového systému pro záznam EKG	11
Obrázek 1-2: Perioda EKG signálu.....	12
Obrázek 1-3: Příklad EEG vln v normálních pásmech	14
Obrázek 1-4: Řetězec pro zpracování biologických signálů [14]	15
Obrázek 2-1:Zapojení diodových usměrňovačů: a) jednocestné b) dvojcestné (můstkové).....	17
Obrázek 2-2: Jednocestný usměrňovač s OZ	18
Obrázek 2-3: Vylepšené zapojení usměrňovače s OZ.....	18
Obrázek 2-4: Dvojcestný usměrňovač s OZ.....	19
Obrázek 2-5: Dvojcestný usměrňovač s proudovými konvejory.....	19
Obrázek 2-6: Usměrňovač s DVCC a dvěma tranzistory	20
Obrázek 2-7: Obvod WTA využívaný v neuronových sítích	21
Obrázek 2-8: Usměrňovací obvod WTA tvořený OTA zesilovači	21
Obrázek 3-1: Diferenční pár s aktivní zátěží	22
Obrázek 3-2: Teleskopická struktura.....	23
Obrázek 3-3: Složená kaskoda	24
Obrázek 3-4:Dvojstupňový OTA.....	24
Obrázek 3-5: Struktura využívající gain-boosting.....	25
Obrázek 4-1:Frekvenční charakteristiky nekompensovaného zesilovače	27
Obrázek 4-2:Frekvenční charakteristiky po kompenzaci millerovou kapacitou	28
Obrázek 4-3: Malosignálový model zesilovače	29
Obrázek 4-4: Vnitřní zapojení usměrňovače před optimalizací	32
Obrázek 4-5:Zjednodušené schéma usměrňovače.....	33
Obrázek 4-6: Zesilovač se složenou kaskodou doplněný o referenci	34
Obrázek 4-7: Zjednodušené schéma usměrňovače se složenou kaskodou	35
Obrázek 4-8:Výstupní napěťový rozsah složené kaskody	37
Obrázek 4-9:Výstupní rozsah OTA zesilovače.....	37
Obrázek 4-10: časová odezva složené kaskody.....	38
Obrázek 4-11: časová odezva OTA	38
Obrázek 4-12: Odezva pro měření SR.....	39
Obrázek 4-13:Kmitočtové charakteristiky složené kaskody.....	40
Obrázek 4-14:Kmitočtová charakteristika OTA.....	40

Seznam tabulek

Tabulka 1: přehled vlastností biologických signálů.....	16
Tabulka 2: Základní vlastnosti technologie TSMC180.....	26
Tabulka 3: Požadavky na navrhovaný zesilovač.....	26
Tabulka 4: Vypočtené hodnoty zesilovače	32
Tabulka 5: Vypočtené rozměry tranzistorů	32
Tabulka 6: Rozměry tranzistorů složené kaskody	35
Tabulka 7: Statické parametry usměrňovačů	36
Tabulka 8: Simulované hodnoty rychlosti přeběhu.....	39
Tabulka 9: Hodnoty kmitočtových charakteristik.....	41

ÚVOD

V posledních letech se v medicínských aplikacích stále častěji užívají elektronické systémy v podobě implantátů a nositelných zařízení vyžadujících nepřetržitý provoz napájených z baterie, případně s využitím energy-harvestingu [1]. Tato zařízení mohou sloužit k nepřetržité diagnostice nebo k aplikaci nápravné terapie. Jako příklad lze uvést kardiostimulátory nebo kochleární implantáty. Důraz je kladen mimo jiné na nízkou spotřebu a s tím související nízké napájecí napětí z důvodů dlouhodobého provozu bez možnosti údržby (výměny baterií), která by mohla znamenat ohrožení pro pacienta. Pro dodržení tohoto požadavku je důležité systém navrhnout tak, aby nedocházelo ke zbytečným ztrátám a úbytkům napětí při zachování velmi dobré přesnosti.

Usměrňovače jsou ve většině nízkovýkonových medicínských zařízení používány jen pro usměrnění napětí při napájení pomocí energy-harvestingu nebo indukční cívkou. Používá se převážně jednocestný diodový usměrňovač se sběracím kondenzátorem nebo různá zapojení aktivní diody [2]. Ke zpracování signálů se usměrňovače používají jen v ojedinělých případech, a to zpravidla v zařízeních sloužících pro dlouhodobé monitorování, kde nezáleží přímo na tvaru signálu, ale spíše na jeho statistických hodnotách za sledované období. Pro tento účel jsou diody nevhodné kvůli velmi malé amplitudě zpracovávaného signálu, která je zpravidla nižší než prahové napětí diody. Pro zpracování signálů je tak nutné využít aktivních usměrňovačů, kde je prahové napětí odstraněno ze signálové cesty.

1. BIOMEDICÍNSKÉ SIGNÁLY

Biologické signály [3-5] jsou obecně fyziologické projevy lidského organismu jejichž zkoumáním lze při správné interpretaci získat informaci o stavu zkoumaného organismu.

1.1 Rozdělení

Biosignály lze třídit podle mnoha faktorů jako je například jejich původ, nebo druh signálu. Podle původu rozlišujeme:

Elektrické biosignály – napěťové změny generované vlivem elektrochemických procesů svalové a nervové tkáně. Tyto signály jsou snímány za pomoci vpichových nitrobuněčných nebo povrchových elektrod. Patří sem signály jako EKG, EEG, EMG, FEKG, EGG, ENG.

Impedanční biosignály – změny impedance tkáně v závislosti na jejím složení, prokrvení, nebo nervové aktivitě. Měření se provádí opět buď vpichovými nebo povrchovými elektrodami, přičemž se využívá jednoho páru elektrod zdrojových a jednoho elektrod měřicích. Při měření je nutné volit optimální frekvenci (50 kHz-1 MHz) a proud (20 μ A-2 mA) aby nedošlo k poškození zkoumané tkáně.

Magnetické biosignály – magnetická pole generovaná funkcí některých orgánů jako např. srdce nebo mozek. Měření se provádí externě a jeho přesnost závisí převážně na schopnosti zařízení izolovat a odfiltrovat rušivé vlivy okolí mj. i geomagnetické pole.

Chemické biosignály – výsledky chemických testů vzorků tkání. Jedná se o měření koncentrace iontů (K, Ca) v buňkách a jejich okolí, měření pH, nebo určování koncentrace plynů v organismu. Tyto signály bývají většinou stálé nebo se mění jen velmi pomalu

Optické biosignály – jsou výsledkem pozorování organismu a jsou zaznamenány okem, kamerou (endoskopie), nebo světelným snímačem. Vyhodnocuje se tvar, barva nebo např. okysličení krve na základě propustnosti světla (oxymetrie).

Tepelné biosignály – jsou údaje o teplotě organismu nebo jejího rozložení které dává informaci o chemických procesech uvnitř organismu. Měření se provádí obvykle kontaktními teploměry.

Radioelektrické biosignály – jsou signály vzniklé interakcí radioaktivního záření s organismem a jeho částmi, které v závislosti na použité vlnové délce jsou schopny zobrazit různé vnitřní struktury organismu.

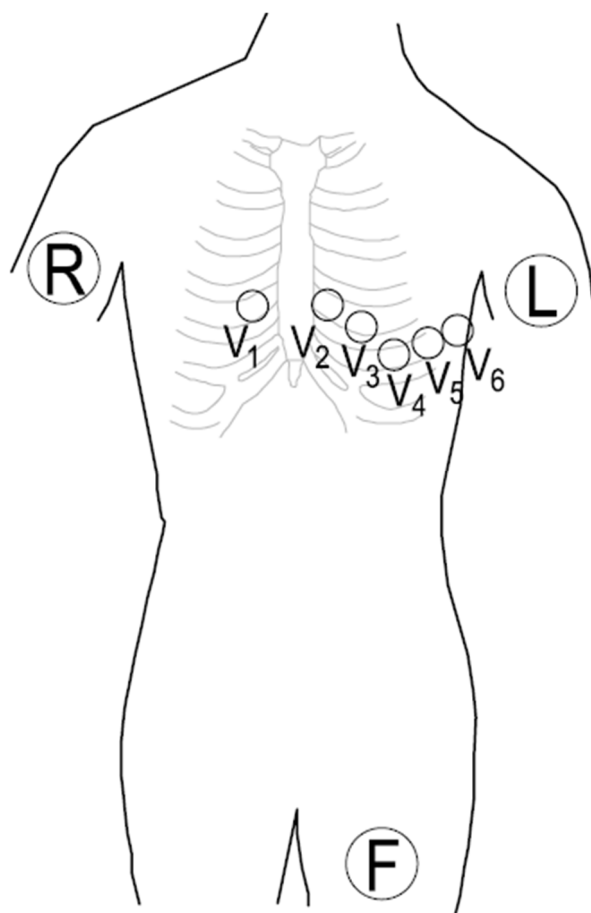
Ultrazvukové biosignály – vznikají interakcí organismu s ultrazvukovými vlnami a dávají informaci o akustickém odporu tkání. Snímány jsou za pomoci piezoelektrických snímačů.

1.2 Charakteristika vybraných biosignálů

Signály uvedené v této kapitole patří mezi nejčastěji v praxi se vyskytující signály. Jedná se o signály bioelektrické aktivity vytvářené elektrickou aktivitou svalů a nervů v lidském organismu.

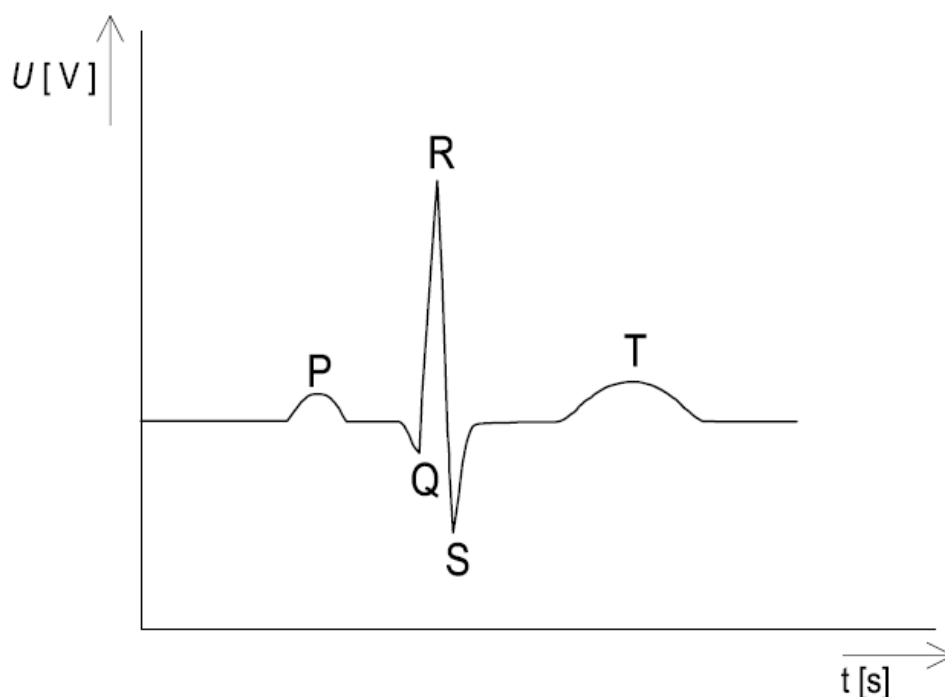
1.2.1 Elektrokardiografie (EKG)

Tato elektrodiagnostická metoda vychází z poznatků o chování srdeční svaloviny během srdeční činnosti a v současné době patří k nezákladnějším vyšetřením zdravotního stavu pacienta. Jejím výstupem je časový záznam elektrických potenciálů z elektrod umístěných na povrchu těla. Pro získání co nejpřesnějších informací o činnosti srdce je nutné volit umístění elektrod a následné zpracování signálu tak, aby se co nejméně projevil rušivé vlivy z ostatních svalových skupin. Nejpoužívanější je tzv. 12 svodový systém, který využívá 6 hrudních elektrod (obrázek 1-1) a 3 končetinové.



Obrázek 1-1: Elektrody 12-ti svodového systému pro záznam EKG

Ke snímání se využívají plošné kovové elektrody přikládávané na kůži pacienta, na které se při použití nanáší vodivé gely pro zlepšení přenosu signálu. Nevýhodou bývá, že po nanesení gelu se na elektrodě vytvoří potenciál o velikosti několika desítek až stovek milivoltů, který při pohybu elektrody výrazně kolísá. Tento problém odstraňuje využití nepolarizovatelných elektrod s vrstvou AgCl, u kterých je vzniklý potenciál jen několik milivoltů a je výrazně stabilnější. Tím se zjednoduší jeho pozdější filtrace. Zařízení pro následné zpracování EKG signálů musí účinně potlačovat všechny rušivé signály a superponovaná stejnosměrná napětí, ale zároveň co nejméně zkreslovat zaznamenaný signál. Důležitý je dostatečný dynamický rozsah, velká vstupní impedance, nízký šum, odolnost vstupních obvodů vůči vysokonapěťovým pulzům při případné defibrilaci a v neposlední řadě také galvanické oddělení napájecího zdroje od diagnostické části zařízení pro zajištění co největší bezpečnosti pacienta v případě poruchy.



Obrázek 1-2: Perioda EKG signálu

Tvar periody získaného signálu EKG je zobrazen na obrázku 1-2. a skládá se ze 3 hlavních částí: Vlny P charakterizující depolarizaci síní, pulzu QRS odpovídající depolarizaci komor a Vlny T tvořenou repolarizací komor. Jedná se o signál téměř periodický, přičemž jednotlivé periody se opakují v různých časových odstupech a jsou do jisté míry zatíženy rušením. Při zpracování je nejdůležitější detekce vln QRS. Hodnotí se u ní její přítomnost, doba trvání a doba mezi výskytem dvou vln. Vlna T je vázána na QRS, a proto její detekce není pro diagnostiku nutná, sleduje se

pouze údaj o jejím konci. Pohyb síní, v normálním stavu charakterizovaný vlnou P, nemusí mít nutně tvar vlny předcházející QRS, ale může mít i tvar menších vln o větší frekvenci v případě síňové fibrilace nebo pilovitý průběh při síňovém flutteru (kmitání).

Vyhodnocování může provádět vyšetřující lékař, nebo v dnešní době spíše automatizované algoritmy, které jsou schopny odstranit rušivé složky, rozpoznat jednotlivé části signálu a vypočítat jejich přesné parametry sloužící k diagnostice.

Speciálním případem zařízení monitorující EKG jsou kardiostimulátory. Ty bývají implantovány přímo do těla pacienta, kde monitorují srdeční činnost elektrodami přímo zavedenými do srdce. V případě potřeby jsou schopny dodávat nápravné elektrické pulzy sloužící k obnovení správné srdeční činnosti. Tato zařízení jsou v dnešní době schopna pracovat i více než 10 let bez výměny baterií a umožňují dálkové programování nebo přenos diagnostických informací.

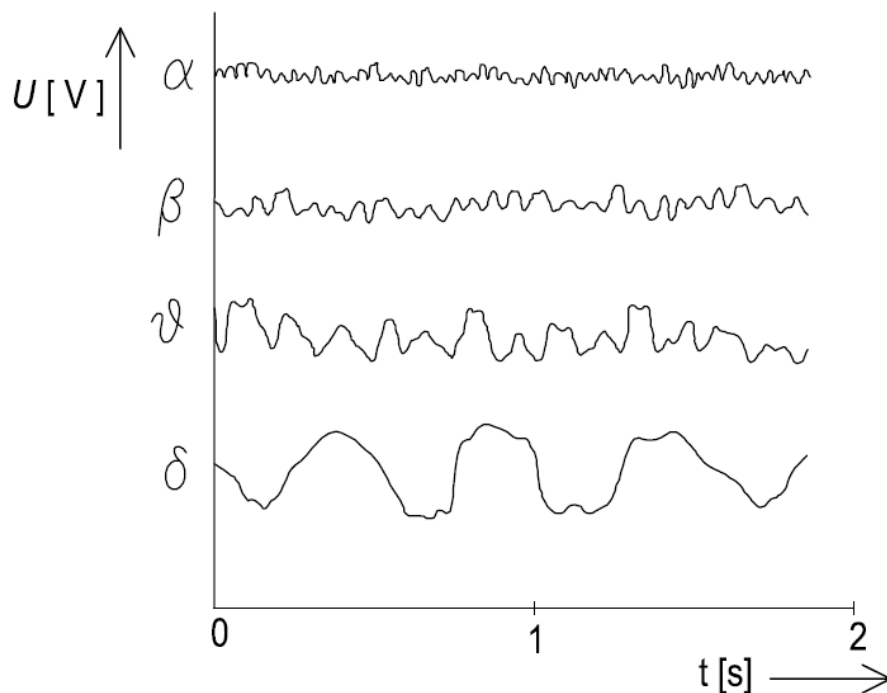
1.2.2 Fetální Elektrokardiografie (FEKG)

Fetální elektrokardiografie (FEKG) je obdobou klasického EKG s tím rozdílem, že se zaznamenává srdeční činnost u nenarozeného plodu. Snímání probíhá převážně externě z povrchu těla matky. Ačkoli se jedná o signál analogický s EKG, jeho vyhodnocení je mnohonásobně náročnější. Kromě požadovaného signálu se totiž zároveň zaznamenává i rušivý EKG signál matky, který má velmi podobné vlastnosti a je cca 5 až 10krát silnější. Kvalita vyhodnocení FEKG signálu tak záleží hlavně na filtraci tohoto rušivého signálu. Pro získání přesnějšího FEKG signálu je také možné záznam provádět elektrodou umístěnou přímo na hlavičce plodu čímž se zbavíme hlavního zdroje rušení. Tento způsob se ale příliš nevyužívá z důvodu rizika nákazy matky infekčními chorobami.

1.2.3 Elektroencefalografie (EEG)

Elektroencefalograf je záznamem elektrické aktivity mozku vzniklé polarizací neuronů mozkové kůry. Tato metoda je využívána při výzkumu a vyšetřování činnosti mozku. Pomocí EEG lze vyšetřovat reakce lidského mozku na různé podněty a stavy. Vyšetření slouží ke zjišťování neurologických nebo psychiatrických onemocnění. Snímání probíhá pomocí nepolarizovatelných elektrod z povrchu hlavy. Signál se snímá pomocí většího počtu elektrod, kterých může být 19 až 128 a jsou opatřeny gelem nebo roztokem pro zlepšení vodivosti. Elektrody se při dlouhodobém sledování na hlavu pacienta lepí, pro krátkodobá vyšetření se využívá speciální čepice. Pro získání kvalitního EEG signálu je dobré, pokud jsou elektrody přichyceny přímo na kůži hlavy pacienta bez přítomnosti vlasů. To ale v praxi nelze dost často zajistit. Záznam EEG bývá často spojen se současným sledováním EKG,

svalové aktivity (EMG), pohybu očí (EOG) nebo kamerovým záznamem kvůli vyloučení artefaktů (výkyvů způsobených vlivem reakce na vnější podněty). Zaznamenaný signál má sinusovitý tvar a vyhodnocuje se u něho frekvence. Při diagnostice se rozlišují frekvenční pásma. Při normálním stavu se vyskytují vlny (obrázek 1-3): α (8 - 13Hz), β (>13Hz), θ (4 - 8Hz), δ (<4Hz).



Obrázek 1-3: Příklad EEG vln v normálních pásmech

Výskyt jiných vln značí zpravidla poruchu. Pro optimální vyhodnocení se provádí Fourierova transformace jednotlivých úseků do frekvenční oblasti, ze které se následně vyčítá, která z frekvencí je v naměřeném průběhu nejvíce zastoupena. Vyhodnocení bohužel není exaktní a je silně závislé na zkušenosti a znalostech vyšetřujícího lékaře.

1.2.4 Elektromyografie (EMG)

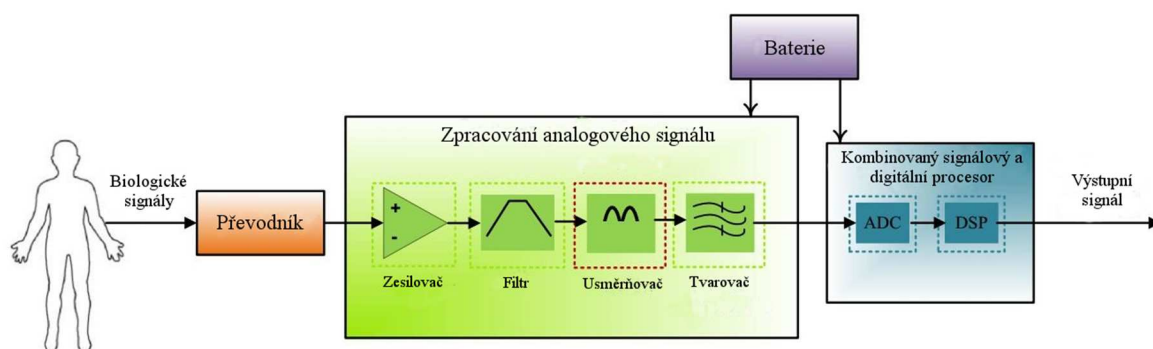
Metoda založená na zaznamenávání elektrických potenciálů kosterního svalstva a jeho nervů. Signál se zaznamenává vpichovými elektrodami přímo ze svalu nebo povrchovými elektrodami z kůže nad svalem. Povrchová metoda snímání slouží spíše pro orientační měření, protože snímač kromě signálů vyšetřovaného svalu zachytává i signály svalů a nervů v okolí. Měření EMG signálů umožňuje získat informace o neurologických poruchách a svalové dynamice při pohybu.

1.2.5 Elektrogastrografie (EGG)

Elektrogastrografie je metoda k detekci svalové aktivity hladkého svalstva žaludku. Využití této metody je hlavně v případě nevysvětlitelných žaludečních problémů, které nebyly jinými metodami identifikovány. Jako u jiných biosignálů je možné záznam provádět povrchově elektrodami umístěnými na břicho pacienta, nebo vnitřně umístěním elektrod přímo na žaludeční stěnu. Používané jsou EKG elektrody, nepolarizovatelné s povrchem zhotoveným z AgCl. Při záznamu EGG signálu je nutné vědět, že frekvence je velmi nízká, a proto se signál musí zaznamenávat dostatečně dlouhou dobu. Vyhodnocování se provádí ve 2 krocích: První krok je vizuální kontrola signálu pro odhalení vnějších podnětů a rušení jinými signály. Druhým krokem je automatické vyhodnocení důležitých parametrů signálu jako je dominantní frekvence nebo výkon.

1.3 Zpracování biosignálů

Pro správné vyhodnocení zdravotního stavu pacienta je nutné co nejpřesnější zpracování biosignálů nejen lékařem, ale hlavně diagnostickým systémem. Blokové schéma takového systému je na obrázku 1-4. [6] Snímač je vstupní branou systému a jeho úkolem je zaznamenání signálů a jejich převod do elektrické podoby, kterou je možné dále zpracovávat. Za snímačem následuje zesilovač. Ten musí signál ze senzoru co nejvíce zesílit s co nejmenším zkreslením. Musí mít dostatečně veliký vstupní odpor, aby neovlivňoval vlastnosti samotného snímače. Po zesílení následuje filtrace signálu a tvarování pro odstranění rušivých vlivů a úpravu signálu do tvaru a úrovní požadovaných pro další zpracování. O to se stará analogově-číslicový převodník, který převede signál do digitální podoby a předá signálovému procesoru, který signál dále zpracuje, vypočte jeho parametry a výsledky případně zobrazí.



Obrázek 1-4: Řetězec pro zpracování biologických signálů [14]

Biologické signály si lze co do vlastností obecně představit jako stochastické (náhodné) nebo téměř periodické signály s velmi malým napětím a frekvencí

(přehled parametrů některých signálů viz tabulka 1.). Z toho vyplývají požadavky na vyhodnocovací obvod, především na vstupní zesilovač. Takovýto zesilovač by měl mít velké zesílení, velkou vstupní impedanci, aby neovlivňoval signál získaný ze senzoru a frekvenční rozsah v řádu jednotek až desítek kHz.

U dnešních zesilovačů pro medicínské účely se uvádí tyto parametry [5] (v závorce jsou uvedeny typické hodnoty).

- Zisk (110 dB),
- CMRR (120 dB),
- Vstupní odpor ($10^6 - 10^{10} \Omega$),
- Vstupní drift ($<1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$),
- Šířka pásma (GBW) (30 kHz),
- Proud tělem pacienta ($<10 \mu\text{A}$).

Tabulka 1: přehled vlastností biologických signálů

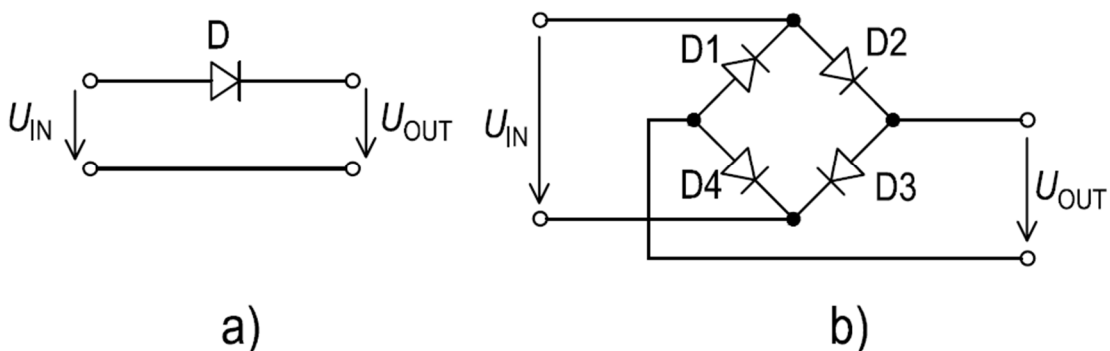
Signál	Použité elektrody	Amplituda	Frekvence
EKG	povrchové	$50 \mu\text{V} - 5 \text{ mV}$	0,01-250 Hz
FEKG	povrchové	$10 - 300 \mu\text{V}$	0,01-150 Hz
EMG	povrchové	$0,1 - 5 \text{ mV}$	0 - 10 kHz
EMG vlákno	vpichové	$50 \mu\text{V} - 5 \text{ mV}$	0,01Hz - 10 kHz
EEG	povrchové	$2 - 300 \mu\text{V}$	0,1 - 80 Hz
ECoG	vpichové	$5 \mu\text{V} - 10 \text{ mV}$	0,1 - 100 Hz
ERG	povrchové	$0,1 - 0,4 \text{ mV}$	0 - 50 Hz
EKG	povrchové	$10 \mu\text{V} - 1 \text{ mV}$	0,01 - 1 Hz
EKG nitrožaludečně	plošné	$10 - 500 \mu\text{V}$	0,01 - 5 Hz

2. USMĚRŇOVAČE

Usměrňovače jsou nejjednodušší formou nelineárních měničů, jejichž úkolem je změna střídavého elektrického proudu na stejnosměrný. V praxi tak v podstatě provádějí výpočet absolutní hodnoty vstupního signálu. Provedení může být buď jednocestné, kdy je kladná část proudu propuštěna a záporná odstraněna, nebo dvojcestné, kdy je záporná část převedena na kladnou. Usměrňovače se využívají v celé škále aplikací od výkonových měničů až po zpracování nízkonapěťových signálů.

2.1 Polovodičové diody

Polovodičové diody jsou nejběžnější formou usměrňovačů. Ke své funkci využívají vlastnosti PN přechodu, který v případě, že je polarizován v propustném směru vede elektrický proud. Při záporné polarizaci se chová jako izolant. Nejčastěji se využívá jednocestného (obrázek 2-1a) nebo můstkového zapojení (obrázek 2-1b).



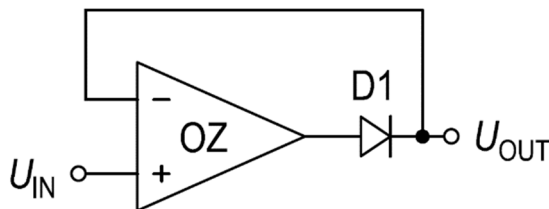
Obrázek 2-1: Zapojení diodových usměrňovačů: a) jednocestné b) dvojcestné (můstkové)

Výhodami diod jsou nízká cena, pasivita a jednoduchost použití. Nevýhodou je naopak trvalý úbytek napětí na diodě v podobě prahového napětí, které je u křemíkových diod zhruba 0,7 V a u Germaniových 0,3 V. Diodové usměrňovače se používají hlavně ve výkonových aplikacích a napájecích zdrojích, kde je úbytek na diodě je zanedbatelný. Pro zpracování signálů naopak nejsou příliš vhodné. Nejsou totiž schopné propouštět signály menší, než je prahové napětí.

2.2 Operační usměrňovače

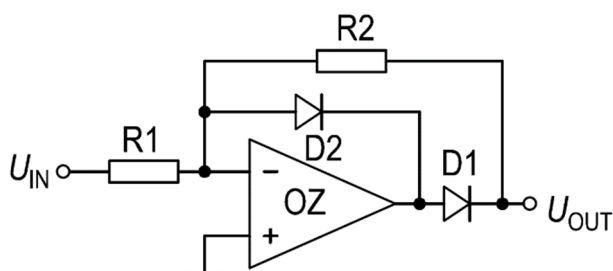
Operační usměrňovače jsou obvody s operačními zesilovači (OZ) navrženy tak, aby se jejich funkce co nejvíce blížila funkci ideální diody (tj. s nulovým prahovým

napětím a lineární převodní charakteristikou). Nejjednodušší způsob provedení takového usměrňovače je vyobrazen na obrázku 2-2 [7].



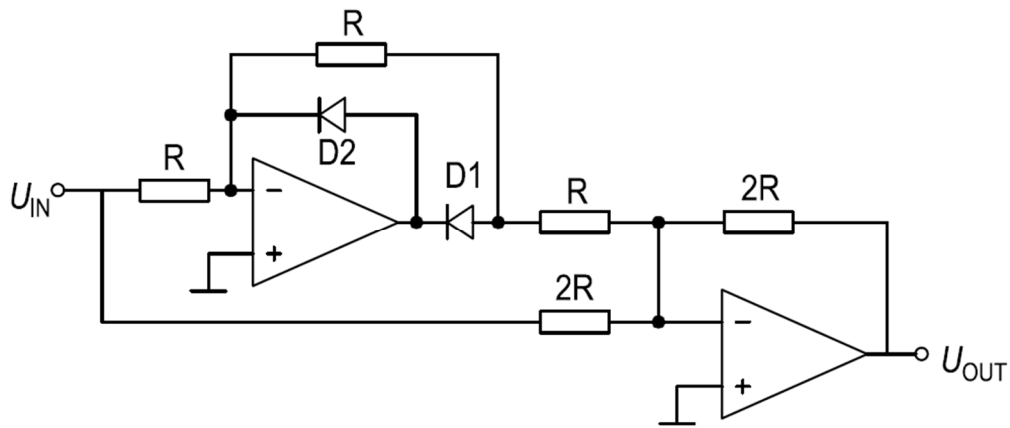
Obrázek 2-2: Jednocestný usměrňovač s OZ

V praxi se jedná o sledovač s diodou na výstupu. Při kladném vstupním napětí bude výstup OZ kladný, dioda v propustném směru a výstup bude kopírovat vstup. Při záporném vstupu bude dioda v závěrném směru, čímž dojde k rozpojení zpětné vazby. Použitý OZ tak bude v záporné saturaci a výstup bude záviset pouze na proudu do vstupu OZ, který je zanedbatelný. Tento obvod dokáže pracovat i s malými signály, protože dioda není otevírána napětím, ale výstupním proudem OZ. Nevýhodou je velmi malý dynamický rozsah, který je omezen zvláště tím, že je při záporné půlvalně výstup OZ saturován a při příchodu kladné půlvalny se zotavuje s omezenou rychlostí přeběhu (SR) danou parametry zesilovače. Zapojení na obrázku 2-3 je vylepšenou verzí jednocestného usměrňovače. Hlavním vylepšením je přidání diody do zpětné vazby. Při záporném vstupu tak nebude OZ saturován, ale na výstupu bude pouze záporné napětí o velikosti prahového napětí diody, ze kterého se OZ zotaví mnohem rychleji. Úprava na invertující zesilovač o jednotkovém zesílení byla nezbytná z důvodu zachování záporné zpětné vazby i po přidání diody.



Obrázek 2-3: Vylepšené zapojení usměrňovače s OZ

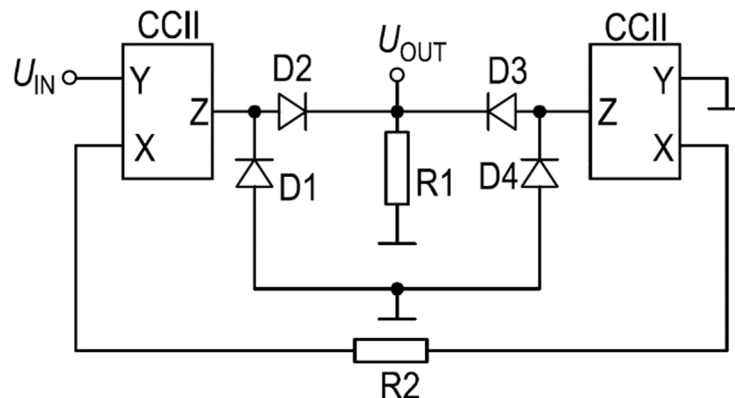
V případě požadavku na dvojcestné usměrnění lze obvod dále rozšířit o součtový zesilovač, který na výstup přenáší součet vstupního signálu a dvojnásobku výstupu invertujícího jednocestného usměrňovače (obrázek 2-4). Kladná půlvalna tak bude přímo převedena na výstup, zatímco k záporné bude přičten její kladný dvojnásobek, čímž bude převedena na kladnou.



Obrázek 2-4: Dvojcestný usměrňovač s OZ

2.3 Usměrňovače pracující v proudovém módu

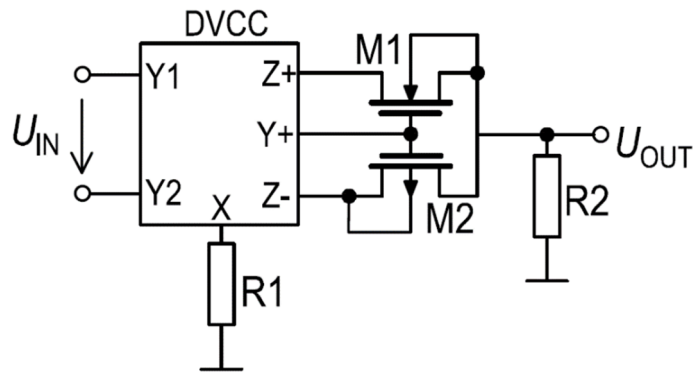
Nevýhodou operačních usměrňovačů uvedených v kapitole 2.2 je hlavně jejich nízký dynamický rozsah omezený použitým OZ respektive velikostí jejich SR. V současné době se proto při návrhu usměrňovačů, ale i jiných struktur nahrazují OZ aktivními prvky pracujícími v proudovém nebo smíšeném módu. Značně se tím zvětší dynamický rozsah a linearita a zároveň zmenší spotřeba. Používají se proudové nebo napěťové konvejory, transkonduktanční zesilovače OTA, proudové OZ nebo jiné obvody založené na těchto strukturách. V literatuře se nejčastěji vyskytuje zapojení se dvěma proudovými konvejory a čtyřmi diodami. (obrázek 2-5) [8].



Obrázek 2-5: Dvojcestný usměrňovač s proudovými konvejory

Při kladné půlplně na vstupu protéká proud daný vstupním napětím a odporem R_1 diodami D_2 a D_4 . Na výstupu bude napětí rovné $U_{vst} \cdot (R_2/R_1)$. Při záporné půlplně bude výstup stejný s tím rozdílem, že proud teče přes D_1 a D_3 . Za zmínku stojí také obvod prezentovaný v [9] (obrázek 2-6). Tento obvod využívá

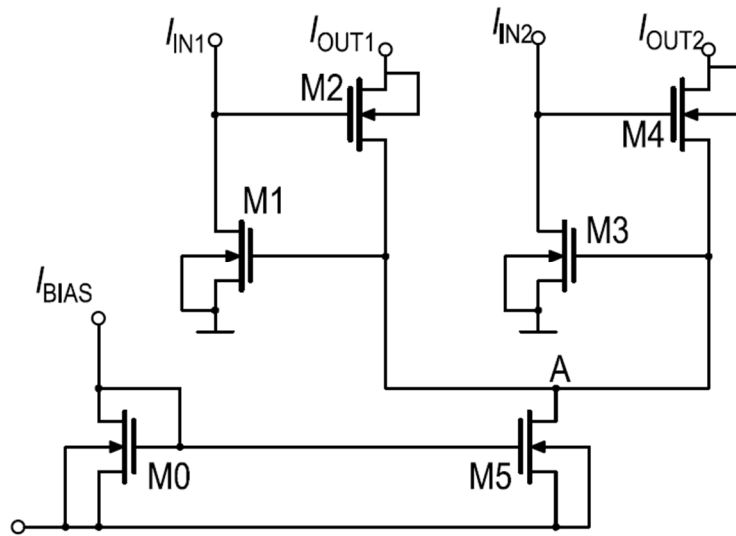
Diferenční proudový konvektor (DVCC) a místo diod tranzistory, což umožňuje jeho provedení na čipu. Další výhodou je možnost zapojení s diferenčním výstupem. Více možností zapojení usměrňovačů s napěťově diferenčním proudovým konvektorem lze najít např. v [9].



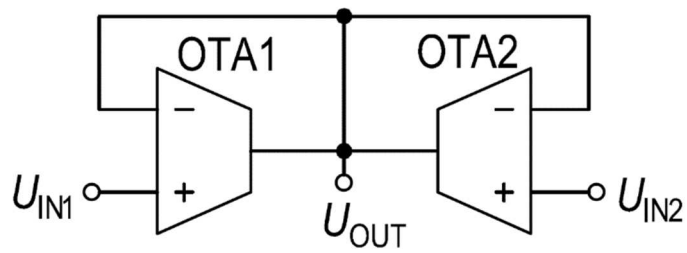
Obrázek 2-6: Usměrňovač s DVCC a dvěma tranzistory

2.4 Bezdiodové usměrňovače

Při návrhu moderních zařízení je často požadováno vyhotovení celého zařízení na jednom čipu. Snahou je tak vyhotovení celého zařízení např. v technologii CMOS. U dříve prezentovaných usměrňovačů je implementace na čip diskutabilní, protože obvody obsahují diody a přesné rezistory, které nejsou v technologii CMOS proveditelné, nebo jen problematicky. Usměrňovače pro tuto technologii se tak vytváří pomocí obvodů výběru maxima v literatuře nazývaných jako „Winner takes all“ (WTA). Tyto obvody propouští na výstup vždy větší ze vstupních signálů a jejich hlavní využití je při tvorbě neuronových sítí. Příkladem může být obvod na obrázku 2-7 [10]. Největší ze signálů zvedne napětí na společném uzlu A. Tím uzavře ostatní vstupy. Obvod vhodný k realizaci usměrňovače bude pracovat na podobném principu. Na společný vysokoimpedanční uzel se spojí dva sledovače tvořené operačními zesilovači. Výsledný obvod tak bude mít dostatečně velkou vstupní impedanci pro zpracování malých signálů. Vlastnosti takového usměrňovače jsou pak dány hlavně parametry použitého zesilovače. Tento obvod může pracovat pouze s reálnými OZ nikoli ideálními. Příkladem je obvod složený ze dvou transkonduktančních zesilovačů na obrázku 2-8 [11]. Tato konstrukce je pro návrh usměrňovače nejvhodnější vzhledem dobré integrovatelnosti na čip, nízké spotřebě a možnosti využití technik jako např. řízení substrátem (bulk-driven) [11], díky kterým lze snížit napájecí napětí až na úroveň blízkou prahovému napětí.



brázek 2-7: Obvod WTA využívaný v neuronových sítích

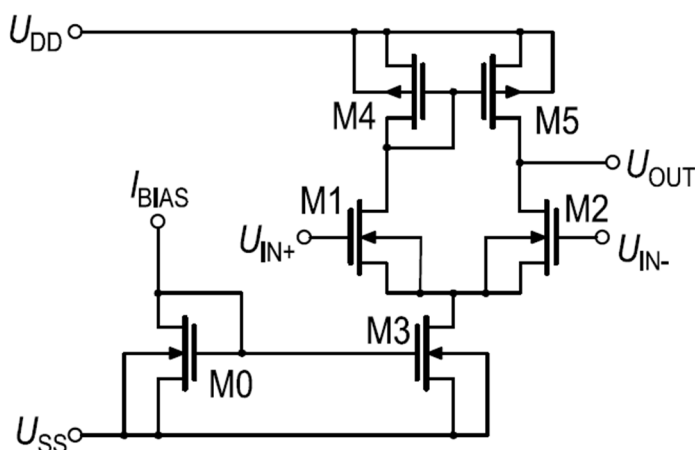


Obrázek 2-8: Usměrňovací obvod WTA tvořený OTA zesilovači

Jednocestný usměrňovač se dá vytvořit jednoduše uzemněním jednoho ze vstupů, dvojcestný potom tak, že na druhý vstup se přivede stejný signál jako na první, ale otočený o 180° . K otočení lze využít např. invertující zapojení s OZ.

3. STRUKTURY OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ

Nejjednodušším příkladem operačního zesilovače je jednoduchý diferenční pár s aktivní zátěží. (obrázek 3-1) Jeho parametry se ale ani zdaleka neblíží parametrům ideálního zesilovače hlavně kvůli malému zesílení a výstupnímu odporu.



Obrázek 3-1: Diferenční pár s aktivní zátěží

Zesílení pro nízké kmitočty je dáno

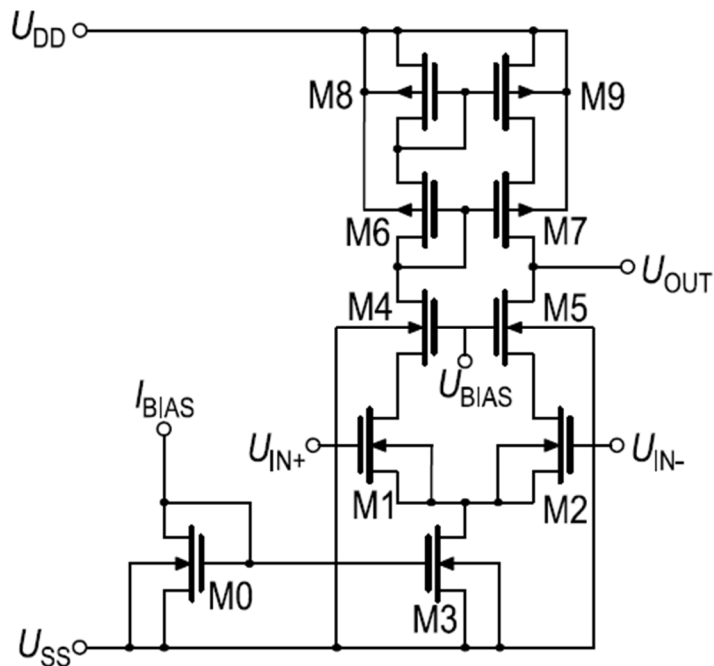
$$A_{U0} = g_{m1} R_{OUT}, \quad (3.1)$$

kde g_{m1} je transkonduktance tranzistoru M1 (nebo M2). Parametr R_{OUT} je výstupní odpor diferenčního páru, který je daný paralelní kombinací odporů r_{ds2} a r_{ds5} . Nízké zesílení a další nedostatky jednoduchého diferenčního páru řeší různé složitější jednostupňové a dvojstupňové struktury [12].

3.1 Teleskopická struktura

Teleskopická struktura vznikne nahrazením jednoduché aktivní zátěže kaskodovou (obrázek 3-2). Hlavním důvodem této změny je podstatné zvýšení výstupního odporu zesilovače a tím i celkového zesílení. Platí rovnice 3.2.

$$R_{OUT} = (g_{m5} \cdot r_{ds5} \cdot r_{ds2}) \parallel (g_{m7} \cdot r_{ds7} \cdot r_{ds9}) \quad (3.2)$$



Obrázek 3-2: Teleskopická struktura

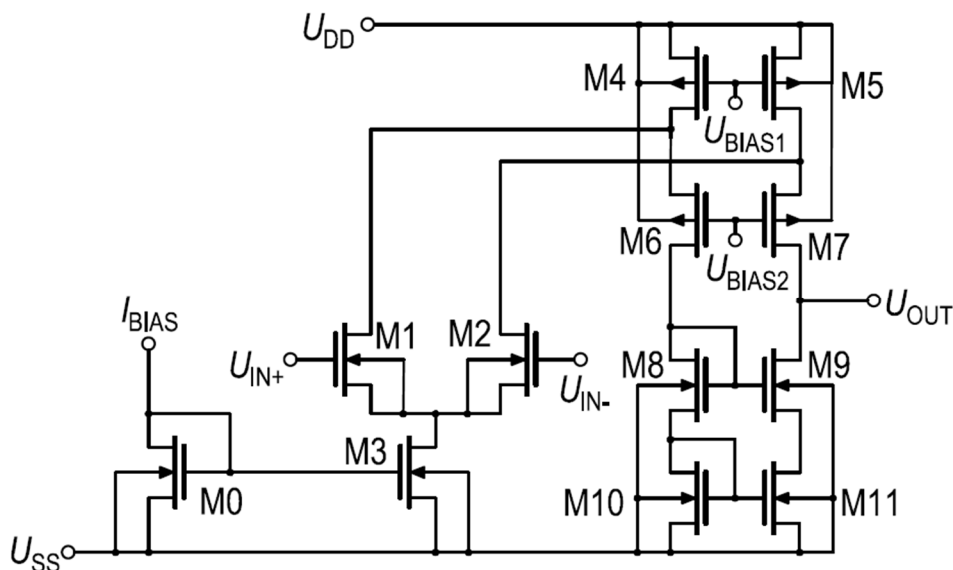
Toto zapojení ale má i jisté nevýhody v podobě zmenšení výstupního rozsahu. Výstupní rozsah se zmenší s každou přidanou kaskodou a není tak dobré přidávat kaskod příliš mnoho. Teleskopická struktura je proto nevhodná pro nízkonapěťové aplikace. Další nevýhodou je vznik dalšího pólu, který ovlivňuje stabilitu obvodu. Z důvodu malého vstupního rozsahu je tento obvod také nevhodný k použití jako sledovač.

3.2 Složená kaskoda

Pro zvýšení vstupního rozsahu se namísto teleskopické struktury používá složená kaskoda (obrázek 3-3). Rozdílový zesilovač na základě vstupů řídí proud výstupní kaskodou, která tvoří vysokoohmovou zátěž. Její odpor je odpovídá (rovnice 3.3).

$$R_{OUT} = (g_{m7} \cdot r_{ds7} \cdot (r_{ds2} \parallel r_{ds5})) \parallel (g_{m9} \cdot r_{ds9} \cdot r_{ds11}) \quad (3.3)$$

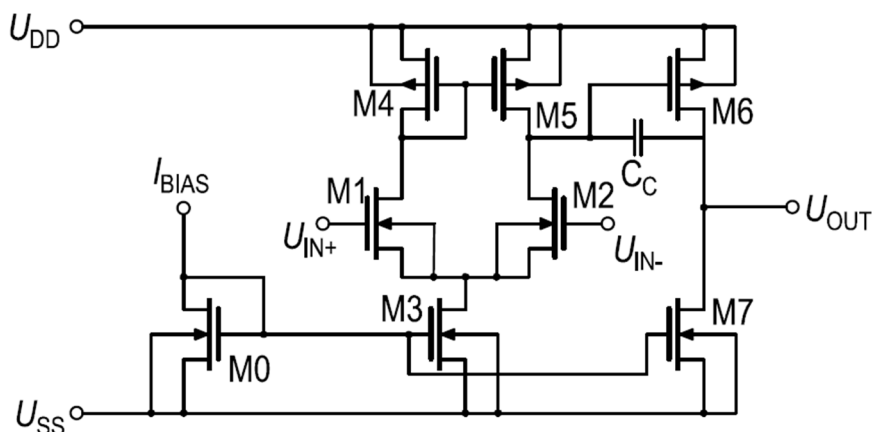
U složené kaskody je také možné spojit přímo výstup se vstupem a vytvořit tak sledovač. Mezi nevýhody složené kaskody patří větší spotřeba, menší zesílení a nižší dynamický rozsah.



Obrázek 3-3: Složená kaskoda

3.3 Dvojstupňový zesilovač

V aplikacích, kde požadujeme vysoký zisk i velký výstupní rozsah nelze použít ani jednu z výše zmíněných jednostupňových struktur. Pro takovéto případy se využívá dvojstupňová struktura. První stupeň zajišťuje vysoký zisk a druhý potom dostatečný výstupní rozsah. Oba stupně můžou mít různou topologii. V případě prvního stupně to bývá nejčastěji diferenční pár, případně kaskodová (teleskopická) struktura. Druhý stupeň bývá tvořen jednoduchým zesilovačem se společným source. Více než dva stupně se zpravidla nepoužívají z důvodů stability a dynamického rozsahu. Každý stupeň totiž přidává systému minimálně jeden pól.



Obrázek 3-4: Dvojstupňový OTA

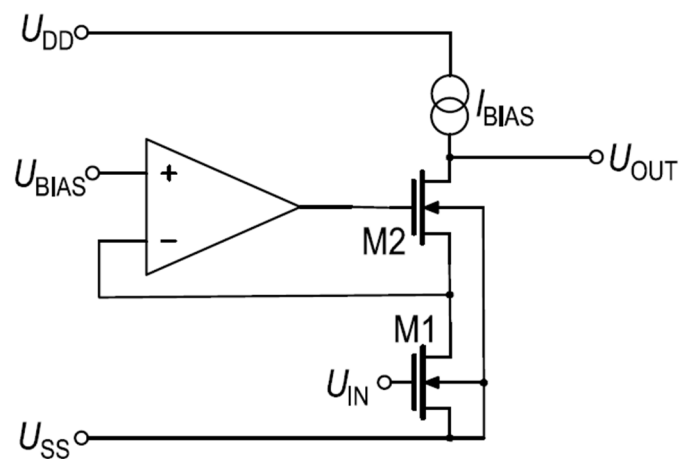
3.4 Gain-boosting

Tyto struktury začaly vznikat pro nedostatečné zesílení jednostupňových struktur a menší dynamický rozsah dvojstupňových zesilovačů. Hlavní myšlenkou je zvyšování výstupní impedance jednostupňových OZ bez přidávání dalších kaskod. Zvětšení vstupní impedance se dosahuje zavedením zesilovače do zpětné vazby. Pro výstupní odpor samotné kaskody tvořené dvěma tranzistory M1, M2 platí (rovnice 3.1).

$$R_{OUT} = g_m \cdot r_{o1} \cdot r_{o2} \quad (3.1)$$

V případě, že se bude výstupní proud zvětšovat, bude klesat proud přes tranzistory a napětí na drainu M1 se sníží. Pokud se do zpětné vazby zapojí OZ potom bude tento jev kompenzován zvýšením napětí na gate M2 a tím jeho větším otevřením. Výsledný výstupní odpor se tak zvětší. Pro jeho velikost platí (rovnice 3.2)

$$R_{OUT} = A_0 \cdot g_m \cdot r_{o1} \cdot r_{o2} \quad (3.2)$$



Obrázek 3-5: Struktura využívající gain-boosting

4. NÁVRH BEZDIODOVÉHO USMĚRŇOVAČE

Pro návrh byl zvolen usměrňovač na bázi WTA obvodu složený ze dvou zesilovačů. V rámci této práce budou pro návrh použity různé struktury zesilovačů a dosažené výsledky porovnány. Obvody bude navržen s využitím technologie TSMC 0,18 μm firmy ON Semiconductor. Vlastnosti tranzistorů této technologie jsou v tabulce 2.

Tabulka 2: Základní vlastnosti technologie TSMC180

Parametr	NMOS	PMOS
L_{\min} [μm]	0,18	
W_{\min} [μm]	0,27	
KP [$\mu\text{A}/\text{V}^2$]	171	37
U_{TH} [V]	0,52	0,49

Při návrhu zesilovačů bude přihlíženo k požadavkům uvedeným v tabulce 3. Při návrhu je třeba dbát také na to, že vstupní tranzistory musí být typu NMOS a nelze tak použít komplementární zapojení. Kdyby byly vstupní tranzistory typu PMOS výsledný obvod by nepracoval jako sledovač maxima (WTA), ale jako sledovač minima („Loser take all“) a usměrněný signál by byl invertovaný.

Tabulka 3: Požadavky na navrhovaný zesilovač

Parametr	Hodnota
Zesílení (A_u)	≥ 60 dB
Šířka pásma (GBW)	≥ 1 MHz
Fázová rezerva (PM)	$\geq 45^\circ$
Rychlost přeběhu (SR)	≥ 1 V/ μs
Spotřeba	≤ 1 mW
Kapacita zátěže	10 pF

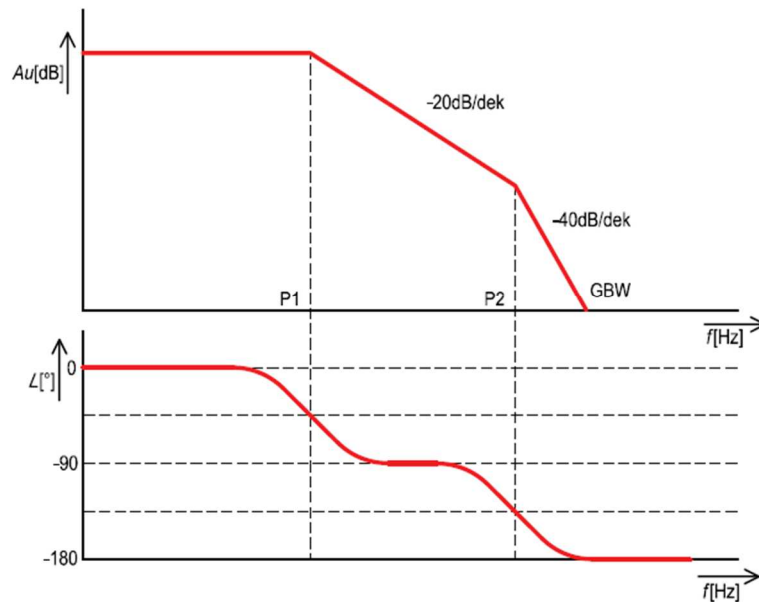
4.1 Usměrňovač s dvojstupňovým zesilovačem

Jako první byl pro návrh vybrán jednoduchý dvojstupňový OTA zesilovač (obrázek 3-4). Pro danou úlohu by měl být tento zesilovač vhodný. Má dobrý výstupní rozsah, který je pro nízkonapěťové aplikace důležitý. Menší dynamický rozsah není vzhledem k charakteru zpracovávaných signálů problémem.

4.1.1 Návrh dvojstupňového OTA zesilovače

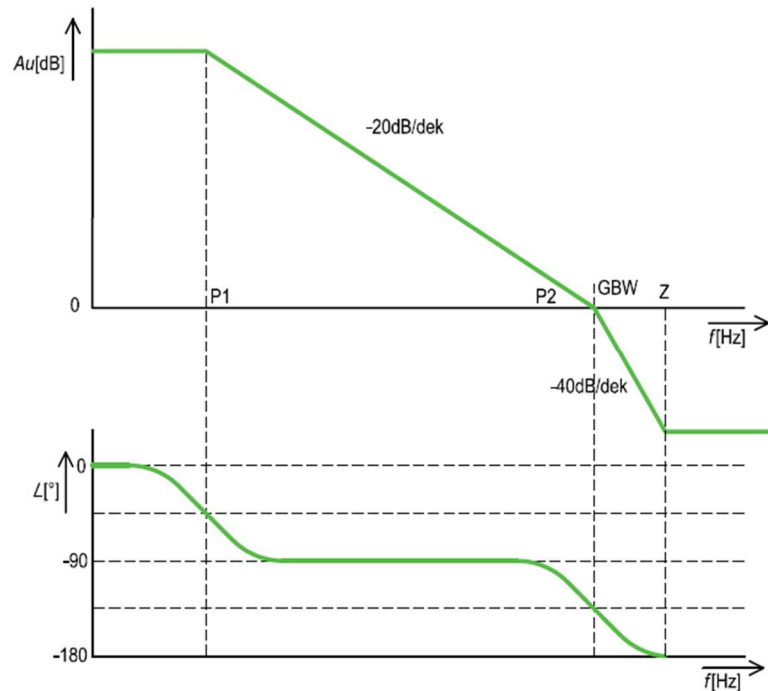
Při návrhu dvojstupňového zesilovače je nejdůležitější postarat se v první řadě o stabilitu. Pro stabilitu je důležité, aby navržený obvod měl dostatečnou fázovou rezervu. To znamená že posun výstupního signálu oproti vstupnímu by se v žádném případě neměl blížit ke 180° . Důvodem této podmínky je fakt, že zesilovače pracují převážně v zapojení se zápornou zpětnou vazbou zajišťující stabilitu. Pokud se posun výstupního signálu bude blížit ke 180° hrozí, že se z původně záporné zpětné vazby stane kladná a zesilovač přestane být stabilní.

Jak je patrné z kmitočtové charakteristiky na obrázku 4-1, samotný dvojstupňový zesilovač má 2 póly. Každý pól znamená posun fáze o 90° a kvůli tomu zůstává na konci kmitočtového rozsahu (GBW) malá fázová rezerva.



Obrázek 4-1: Frekvenční charakteristiky nekompenzovaného zesilovače

Pro zvětšení fázové rezervy je nutné posunout první pól vlevo tak, aby se druhý pól posunul až za hranici GBW. (obrázek 4-2). Posunutí prvního pólu je možné provést připojením kompenzační kapacity na výstup prvního stupně. Pro dostatečnou fázovou rezervu by ale tato kapacita byla příliš velká a tím pádem obtížně realizovatelná. Proto se zde využívá tzv. Millerova jevu. Ten spočívá v zapojení kapacity do zpětné vazby zesilovače. Tím se kapacita zvětší úměrně se zesílením tohoto zesilovače.



Obrázek 4-2: Frekvenční charakteristiky po kompenzaci millerovou kapacitou

Při návrhu budeme vycházet ze standardní přenosové rovnice pro systém se dvěma póly a jednou nulou (rovnice 1).

$$H(s) = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{A \cdot \left(1 - \frac{s}{Z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)} \quad (1)$$

Z této rovnice je nutné vyjádřit fázový úhel přenosu, který je definován jako (rovnice 2)

$$\angle H(\omega) = \arctg\left(\frac{\text{Im}\{H(\omega)\}}{\text{Re}\{H(\omega)\}}\right) \quad (2)$$

Úhel je možné tedy vypočítat rozdělením přenosové funkce na reálnou a imaginární složku nebo je pro další zjednodušení možné uvažovat (rovnice 3).

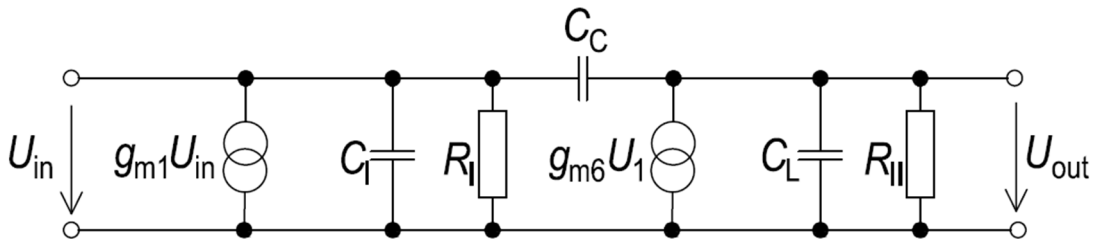
$$\angle H(\omega) = \angle \text{čitatele } H(\omega) - \angle \text{jmenovatele } H(\omega) \quad (3)$$

Po dosazení a zjednodušení pomocí vzorce pro součet arctg vyjde (rovnice 4)

$$\begin{aligned}\angle H(\omega) &= -\operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{z}\right) - \operatorname{arctg}\left(\frac{\frac{\omega}{p_1} + \frac{\omega}{p_2}}{1 - \frac{\omega^2}{p_1 p_2}}\right) \\ &= -\operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{z}\right) - \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{p_1}\right) - \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{p_2}\right)\end{aligned}\quad (4)$$

Za požadovaný úhel se dosadí -180° + požadovaná fázová rezerva. Ta musí být minimálně 45° , lépe však 60° . Daná fázová rezerva je požadována na konci šířky pásma (v bodě *GBW*) a proto bude tento bod dosažen za ω .

Póly a nulu již není možné určit obecně, a proto je nutné nejdříve sestavit malosignálový model (obrázek 4-3) a ze vztahu jeho přenosové funkce ke standardní přenosové funkci tyto proměnné vyjádřit.



Obrázek 4-3: Malosignálový model zesilovače

Z malosignálového modelu se vyjádří přenos (rovnice 5).

$$\begin{aligned}H(s) &= \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \\ &= \frac{g_{m1} R_1 \cdot g_{m2} R_2 \cdot \left(1 - \frac{s C_c}{g_{m6}}\right)}{s^2 [R_1 R_2 (C_1 C_2 + C_1 C_c + C_2 C_c)] + s [R_2 (C_c + C_2) + R_1 (C_c + C_1) + C_c g_{m6} R_1 R_2] + 1}\end{aligned}\quad (5)$$

Dá se předpokládat, že koeficient s bude přibližně roven pólu p_1 , protože p_2 je na mnohem větší frekvenci a jeho příspěvek tak bude minimální. Stejně tak je možné zanedbat první 2 členy tohoto koeficientu vzhledem k předpokladu, že hodně veliké g_{m6} převáží jejich vliv. Pro pól p_1 tak bude platit (rovnice 6).

$$p_1 \sim \frac{1}{g_{m6} R_1 R_2 C_c}\quad (6)$$

Koeficient s^2 je roven součinu p_1 a p_2 . p_2 tak získáme vydělením z čehož vyjde (rovnice 7) po zanedbání C_1 , který bude velmi malý.

$$p_2 \sim \frac{g_{m6}}{C_2} \quad (7)$$

Z přenosu se dále vyčte poloha nuly (rovnice 8) a zesílení (rovnice 9).

$$z = \frac{g_{m6}}{C_c} \quad (8)$$

$$Au = g_{m1}R_1 \cdot g_{m2}R_2 \quad (9)$$

Nula musí být na mnohonásobně větším kmitočtu než GBW. Pro splnění tohoto předpokladu uvažujeme (rovnice 10) z čehož plyne (rovnice 11)

$$z \geq 10 \cdot GBW \quad (10)$$

$$\frac{g_{m6}}{C_c} = 10 \cdot \frac{g_{m1}}{C_c} \Rightarrow g_{m6} = 10g_{m1} \quad (11)$$

Dosazením do rovnice přenosového úhlu (rovnice 4) se získá (rovnice 12) kterou je za předpokladu velikého zesílení možné ještě dále zjednodušit na (rovnice 13).

$$60^\circ = 180^\circ - \arctg\left(\frac{1}{10}\right) - \arctg(Au) - \arctg\left(\frac{GBW}{p_2}\right) \quad (12)$$

$$60^\circ = 180^\circ - 5,7 - 90 - \arctg\left(\frac{GBW}{p_2}\right) \quad (13)$$

z toho vyplývá (rovnice 14).

$$p_2 = 2,2 \cdot GBW \quad (14)$$

Při dosazení za GBW a p_2 a následně za g_{m2} vyjde vztah pro kompenzační kapacitu (rovnice 15)

$$C_c = 0,22 \cdot C_L \quad (15)$$

Hodnota kapacity vypočtená podle vzorce (rovnice 15) je minimální. Použitím větší kapacity se od sebe póly vzdálí více a fázová rezerva bude větší.

Ze znalosti této kompenzační kapacity a zadané šířky pásma lze vypočítat minimální transkonduktanci prvního stupně podle (rovnice 16). V praxi je lepší zvolit o něco větší transkonduktanci neboť vlivem parazitních kapacit tranzistorů bude reálná hodnota menší.

$$g_{m1} = 2\pi \cdot C_c \cdot GBW \quad (16)$$

Proud prvního stupně je definován kompenzační kapacitou a zadanou hodnotou rychlosti přeběhu SR a vypočte se z (rovnice 17).

$$I_{1st} = SR \cdot C_C \quad (17)$$

Tuto hodnotu je také dobré volit vyšší než vychází kvůli udržení napětí U_{DSsat} tranzistorů prvního stupně v rozsahu (0,2 - 0,5 V) při výpočtu jejich rozměrů z proudu a transkonduktance podle (rovnice 18). Po provedení tohoto výpočtu je dobré dodržení saturačního napětí překontrolovat (rovnice 19) a při překročení mezí přiměřeně upravit proud nebo transkonduktanci.

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{M1,M2} = \frac{g_m^2}{KP \cdot I_{1ST}} \quad (18)$$

$$U_{GS} - U_{TH} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{\left(\frac{W}{L}\right) \cdot KP}} \quad (19)$$

Tranzistory M0, M3, M4 a M5 jsou dány pouze proudem který jimi prochází. Jejich napětí U_{DSsat} se může libovolně zvolit a rozměry vypočítat vyjádřením z rovnice pro proud v saturaci (rovnice 20). Jedinou podmínkou je, aby U_{DSsat} bylo stejné pro dvojice M0, M3 a M4, M5, které tvoří proudová zrcadla. Pro nízkopříkonové aplikace se většinou volí hodnota blízko spodní hranici 0,2 V. Proud pro M0 je brán z reference, která při návrhu integrovaných obvodů bývá centrální pro všechny části a hodnota jejího výstupu je např. 5 μ A.

$$\left(\frac{W}{L}\right) = \frac{2I}{KP \cdot (U_{GS} - U_{TH})^2} \quad (20)$$

Při návrhu druhého stupně musí být dodržena podmínka fázové rezervy (rovnice 11). Dále se předpokládá, že při minimální napěťové nesymetrii bude na drainech M1 a M2 stejné napětí. Z tohoto předpokladu pak vyplývá, že napětí U_{DS} M6 bude stejné jako u M4 a M5. Rozměry M6 jsou v poměru k M4, M5 vzhledem k procházejícímu proudu (rovnice 21). Totéž bude platit i pro M7 a M0 nebo M3.

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{M6} = \left(\frac{W}{L}\right)_{M4,M5} \cdot \frac{I_6}{I_{4,5}} \quad (21)$$

Proud I_{2ST} procházející M6 a M7 se získá ze známé transkonduktance g_{M6} u napětí U_{DS6} (rovnice 22).

$$I_{2ST} = \frac{g_{m6} \cdot (U_{GS} - U_{TH})}{2} \quad (22)$$

Vypočtené a zvolené hodnoty jsou v tabulce 3, rozměry tranzistorů v tabulce 4. Délku kanálu volíme výrazně delší než L_{min} , aby tranzistory nevycházely příliš malé. U malých tranzistorů vznikají při výrobě větší odchylky.

Tabulka 4: Vypočtené hodnoty zesilovače

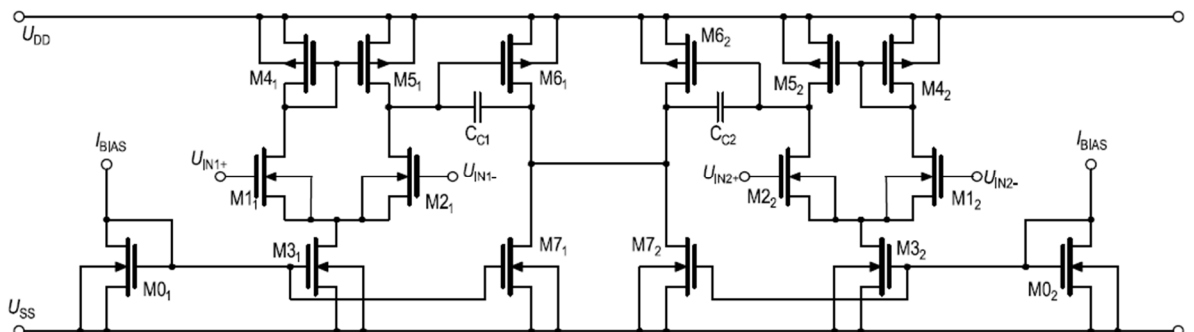
Parametr	Vypočtená hodnota	Použitá hodnota
g_{m1} [μS]	13,8	15
I_{1st} [μA]	2,2	3
g_{m6} [μS]	150	150
C_c [pF]	2,2	2,2
I_{2st} [μA]	15	15

Tabulka 5: Vypočtené rozměry tranzistorů

Tranzistor	W/L	L [μm]	W [μm]
M0	1,46	5	7,3
M1,M2	0,44	8	3,52
M3	0,88	5	4,45
M4,M5	4	5	20
M6	20	2	40
M7	4,39	5	21,45

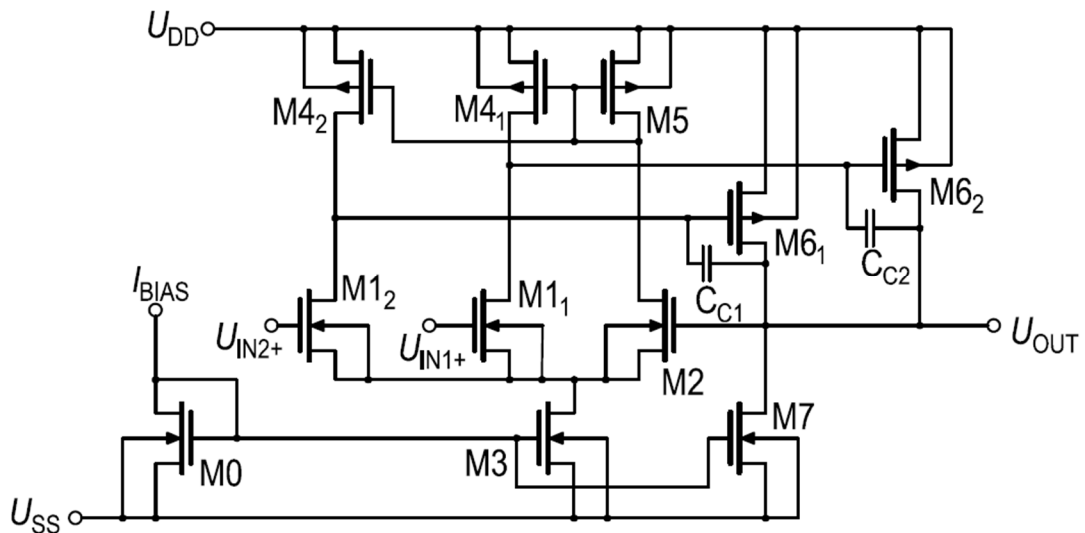
4.1.2 Optimalizace zapojení

Pro vytvoření usměrňovače zapojíme dva výše navržené zesilovače jako sledovač a spojíme jejich výstupy (obrázek 4-1).



Obrázek 4-4: Vnitřní zapojení usměrňovače před optimalizací

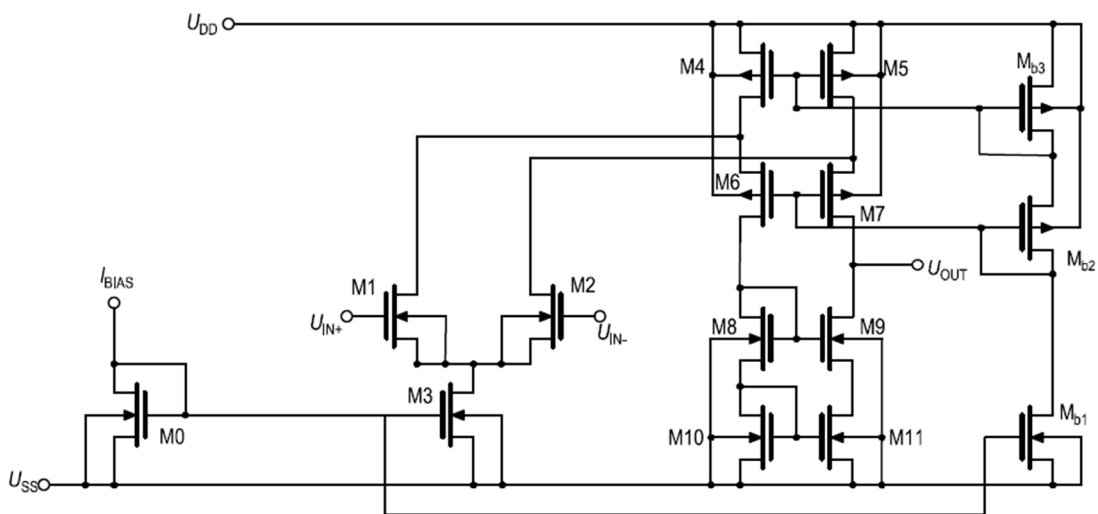
Takto vytvořený obvod sice bude splňovat zadání, ale již na první pohled je patrné, že není optimální z hlediska nízké spotřeby. Tím že byl obvod navržen jako dva nezávislé sledovače, a ne jako celek jsou v obvodu některé části zdvojeny ačkoli to není pro funkci obvodu důležité, což zbytečně zvyšuje spotřebu obvodu a zvyšuje složitost zapojení. V obou zesilovačích na obrázku 4-4 mají totožnou funkci proudová reference a tranzistory M0, M2, M3, M5, M7. Pro zjednodušení se tedy tyto součásti z jednoho ze zesilovačů odstraní a obvod změní tak, aby byla jejich funkce nahrazena stejnými součástkami z druhého zesilovače. Samozřejmě je důležité sdílené tranzistory zvětšit adekvátně ke zvětšení proudu, který jimi protéká. Tato změna se týká M3, přes který se zvětší proud o polovinu a M7, u kterého se proud zdvojnásobí. Získaný obvod (obrázek 4-5) je z hlediska spotřeby a složitosti efektivnější.



Obrázek 4-5: Zjednodušené schéma usměrňovače

4.2 Usměrňovač se složenou kaskodou

Jako druhý byl pro návrh usměrňovače zvolen zesilovač se složenou kaskodou, který rovněž disponuje dobrým vstupním a výstupním rozsahem. Další nespornou výhodou je to, že tento zesilovač má pouze jeden pól, tudíž nevznikají problémy se stabilitou a také je ušetřena plocha. Struktura podle obrázku 3-3 je doplněna o napěťovou referenci tvořenou M_{B1}-M_{B3} (obrázek 4-6).



Obrázek 4-6: Zesilovač se složenou kaskodou doplněný o referenci

4.2.1 Návrh zesilovače se složenou kaskodou

Při návrhu se postupuje obdobně jako u dvojstupňového zesilovače s tím rozdílem, že se na místo kompenzační kapacity počítá s kapacitou zátěže. Jako první se vypočte proud diferenčního páru podle (rovnice 17) a transkonduktance (rovnice 16). Z těchto parametrů dále rozměry M1, M2 (rovnice 18), M3 (rovnice 20), Rozměry M0 budou stejné vzhledem k využití stejné proudové reference $5 \mu\text{A}$.

Proud kaskodou se volí zpravidla jako (rovnice 23).

$$I_{4,5} \approx (1,2 \div 1,5) \cdot I_3 \quad (23)$$

Motivací pro tuto volbu je otevření M4, M5 i v případě, že jedna z větví rozdílového zesilovače bude plně otevřena. Při nedodržení této rezervy by se při přechodu rozdílového stupně ze saturace musel jeden z tranzistorů M4, M5 znovu otevírat a způsoboval by tím zmenšení dynamického rozsahu.

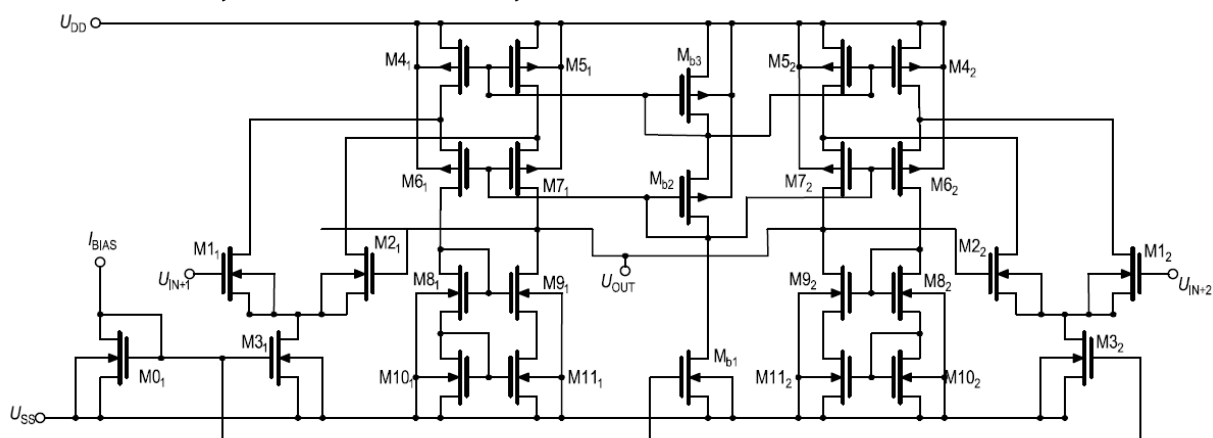
Proudy kaskodou jsou známy. Přes M4, M5 teče proud $I_{4,5}$, Přes M6-M11 rozdíl proudů $I_{4,5} - I_3$ (rovnice 20). Jejich napětí U_{DS} se volí blízko spodní hranice 0,2 V pro dosažení co nejvyššího výstupního rozsahu.

Tabulka 6: Rozměry tranzistorů složené kaskody

Tranzistor	W/L	L[μm]	W[μm]
M0	1,46	5	7,3
M1,M2	1,91	5	9,55
M3	4,39	5	21,95
M4,M5	24,32	2	48,64
M6,M7	14,19	2	28,38
M8,M9,M10,M11	3,1	5	15,5
M _{B1}	0,83	5	4,15
M _{B2} ,M _{B3}	1,35	5	6,75

4.2.2 Optimalizace zapojení

Podobné zjednodušení jako bylo provedeno u dvojstupňového zesilovače bohužel není u složené kaskody možné. Bez vlivu na funkci obvodu lze sloučit pouze tranzistor M0 a napětovou referenci M_{B1}-M_{B3}. Zbytek obvodu musí být ponechán beze změny a úspora tak bude minimální jak v počtu součástek, tak i ve spotřebě celého obvodu. Zjednodušené schéma je na obrázku 4-7



Obrázek 4-7: Zjednodušené schéma usměrňovače se složenou kaskodou

4.3 Simulace a porovnání

Většina simulací byla provedena pouze na zesilovačích namísto kompletních usměrňovacích obvodů. Zpětná vazba použitá v usměrňovačích totiž většinu parametrů překryje a nebylo by možné ověřit, zdali bylo splněno zadání.

4.3.1 Statická analýza a spotřeba

Pro zjištění spotřeby P_a , napájecího napětí U_{DD} a nutného offsetu U_{off} vstupního napětí byly obvody usměrňovačů podrobeny statické DC analýze. Spotřeba byla

analyzována u kompletních i zjednodušených obvodů. Výsledky jsou uvedeny v tabulce 7.

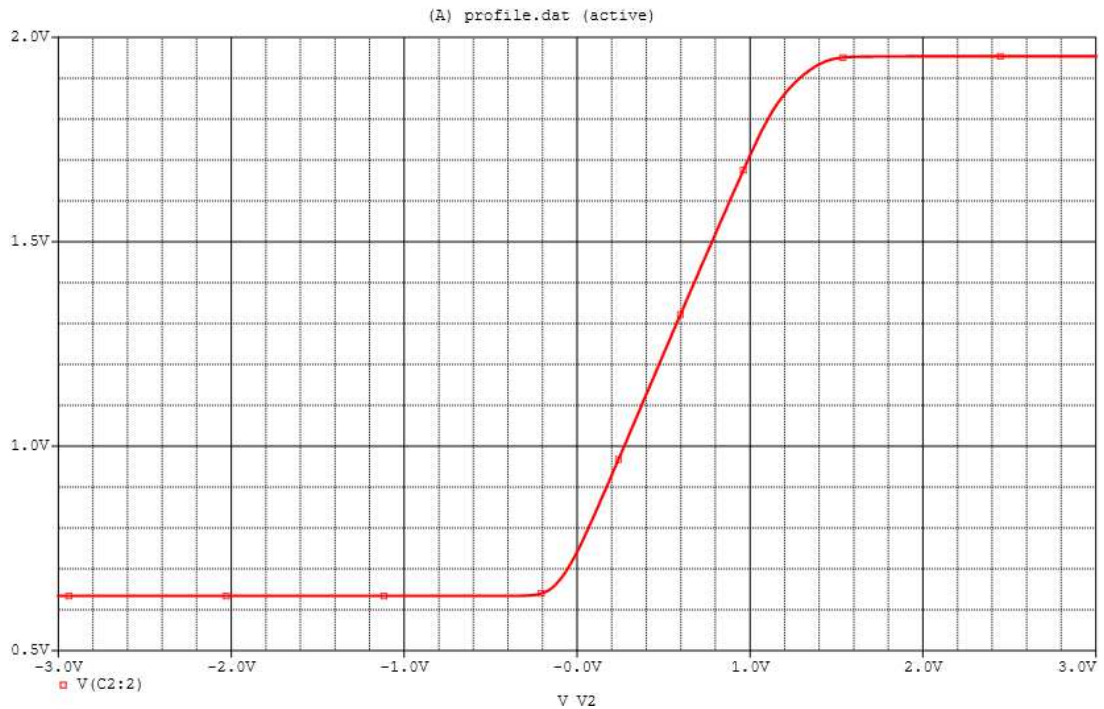
Tabulka 7: Statické parametry usměrňovačů

Parametr	2 st. OTA	Slož. kaskoda
U_{DD} [V]	1,5	2.1
U_{off} [V]	0,6	0,7
P_d [μW] (celý)	57,88	459,6
P_d [μW] (zjednodušený)	55,14	443,1

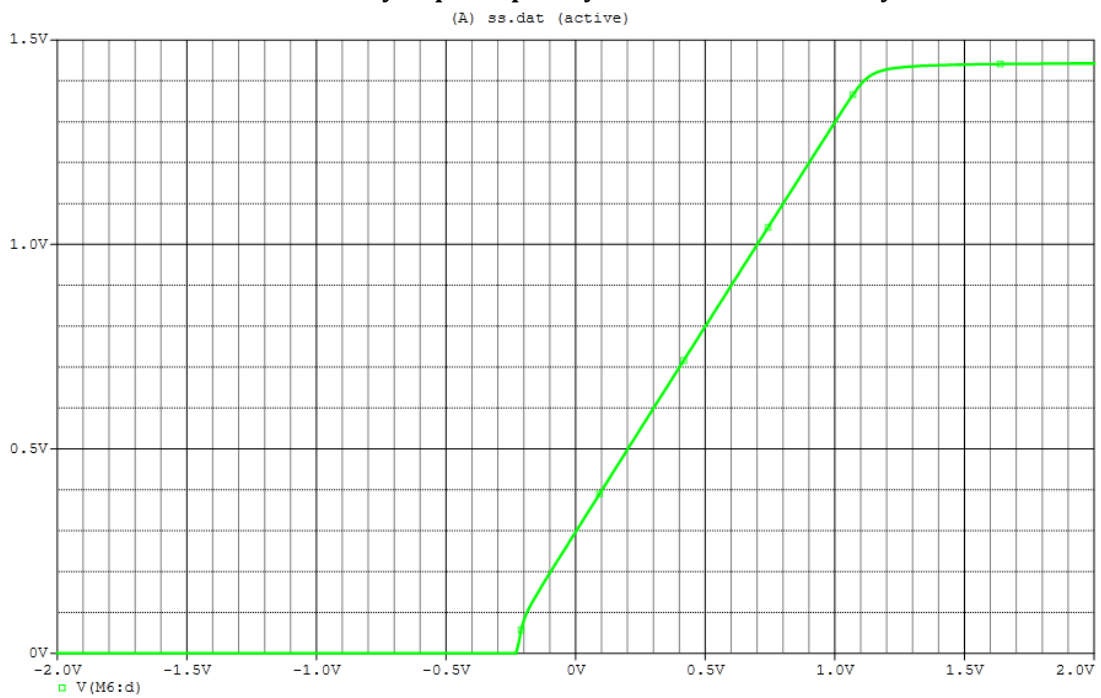
Z pohledu statické analýzy je pro usměrňovač s nízkou spotřebou jednoznačně vhodnější dvojestupňový OTA zeasilovač. Jeho spotřeba je výrazně nižší, a navíc mu stačí menší napájecí napětí. Dalším poznatkem je, že zjednodušení obvodu odebráním zdvojených částí má na spotřebu pouze minimální vliv. Proudů tekoucí přes odstraněné součástky nejsou z obvodu vynechány, ale pouze přesunuty na jiné tranzistory. Ty pak musí být na zvětšený proud přizpůsobeny a prakticky tak nedochází ani ke snížení plochy na čipu. Jedinou výhodou je tak zjednodušení obvodu a pravděpodobně i jednodušší návrh layoutu.

4.3.2 Výstupní napěťový rozsah

Výstupní rozsah udává, jak moc veliký může být rozkmit výstupního napětí a jak veliký je úbytek na výstupních tranzistorech. Co největší výstupní rozsah je klíčový pro aplikace pracující s malým napájecím napětím. Pro ověření výstupního rozsahu bylo vstupní napětí krokováno v mezích napájecího napětí a sledovány změny výstupního napětí. Získané grafy jsou na obrázku 4-8 (složená kaskoda) a 4-9 (OTA).



Obrázek 4-8: Výstupní napět'ový rozsah složené kaskody

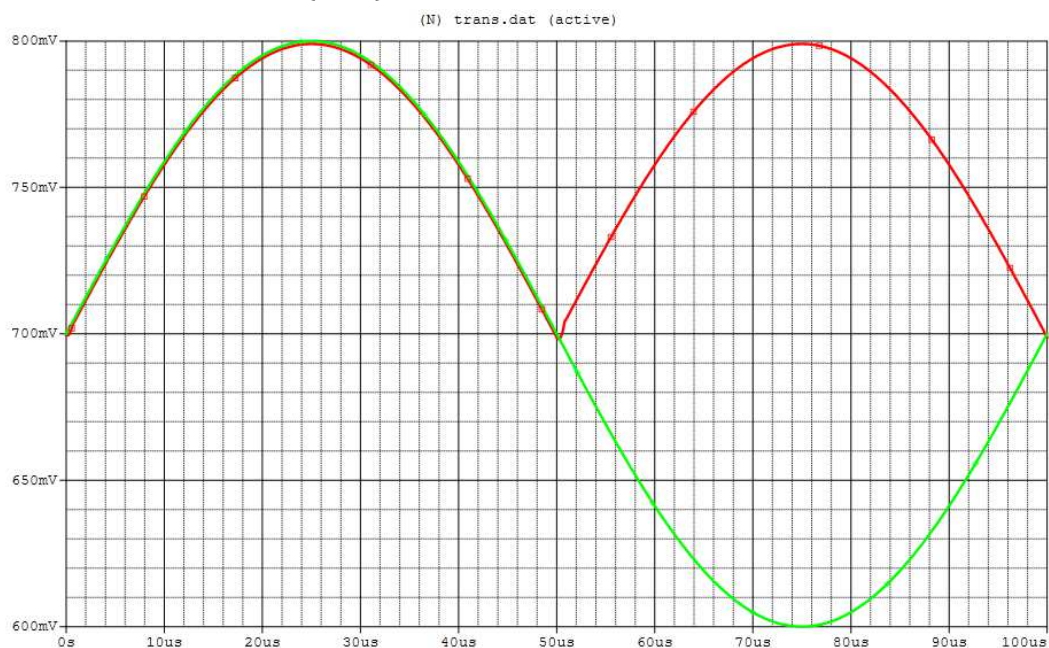


Obrázek 4-9: Výstupní rozsah OTA zesilovače

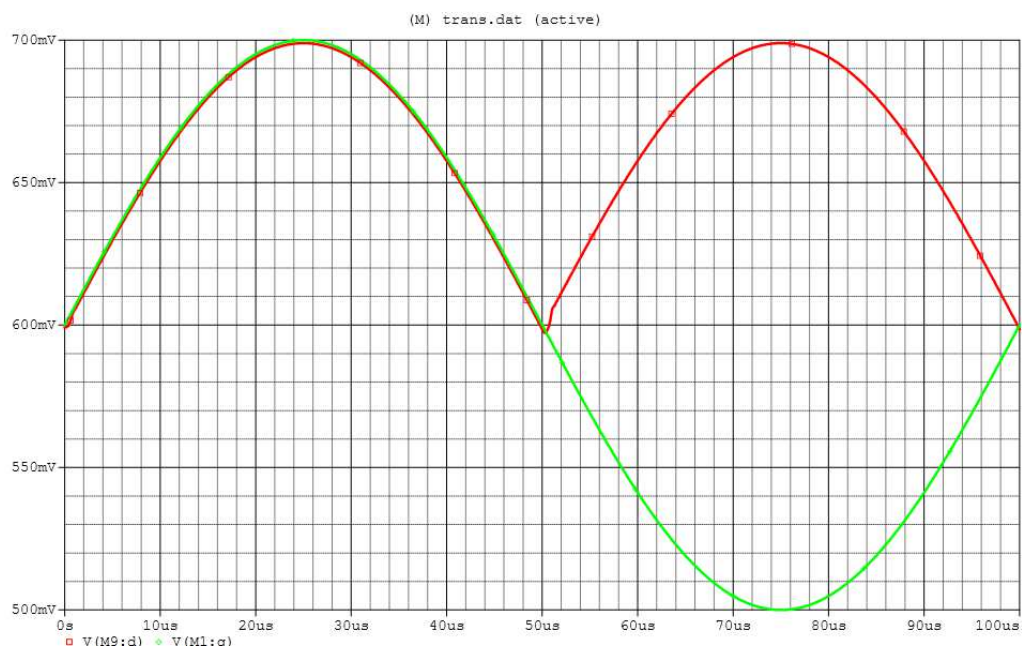
Jak je z grafů patrné oba zesilovače mají velmi dobrý výstupní rozsah, který se blíží napájecímu napětí. Hlavním rozdílem je spodní část výstupního rozsahu, kde dvojitý OTA zesilovač pracuje téměř od nuly, zatímco složená kaskoda má minimální výstupní napětí zhruba o velikosti napětí U_{GS} .

4.3.3 Časová analýza a rychlost přeběhu

Časová analýza ukazuje, jak obvod reaguje v čase na určitý vstupní signál. V rámci ověření funkčnosti usměrňovače byla provedena analýza odezvy na signál o amplitudě 100 mV a kmitočtu 10 kHz. Výsledné průběhy jsou na obrázku 4-10 složená kaskoda a 4-11(OTA).



Obrázek 4-10: časová odezva složené kaskody



Obrázek 4-11: časová odezva OTA

Odezva na sinusový signál je u obou zesilovačů prakticky stejná. Drobný rozdíl je ve velikosti překmitu při přepínání tranzistorů rozdílového zesilovače. Tento překmit

je větší u dvojstupňového OTA. Za zvětšeným překmitem pravděpodobně stojí vybíjení kompenzačních kapacit.

Pokud je vstupem časové analýzy velmi rychlý puls dá se změřit doba přeběhu výstupního napětí. Toto zpoždění je způsobeno vlivem kapacit v obvodu. Ukázka simulace rychlosti přeběhu je na obrázku 4-12.



Obrázek 4-12: Odezva pro měření SR

Na změřeném průběhu se zaznamenají dva body na každé z šikmých hran a z jejich rozdílu se vypočte rychlost přeběhu podle (24).

$$SR = \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad (22)$$

Tabulka 8: Simulované hodnoty rychlosti přeběhu

SR [V/μs]	2 st. OTA	Slož. kaskoda
Vzestupná hrana	1,305	1,563
Sestupná hrana	1,157	1,003

Podle vypočtených hodnot oba zesilovače splňují požadavek na rychlost přeběhu a to jak na vzestupné tak i sestupné hraně.

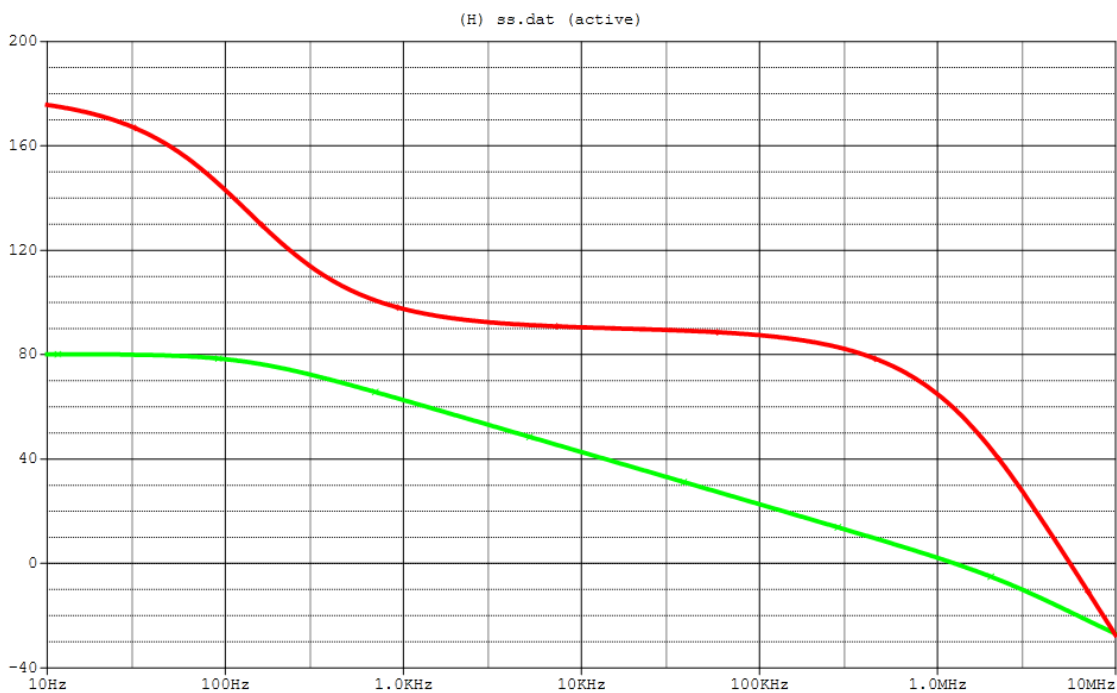
4.3.4 Kmitočtová analýza

Výstupem kmitočtové analýzy je odezva systému na jednotkový signál o různém kmitočtu. Pro analýzu se používají dvě křivky. Amplitudová charakteristika udává,

jak moc je výstupní signál zesílen oproti vstupnímu. Fázová charakteristika zobrazuje zpoždění výstupního signálu vyjádřené pomocí fázového úhlu. Z charakteristik se odečítá celkové zesílení, šířka pásma a fázová bezpečnost. Simulované charakteristiky jsou na obrázku 4-13(složená kaskoda) a 4-14(OTA). Hodnoty odečtené z grafů jsou v tabulce 9.



Obrázek 4-13:Kmitočtové charakteristiky složené kaskody



Obrázek 4-14:Kmitočtová charakteristika OTA

Tabulka 9: Hodnoty kmitočtových charakteristik

Parametr	2 st. OTA	Slož. kaskoda
<i>A_u</i> [dB]	80,18	66,5
<i>P</i> ₁ [HZ]	139,8	700
<i>PM</i> [°]	59,2	89
Amplitudová bezpečnost [dB]	18,56	55
<i>GBW</i> [MHz]	1,25	1,35

Z pohledu kmitočtové analýzy oba zesilovače splňují zadání a jejich parametry jsou srovnatelné. Dvojstupňový OTA má vyšší zesílení než skožená kaskoda, ale naopak nižší kmitočet prvního pólu a menší fázovou a amplitudovou bezpečnost. U vyšších harmonických složek je u něj třeba počítat s jistým zkreslením vlivem fázového posuvu.

ZÁVĚR

Cílem této práce byl návrh přesného usměrňovače pro zpracování biomedicínských signálů. V úvodu práce jsou popsány základní biomedicínské signály s důrazem na jejich získávání a elektrické vlastnosti, které jsou pro návrh klíčové. Další část práce popisuje v současné době nejvíce používané typy usměrňovačů a hodnotí jejich použitelnost v nízkopříkonových aplikacích. Zbytek práce je tvořen samotným návrhem usměrňovače.

Pro návrh byl zvolen bezdiodový usměrňovač založený na konstrukci „winner take all“. Tento usměrňovač byl zvolen hlavně kvůli tomu, že se jedná o nejnovější přístup k návrhu usměrňovačů, který byl vytvořen s cílem nahradit diody a tím pro dobrou integrovatelnost na čip. V rámci návrhu byl usměrňovač sestaven ze zesilovačů se složenou kaskadou a dvojstupňových OTA zesilovačů.

Oba usměrňovače byly navrženy jako dvojcestné přivedením na jeden ze vstupů posunutý vstupní signál o 180° . Pro praktické využití by bylo tyto usměrňovače dále potřeba doplnit o invertor před jedním ze vstupů, aby obvod pracoval pouze s jedním zdrojem.

Funkci i zadání splnily oba navržené obvody a v převážné většině simulací dosahovaly velmi podobných výsledků. Jako lepší varianta se ukázal být dvojstupňový OTA zesilovač. Díky dobře zvolené kompenzační kapacitě mohl při podobných parametrech pracovat s daleko menšími proudy a tím i spotřebou. Jeho topologie také umožňuje využití nižšího napájecího napětí.

Při požadavku ještě nižší spotřeby je možno proud zesilovače dále zmenšovat při snížení požadavků, které jsou v tomto případě dost nadsazené. V praxi by stačila menší šířka pásma a rychlost přeběhu v řádech $\text{mV}/\mu\text{s}$. Při snižování spotřeby je však nutné dbát, aby snížením šířky pásma nedošlo ke zkreslení zpracovávaného signálu rozdílným fázovým posuvem na různých frekvencích.

Pokud bude požadavek naopak na co nejpřesnější usměrnění s menším důrazem na spotřebu, může se návrh provést tak, aby veškeré pracovní kmitočty byly nižší než kmitočet prvního pólu. Tím se předejde veškerému zkreslení vlivem fázového posuvu.

LITERATURA

- [1] ŽÁK, J. *Návrh a optimalizace senzorických systémů využívajících malovýkonových napájecích generátorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 133 s. Vedoucí disertační práce Doc. Ing. Jaromír Hubálek, Ph.D.
- [2] LEHMANN, T. a Y. MOGHE. *On-Chip Active Power Rectifiers for Biomedical Applications*. In: *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems* [online]. IEEE, 2005, s. 732-735 [cit. 2017-05-14]. DOI: 10.1109/ISCAS.2005.1464692. ISBN 0-7803-8834-8 Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1464692>
- [3] HRAZDIRA, Ivo a Vojtěch MORNSTEIN. *Lékařská biofyzika a přístrojová technika*. Brno: Neptun, 2001. ISBN 80-902896-1-4.
- [4] MOHYLOVÁ, Jitka a Vladimír KRAJČA. *Zpracování biosignálů* [online]. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2008 [cit. 2017-05-14]. ISBN 978-80-248-1491-9.
- [5] ROZMAN, Jiří. *Elektronické přístroje v lékařství*. Praha: Academia, 2006. Česká matice technická (Academia). ISBN 80-200-1308-3.
- [6] KHATEB, F., VLASSIS, S., KUMNGERN, M. et al. *Circuits Syst Signal Process* (2015) 34: 2077. doi:10.1007/s00034-014-9958-3
- [7] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 4. dopl. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-37-6.
- [8] KUBÁNEK, D a K VRBA. Přesné usměrňovače s proudovým buzením diod a vliv závěrné zotavovací doby diod na jejich funkci. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>). Brno: VUT v Brně, 2010(6), 7. ISSN 1213-1539.
- [9] NAHLAS, A. M. (2013). *Differential precision rectifier using single CMOS DVCC*. *International Journal of Computer Applications*, 64(7), 1–6. doi:10.5120/10643-5400
- [10] LAZZARO, J., LYCKEBUSH, S., MAHOWALD, M. A., & MEAD, C. A. (1989). Winner-take-all of O(n) complexity. In D. S. Touretzky (Ed.), *Advances in neural signal processing systems* (pp. 703–711). San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers Inc.
- [11] BAY ABO DABBOUS, S. *Utilizing unconventional CMOS techniques for low-voltage low-power analog circuits design for biomedical applications*. Brno: Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication, 2016. 152 p. Supervised by Doc. Ing. et Ing. Fabian Khateb, Ph.D. et Ph.D.
- [12] RAZAVI, Behzad. *Design of analog CMOS integrated circuits*. Boston: McGraw-Hill, 2001, 684 s. ISBN 00-723-8032-2.
- [13] PROMME, P., CHATTRAKUN, K., Voltage-mode CMOS WTA maximum circuits and its applications, *Microelectron.J.*(2011)52–62.
- [14] Khateb, F., Vlassis, S., Kumngern, M. et al. *Circuits Syst Signal Process* (2015) 34: 2077. doi:10.1007/s00034-014-9958-3

SEZNAM SYMOLŮ A ZKRATEK

Symbol	Popis	Jednotka
OZ	Operační zesilovač	-
A_u	Zesílení	dB
C_L	Kapacita zátěže	F
C_c	Kompenzační kapacita	F
I_{1ST}	Proud 1. stupně zesilovače	A
g_m	Transkonduktance	S
U_{IN}	Vstupní napětí	V
U_{OUT}	Výstupní napětí	V
H(s)	Operátorový přenos systému	-
s	Komplexní operátor	-
DC	Stejnoseměrný proud	-
DVCC	Napětově diferenční proudový konvektor	-
CCII	Proudový konvektor 2. generace	-
Z	Kmitočet nuly systému	Hz
P_x	Kmitočet pólu systému	Hz
OTA	Transkonduktanční zesilovač	-
GBW	Šířka pásma	Hz
CMRR	Koeficient potlačení souhlasného napětí	dB
WTA	Winner také all	-
KP	Transkonduktanční parametr	$\mu A/V^2$
L_{min}	Minimální délka kanálu tranzistoru	m
W_{min}	Minimální šířka kanálu tranzistoru	m
U_{TH}	Prahové napětí	V
PM	Fázová rezerva	°