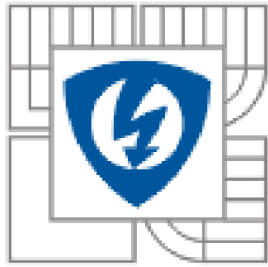


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

DIFERENČNÍ ZESILOVAČE S BIPOLÁRNÍMI TRANZISTORY

DIFFERENTIAL AMPLIFIERS WITH BIPOLAR TRANSISTORS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

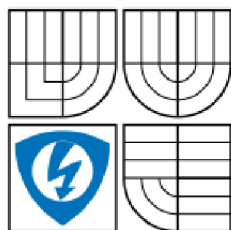
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

PETR VYROUBAL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

RNDr. MICHAL HORÁK, CSc.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Mikroelektronika a technologie

Student: Petr Vyroubal

ID: 78385

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Diferenční zesilovače s bipolárními tranzistory

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Vysvětlete princip diferenčních zesilovačů, popište různá používaná zapojení, jejich vlastnosti a použití, Vyhledejte internetové odkazy na významné výrobce integrovaných diferenčních zesilovačů, doložte ukázky katalogových listů. Simulujte vlastnosti různých diferenčních zesilovačů s bipolárními tranzistory. Vyšetřete, zda a jak různé proudové zdroje použité k napájení ovlivňují vlastnosti zesilovače. Porovnejte výsledky simulací a měření na konkrétním realizovaném obvodu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dailey, D. J.: Electronic Devices and Circuits. Prentice Hall, 2001.

Bogart, T. F., Beasley, J. S., Rico, G.: Electronic Devices and Circuits. Prentice Hall, 2001.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 3.6.2009

Vedoucí práce: RNDr. Michal Horák, CSc.

prof. Ing. Radimír Vrba, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Licenční smlouva poskytovaná k výkonu práva užít školní dílo

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Petr Vyroubal
Bytem: Moravská Třebová, Holandská 7, 571 01
Narozen/a (datum a místo): 28. 1. 1986

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 244/53, 602 00 Brno
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
Prof. Ing. Radimír Vrba, CSc.
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):
- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Diferenční zesilovače s bipolárními tranzistory
Vedoucí/ školitel VŠKP: RNDr. Michal Horák, CSc.
Ústav: Ústav mikroelektroniky
Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v:

<input checked="" type="checkbox"/> tištěné formě	–	počet exemplářů	2
<input checked="" type="checkbox"/> elektronické formě	–	počet exemplářů	2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 29. 5. 2009

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt:

Tato bakalářská práce se zabývá teorií diferenčních zesilovačů s bipolárními tranzistory, přehledem jejich základních zapojení a prozkoumání jejich vlastností za pomoci počítačové simulace programem OrCAD PSpice. Na konkrétním typu diferenčního zesilovače je provedeno experimentální měření, které slouží jako ověření odsimulovaných vlastností. Cílem této práce je analýza a porovnání výsledků dosažených pomocí simulačního programu a výsledků získaných laboratorním měřením.

Abstract:

This bachelor thesis deals with the theory of differential amplifiers with bipolar transistors, an overview of the basic connections and inspection their properties with the help of computer simulation program OrCAD PSpice. The specific type of differential amplifier is carried out experimental measurements, which perform as verification of simulated properties. The aim of this work is to analyze and compare the results obtained using the simulation program and the results obtained by laboratory measurements.

Klíčová slova:

Diferenční zesilovač, bipolární tranzistor, počítačová simulace, stejnosměrná analýza, kmitočtová analýza, pracovní bod, laboratorní měření.

Keywords:

Differential amplifier, bipolar transistor, computer simulation, DC analysis, AC analysis, bias point, laboratory measurements.

Bibliografická citace díla:

VYROUBAL, P. *Diferenční zesilovače s bipolárními tranzistory*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 46 s. Vedoucí bakalářské práce RNDr. Michal Horák, CSc.

Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. 5. 2009

.....

Poděkování:

Děkuji vedoucímu bakalářské práce RNDr. Michalu Horákovi, CSc. za metodické a cíleně orientované vedení při plnění úkolů realizovaných v bakalářské práci. Dále děkuji Doc. Ing. Arnoštu Bajerovi, CSc. za zpřístupnění laboratoře elektronických součástek.

Obsah

Seznam obrázků.....	8
Úvod	9
1 Přehled diferenčních zesilovačů	10
1.1 Základní vlastnosti, analýza obvodových proudů a základní vztahy.....	10
1.2 Analýza obvodových napětí a základní vztahy.....	13
2 Používaná zapojení diferenčních zesilovačů	14
2.1 Konfigurace uzemněný vstup – uzemněný výstup a uzemněný vstup - diferenční výstup	14
2.2 Konfigurace diferenční vstup – uzemněný výstup a diferenční vstup - diferenční výstup	18
2.3 Diferenční zesilovač s aktivní zátěží – princip aktivní zátěže	22
2.4 Diferenční zesilovač a velký signál	23
2.5 Teplotní analýza diferenčního zesilovače	24
2.6 Diferenční zesilovač a souhlasné rušení	25
2.7 Napěťové a proudové nesymetrie	27
2.8 Aktivní proudové zdroje.	28
2.8.1 Proudový zdroj s děličem napětí	28
2.8.2 Proudové zrcadlo.....	29
2.8.3 Widlaruv proudový zdroj	30
2.8.4 Zdroj proudu řízený napětím.....	31
3 Praktická měření	33
3.1 Stejnoseměrná analýza.....	33
3.2 Stejnoseměrná převodní charakteristika	35
3.3 Kmitočtová analýza	37
3.4 Vliv proudového zdroje na zesilovač.....	38
3.5 Měření souhlasného rušení CMRR.....	40
3.6 Napěťové a proudové nesymetrie (offsety).	41
4 Závěr	43
5 Seznam použité literatury	45
6 Příloha	47

Seznam obrázků

Obr. 1.1: Schéma diferenčního zesilovače s bipolárními tranzistory	10
Obr. 1.2: Model diferenčního zesilovače s náhradními obvody tranzistorů	11
Obr. 2.1: a) uzemněný vstup - uzemněný výstup b) uzemněný vstup – diferenční výstup	14
Obr. 2.2: Stejnoseměrné napěťové převodní charakteristiky zesilovače typu uzemněný vstup – uzemněný výstup, diferenční vstup – uzemněný výstup (horní obrázek) a zesilovače typu uzemněný vstup - diferenční výstup, diferenční vstup – diferenční výstup (spodní obrázek)	16
Obr. 2.3: Kmitočtové a fázové charakteristiky zesilovače typu uzemněný vstup – uzemněný výstup (horní obrázek) a zesilovače typu uzemněný vstup - diferenční výstup (spodní obrázek).....	17
Obr. 2.4: Průběh výstupních napětí zesilovače typu uzemněný vstup – uzemněný výstup (horní obrázek) a zesilovače typu uzemněný vstup - diferenční výstup (spodní obrázek)...	17
Obr. 2.5: a) diferenční vstup – uzemněný výstup b) diferenční vstup – diferenční výstup	18
Obr. 2.6: Kmitočtové a fázové charakteristiky zesilovače typu diferenční vstup – uzemněný výstup (horní obrázek) a zesilovače typu diferenční vstup - diferenční výstup (spodní obrázek).....	20
Obr. 2.7: Průběh výstupních napětí zesilovače typu diferenční vstup – uzemněný výstup (horní obrázek) a zesilovače typu diferenční vstup - diferenční výstup (spodní obrázek) ...	20
Obr. 2.8: Diferenční zesilovač s aktivní zátěží	22
Obr. 2.9: Zapojení diferenčního zesilovače pro velký vstupní signál.	23
Obr. 2.10: Stejnoseměrná převodní charakteristika diferenčního zesilovače pro velký vstupní signál.	24
Obr. 2.11: Soustava stejnosměrných převodních charakteristik v závislosti na teplotě.	25
Obr. 2.12: Zapojení diferenčního zesilovače pro měření činitele souhlasného signálu.	26
Obr. 2.13: Průběh vstupního napětí (horní obrázek), průběh výstupního napětí (prostřední obrázek), průběh výstupního rozdílového napětí (dolní obrázek).	27
Obr. 2.14: a) Proudový zdroj s děličem napětí b) Théveninův model.....	29
Obr. 2.15: a) Proudové zrcadlo b) Proudové zrcadlo nahrazení diody tranzistorem.....	30
Obr. 2.16: Zapojení Widlarova proudového zdroje.....	30
Obr. 2.17: Zdroj proudu řízený napětím.	32
Obr. 3.1: Stejnoseměrná napětí a proudy odsimulovaného zesilovače.	33
Obr. 3.2: Stejnoseměrná napětí a proudy upraveného reálného zesilovače.	34
Obr. 3.3: Stejnoseměrná převodní charakteristika ideálního diferenčního zesilovače.	35
Obr. 3.4: Stejnoseměrná převodní charakteristika reálného diferenčního zesilovače.....	36
Obr. 3.5: Kmitočtová charakteristika reálného diferenčního zesilovače.	37
Obr. 3.6: Kmitočtová charakteristika ideálního diferenčního zesilovače.....	38
Obr. 3.7: Kmitočtové charakteristiky diferenčního zesilovače s různými zdroji proudu.	39

Úvod

Diferenční zesilovače jsou nejrozšířenějšími elektronickými obvody vůbec, tvoří totiž stavební prvky integrovaných obvodů, zejména pak vstupní bloky operačních zesilovačů. Proto je při jejich návrhu důležité, aby byly hodnoty součástek co nejpřesnější, protože tyto zesilovače reagují na rozdílové napětí a jakákoliv nesymetrie se může okamžitě projevit na výstupu zesilovače.

V praxi se tyto zesilovače realizují na jednom čipu jako samostatný obvod nebo společně s jinými obvody jako komplexní integrovaný obvod, který je určen pro konkrétní aplikaci. My se však na tyto zesilovače zaměříme na tranzistorové úrovni. A to s bipolárními tranzistory.

Jako základ této bakalářské práce slouží mé předcházející semestrální projekty 1 a 2, ze kterých jsem vycházel a čerpal. V tomto projektu je tedy důležité srovnání zesilovače ideálního se zesilovačem skutečným. Za ideální zesilovač bude považován obvod, který je reprezentován a odsimulován v programu OrCAD PSpice a za reálný zesilovač budeme považovat obvod, který jsem zkonstruoval a proměřil v laboratoři elektronických součástek.

Tato práce bude členěna do dvou částí, a to část teoretická a část praktická. V teoretické části se podíváme na teorii o diferenčních zesilovačích, jejich vlastnostech a vymezení základních vztahů, které jsou nutné pro teoretický návrh takového zesilovače. Také si zde popíšeme základní zapojení a obvodové konfigurace, které jsou v praxi používány. Tyto obvody jsou následně odsimulovány v programu OrCAD PSpice, zaměřím se zejména na stejnosměrnou, střídavou, časovou a teplotní analýzu. Výsledné charakteristiky jsou ve formě grafů.

V praktické části se budeme zabývat konkrétním typem diferenčního zesilovače, který je v laboratoři proměřen. Z naměřených hodnot, které jsou ve formě tabulek pro svou rozsáhlost uvedeny v příloze této práce, jsou sestaveny grafy. Zde se také podíváme na jevy, které jsou v těchto obvodech nežádoucí. A to na napěťové a proudové offsety a na souhlasné rušení.

V závěru jsou výsledky simulací a praktického měření shrnuty a porovnány. V příloze jsou tabulky naměřených hodnot a katalogové listy některých výrobců diferenčních zesilovačů.

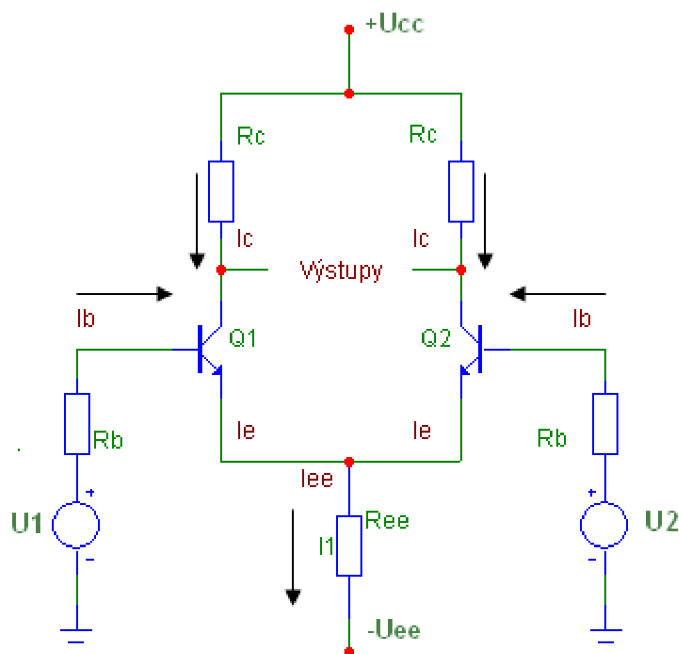
1. Přehled diferenčních zesilovačů

V této kapitole se seznámíme s diferenčními zesilovači a jejich vlastnostmi, stejnosměrnými a střídavými charakteristikami a uvedeme si některé základní početní vztahy.

1.1 Základní vlastnosti, analýza obvodových proudů a základní vztahy

Diferenční zesilovače jsou základními stavebními prvky integrovaných obvodů, zejména pak operačních zesilovačů. Diferenční zesilovač je určen k zesilování rozdílových signálů, jeho charakteristickou vlastností je veliká citlivost k rozdílu vstupních napětí a necitlivost k souhlasnému napětí (CMRR).

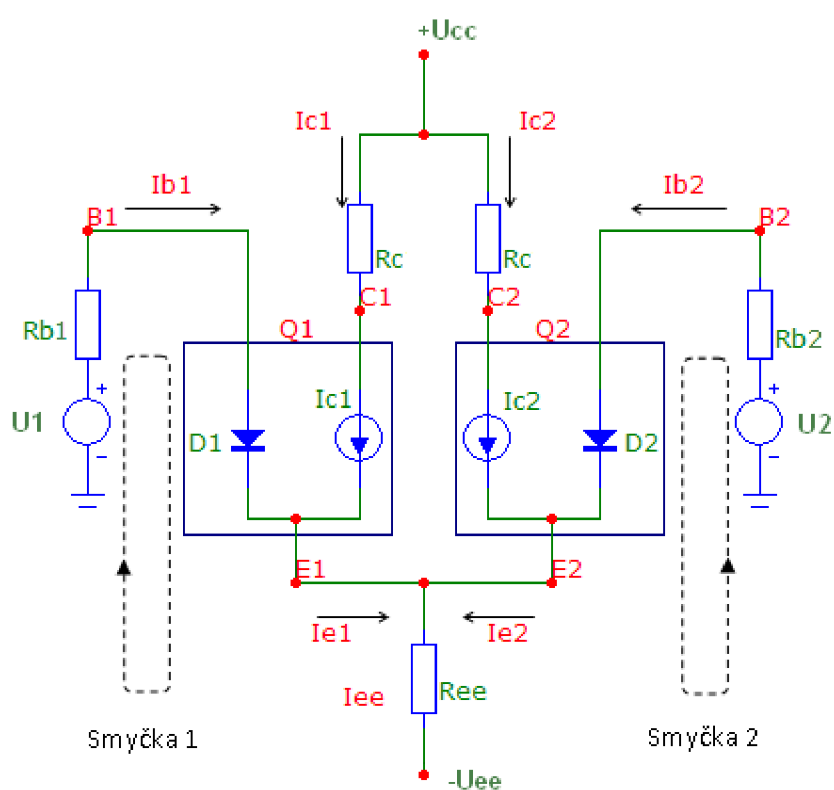
Na obr. 1.1 je zapojení diferenčního zesilovače s bipolárními tranzistory. Tranzistory Q1 a Q2 tvoří takzvaný diferenční pár, jejich emitory jsou spojeny a připojeny k vhodnému proudovému zdroji, který je zde prozatím reprezentován rezistorem R_{ee} a je připojen k zápornému potenciálu symetrického zdroje napětí. Kolektory jsou přes dva shodné rezistory R_c připojeny ke kladnému potenciálu symetrického zdroje napájení. Vstupní signál je připojen na báze obou tranzistorů, rezistory R_b reprezentují vstupní odpor báze.



Obr. 1.1: Schéma diferenčního zesilovače s bipolárními tranzistory

Analýza zesilovače na obr. 1.1 je poměrně jednoduchá, pokud si na začátku určíme několik předpokladů. První předpoklad je, že oba tranzistory jsou naprosto shodné, to znamená, že mají stejnou transkonduktanci, stejné saturační proudy, stejné teplotní charakteristiky a další. Samozřejmě předpokládáme, že oba tranzistory jsou provozovány při stejné teplotě. Rezistory se shodným indexem ve schématu mají stejnou hodnotu. Tohoto lze technicky dosáhnout realizací diferenčního stupně v integrovaném obvodu.

Pro účely stejnosměrné analýzy diferenčního zesilovače nám poslouží model s náhradními modely tranzistorů, který je na obr. 1.2. Emitorový proud pro každou tranzistorovou větev lze určit pomocí Kirchhoffových zákonů aplikovaných na smyčku 1 a 2, viz [1] a vztahy (1) a (2).



Obr. 1.2: Model diferenčního zesilovače s náhradními obvody tranzistorů

Smyčka 1:

$$0 = U_{ee} - U_{be} - I_{b1} \cdot R_{b1} - R_{ee} \cdot (I_{e1} + I_{e2}), \quad (1)$$

Smyčka 2:

$$0 = U_{ee} - U_{be} - I_{b2} \cdot R_{b2} - R_{ee} \cdot (I_{e1} + I_{e2}), \quad (2)$$

Protože obě poloviny obvodu jsou naprosto shodné, jsou zapojeny v paralelní kombinaci a určili jsme si počáteční podmínky, lze rovnice (1) a (2) sloučit v jednu, viz rovnice (3).

$$0 = U_{ee} - U_{be} - I_b \cdot R_b - I_e \cdot R_{ee} - I_e \cdot R_{ee}, \quad (3)$$

kde

$$I_{e1} = I_{e2} = I_e, \quad (4)$$

$$I_{b1} = I_{b2} = I_b, \quad (5)$$

$$R_{b1} = R_{b2} = R_b, \quad (6)$$

Pro proud I_b můžeme za pomoci proudu I_e a zesílení β napsat přibližný vztah který popisuje následující rovnice (7).

$$I_b \cong \frac{I_e}{\beta}, \quad (7)$$

Dosazením rovnice (7) do rovnice (3) dostaneme:

$$0 = U_{ee} - U_{be} - \frac{I_e}{\beta} \cdot R_b - I_e \cdot R_{ee} - I_e \cdot R_{ee}, \quad (8)$$

Odečtením U_{ee} a U_{be} z obou stran rovnice (8) a následným vynásobením rovnice -1 a vytknutím proudu I_e získáme upravený vztah (9).

$$U_{ee} - U_{be} = I_{ee} \cdot \left(\frac{R_b}{2 \cdot \beta} + R_{ee} \right), \quad (9)$$

Konečnou úpravou a vyjádřením proudu I_{ee} dostaneme vztah (10).

$$I_{ee} = \frac{U_{ee} - U_{be}}{\frac{R_b}{2 \cdot \beta} + R_{ee}}, \quad (10)$$

Tyto vztahy se také dají získat pomocí programu SNAP [5], což je program pro symbolickou analýzu obvodů. Rovnice ze SNAP jsou v symbolickém tvaru a pokud chceme vyjádřit proudy, musí se upravit. Rovnice, které jsou použity v této práci, jsou již upraveny a setkáme se s nimi v odborné literatuře. Nyní jsme tedy získali vztahy, které jsou použitelné

pro návrh diferenčního zesilovače. Klidový proud emitorem I_e tranzistoru je v ideálním případě v každé větvi roven polovině proudu I_{ee} , protože jak jsem již zmínil, obě poloviny obvodu jsou shodné. V reálném případě se emitorové proudy nerovnjají, tedy platí nerovnice (11) a pro proud I_{ee} platí vztah (12). To si však ukážeme později.

$$I_{e1} \neq I_{e2}, \quad (11)$$

$$I_{ee} = I_{e1} + I_{e2}, \quad (12)$$

V pozdější části této práce uvidíme, že hodnota kolektorového proudu je velmi blízká hodnotě proudu emitorového a proud, který teče bázemi tranzistorů je řádově v mikroampérech, takže je prakticky zanedbatelný, proto můžeme použít následující vztahy (13), (14) a (15), které definují vztahy mezi těmito proudy. Tyto vztahy nalezneme také v [1].

$$I_{c1} = I_{c2} = \alpha \cdot I_e \text{ kde } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}, \quad (13)$$

$$I_{b1} = I_{b2} = I_{e1} = I_{e2}, \quad (14)$$

$$I_c = I_e = \frac{I_{ee}}{2}, \quad (15)$$

1.2 Analýza obvodových napětí a základní vztahy

Když jsme v předcházející kapitole vyšetřili emitorové proudy, je možné určit úbytky napětí na jednotlivých součástkách v obvodu přes základní aplikaci Kirchhoffových a Ohmových zákonů. Se stejnými hodnotami rezistorů na levé i pravé straně zesilovače budou v ideálním případě úbytky napětí shodné v každé větvi obvodu. Později si opět dokážeme že v reálném případě tomu tak zcela není.

Pro napětí mezi kolektorem a emitorem bude platit rovnice (17) a pro kolektorové napětí rovnice (18).

$$U_{ce1} = U_{ce2} = U_{ee} + U_{cc} - I_c \cdot R_c - I_{ee} \cdot R_{ee}, \quad (17)$$

$$U_{c1} = U_{c2} = U_{cc} - I_c \cdot R_c, \quad (18)$$

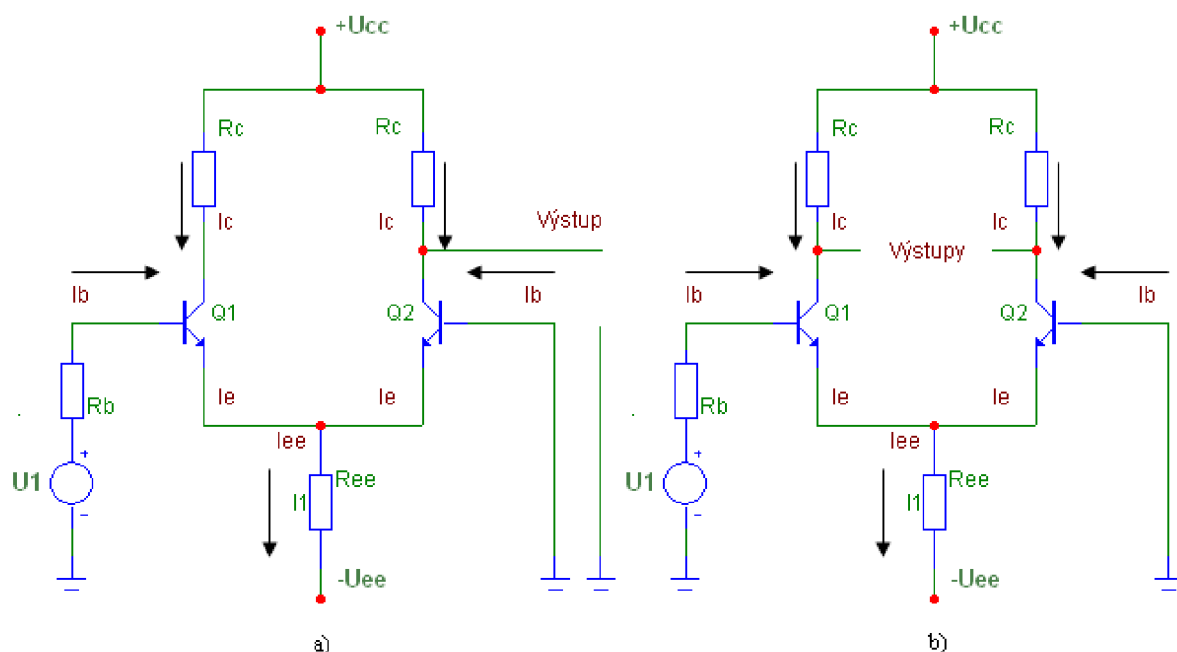
Z těchto vztahů, viz také [1], lze pak vyjádřit všechny obvodové veličiny, které jsou důležité pro návrh takového diferenčního zesilovače. U diferenčních zesilovačů se však

místo emitorových rezistorů, jako zdrojů proudu používají aktivní zdroje proudu, které si popíšeme později.

2. Používaná zapojení diferenčních zesilovačů

V této kapitole si popíšeme používané konfigurace diferenčních zesilovačů, viz [1], [2] a [3]. Podíváme se na počítačové simulace výstupních charakteristik, které jsem provedl za pomoci programu OrCAD PSpice. Grafy jsou originální kopie z prostředí PROBE, což je grafická nástavba OrCADu. Práce s OrCAD je popsána v [4]. V [5] najdeme teoreticky vysvětleny principy simulačních metod.

2.1 Konfigurace uzemněný vstup – uzemněný výstup a uzemněný vstup – diferenční výstup



Obr. 2.1: a) uzemněný vstup - uzemněný výstup b) uzemněný vstup – diferenční výstup

Uzemněný vstup – uzemněný výstup

Toto zapojení je nejjednodušší na pochopení. Schéma tohoto zesilovače je na obrázku 2.1(a). Tranzistor Q1 pracuje jako emitorový sledovač (jeho zesílení je 1, žádný fázový posun), zatímco tranzistor Q2 pracuje v zapojení se společnou bází (velké napěťové zesílení, fázový posun mezi vstupem a výstupem je nulový). Vstupní odpor tranzistoru Q2 je dán jeho

odporem báze, tedy $r_{vst} = r_{b2}$, vstupní odpor emitorového sledovače (tranzistor Q1) je dán vztahem (19).

$$R_{in} = R_{in1} = \beta \cdot (r_{b1} + R_{in2}), \quad (19)$$

A napěťový zisk je dán vztahem (20)

$$A_u = \frac{R_c}{2 \cdot r_e}, \quad (20)$$

Takovéto zapojení vytváří na výstupu signál, který je ve fázi se vstupním signálem a je posunut o velikost klidového kolektorového napětí nad časovou osu (při analýze *Transient*). Tak, jak pracuje tento obvod, by nikdy nefungovaly zapojení emitorového sledovače ani tranzistoru se společnou bází.

Uzemněný vstup - diferenční výstup

Toto zapojení je na obrázku 2.1(b). V tomto obvodu je výstupní napětí rozdílem mezi kolektory tranzistorů diferenčního páru. To zda polarita výstupního napětí je orientována z kolektoru tranzistoru Q1 do kolektoru tranzistoru Q2 nebo naopak je určeno tak, že výstupní napětí je dáno vztahem (21). Protože výstupní napětí není vztaženo k zemi, je mu přiřazen název diferenční.

Tranzistor Q1 pracuje jako zesilovač se společným emitorem, výstup napětí $U_{výst1}$ je tedy posunut o 180° vzhledem ke vstupu U_1 .

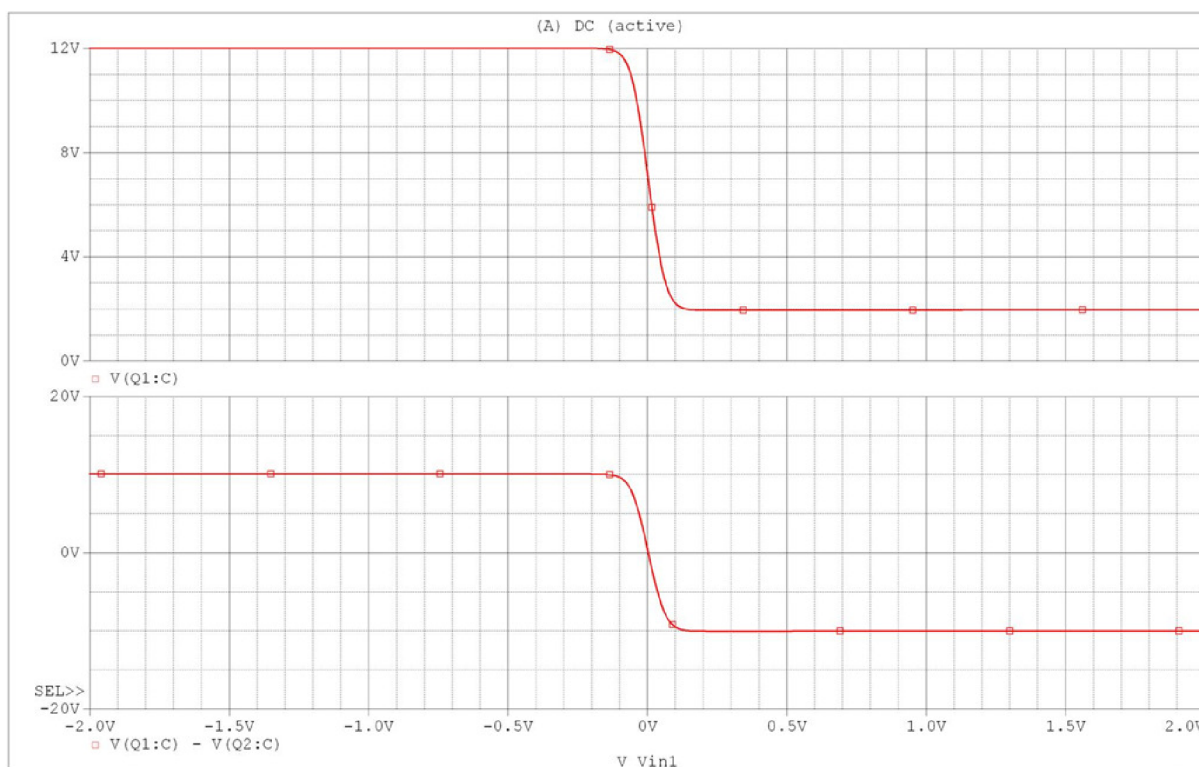
Protože jsou při analýzách nahrazeny tranzistory pasivními prvky, můžeme diferenční zesilovače považovat za obvody lineární. Pokud bychom chtěli zkoumat vlastnosti tohoto zesilovače, musíme analýzu rozdělit na dvě části, superpozicí pak dostaneme finální výsledek.

Vstupní odpor celého obvodu je dán stejně jako u zapojení uzemněný vstup, uzemněný výstup. Toto zapojení je možno použít všude, kde se nacházejí obvody s takzvanou plovoucí zemí.

$$U_{výst} = U_{výst2} - U_{výst1}, \quad (21)$$

Stejnoseměrné převodní charakteristiky obou zesilovačů jsou na obrázku 2.2. Horní charakteristika patří zesilovači typu uzemněný vstup – uzemněný výstup a spodní zesilovači uzemněný vstup – diferenční výstup. Simulace reprezentují laboratorní měření bod po bodu. Rozmítáním vstupního zdroje U_1 napětím od $-2V$ do $2V$ získáme výstupní stejnosměrnou napěťovou převodní charakteristiku, z této charakteristiky lze odvodit stejnosměrné zesílení, saturační úroveň a rozsah vstupního napětí, v němž se zesilovač chová jako lineární prvek.

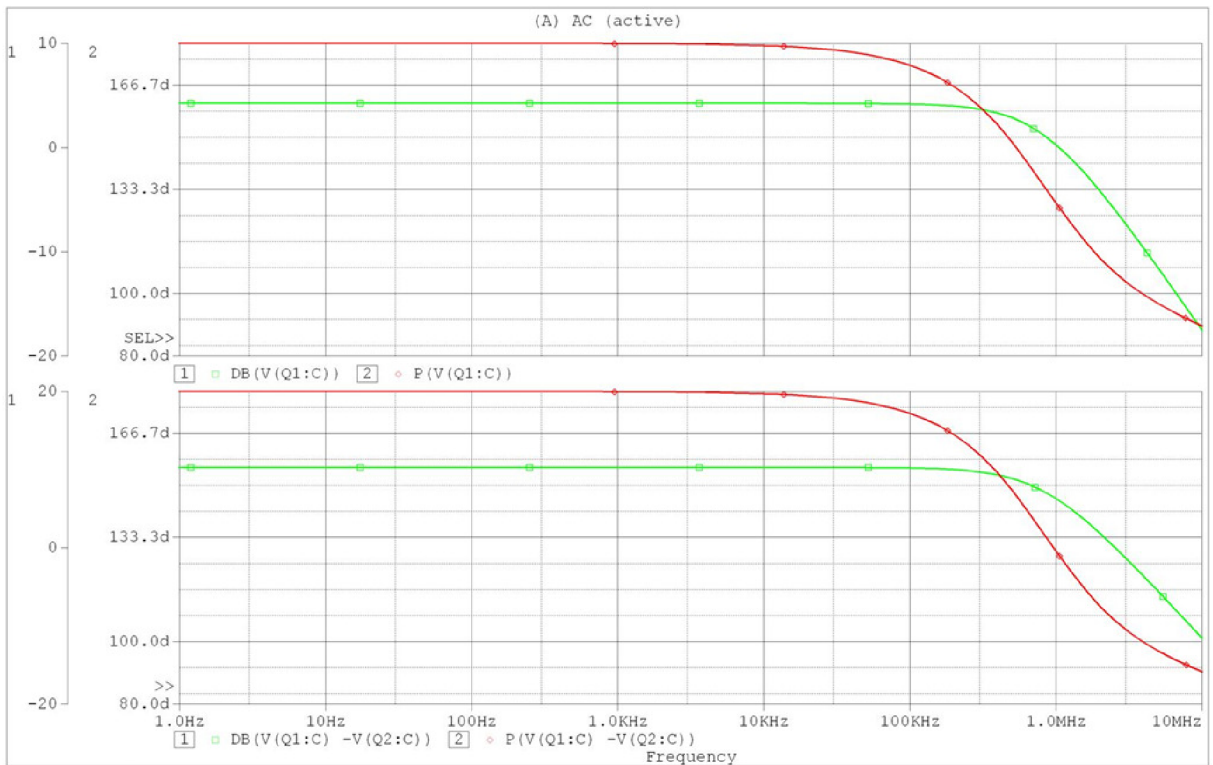
Tyto charakteristiky jsou shodné i pro obvodové konfigurace zesilovačů, které si popíšeme v kapitole 2.2.



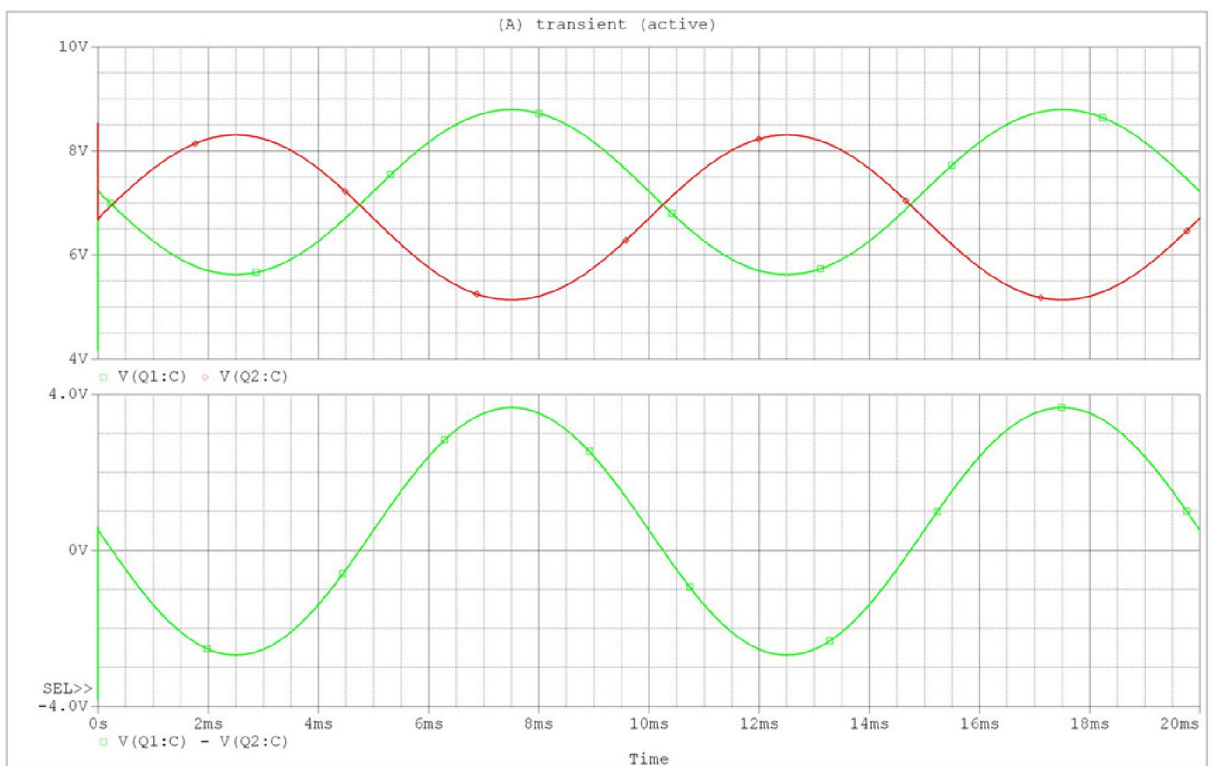
Obr. 2.2: Stejnoseměrné napěťové převodní charakteristiky zesilovače typu uzemněný vstup – uzemněný výstup, diferenční vstup – uzemněný výstup (horní obrázek) a zesilovače typu uzemněný vstup - diferenční výstup, diferenční vstup – diferenční výstup (spodní obrázek)

Při buzení zesilovače střídavým signálem získáme kmitočtové a fázové charakteristiky. Při této analýze program simuluje činnost obvodového analyzátoru při snímání kmitočtových charakteristik [4], [5]. U této analýzy není rozmítanou veličinou napětí, ale kmitočet. Z těchto charakteristik lze odečíst hodnoty zesílení při střídavých kmitočtech a kmitočet třidecibelového poklesu zesílení. Tyto charakteristiky jsou na obrázku 2.3. V tabulce 1.1 jsou uvedeny fázové posuny výstupního signálu při nízkých kmitočtech a kmitočtech třidecibelového posunu zesílení. Zelená charakteristika ukazuje průběh střídavého zesílení v decibelech v závislosti na kmitočtu a červená charakteristika je průběh fáze v závislosti na kmitočtu.

Průběh výstupních napětí je na obrázku 2.4. Je zde patrné, že tyto zesilovače invertují výstupní signál o 180° . Průběh výstupního napětí nezačíná přímo v nule, ale je posunuto obecně o hodnotu U_x , což je dáno nesymetrií výstupů. Horní průběh reprezentuje výstupní napětí, které je odebíráno proti zemi buď z výstupu kolektoru tranzistoru Q1 (zelená) nebo z kolektoru tranzistoru Q2 (červená). Spodní průběh je napěťový rozdíl mezi kolektory tranzistorů Q1 a Q2, tedy napětí diferenční.

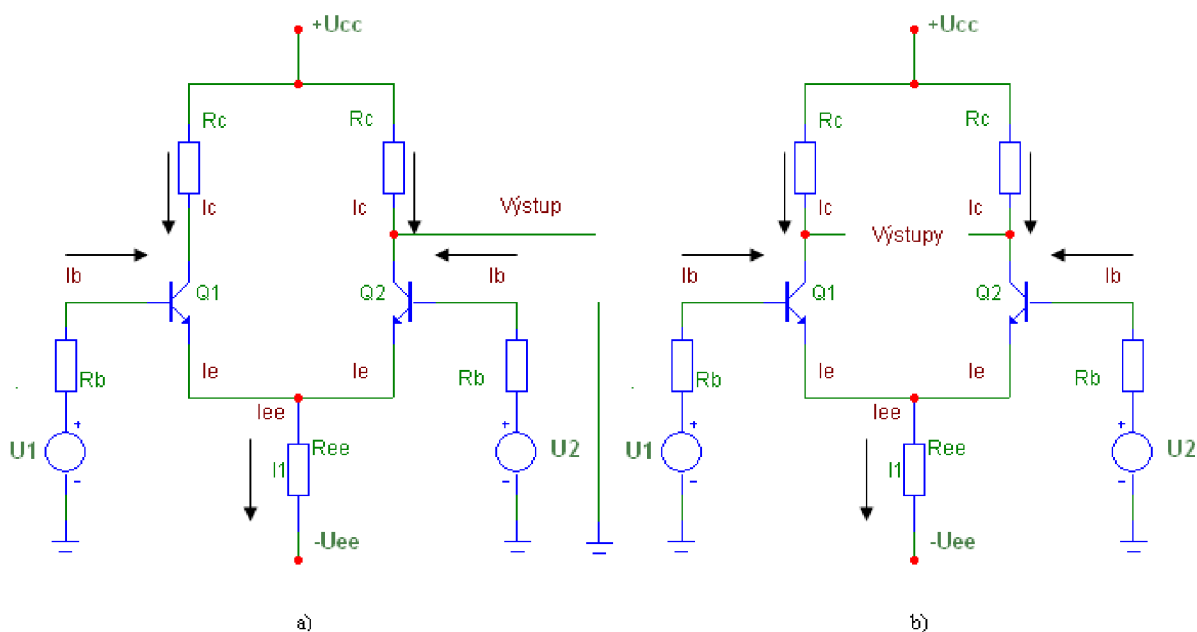


Obr. 2.3: Kmitočtové a fázové charakteristiky zesilovače typu uzemněný vstup – uzemněný výstup (horní obrázek) a zesilovače typu uzemněný vstup - diferenční výstup (spodní obrázek).



Obr. 2.4: Průběh výstupních napětí zesilovače typu uzemněný vstup – uzemněný výstup (horní obrázek) a zesilovače typu uzemněný vstup - diferenční výstup (spodní obrázek).

2.2 Konfigurace diferenční vstup – uzemněný výstup a diferenční vstup – diferenční výstup



Obr. 2.5: a) diferenční vstup – uzemněný výstup b) diferenční vstup – diferenční výstup

Diferenční vstup – uzemněný výstup

Tento obvod je na obrázku 2.5(a). Z kolektoru tranzistoru Q2 je odebráno výstupní napětí (kolektor tranzistoru Q1 by mohl být také použit). Analýza tohoto zapojení je naprosto jednoduchá, protože hlavní základy byly již položeny při zkoumání předchozích dvou zapojení, musíme ji opět rozdělit na tři části. Nejprve se zdrojem U_{vst1} , poté se zdrojem U_{vst2} a konečnou superpozicí dostaneme výstupní napětí. Pro příklad se podívejme na výstupní napětí $U_{výst}$ v závislosti na samostatně připojeném vstupním napětí U_{vst1} , viz vztahy (22), (23) a (24).

$$U_{výst1} = U_{vst1} \cdot \frac{R_c}{2 \cdot r_e}, \quad (22)$$

Ted' se podívejme, jak bude určeno napětí U_{in2} :

$$U_{výst2} = U_{vst2} \cdot \frac{-R_C}{2 \cdot r_e}, \quad (23)$$

A konečnou superpozicí dostaneme $U_{výst}$ [24].

$$U_{výst} = \frac{R_C}{2 \cdot r_e} \cdot (U_{výst1} - U_{výst2}), \quad (24)$$

Složka $\frac{R_C}{2 \cdot r_e}$ je definována jako diferenční napěťový zisk obvodu.

Toto zapojení diferenční vstup - uzemněný výstup spolu s následujícím zapojením se používá velice často v integrovaných obvodech a to jako vstupní blok.

Diferenční vstup – diferenční výstup

Na obrázku 2.5(b) je zapojení zatím nejpoužívanější konfigurace tohoto zesilovače. Výstup tohoto obvodu je úměrný okamžitému rozdílu mezi napětím U_{vst1} a U_{vst2} . Úměrná konstanta je diferenčním napěťovým ziskem. Bude-li napětí U_{vst1} o trochu vyšší, než U_{vst2} , otevře se tranzistor Q1, zatímco Q2 zůstane uzavřený. Na zátěži se objeví kladné napětí U_Z . Dojde-li ke zvýšení vstupního napětí U_{vst2} , otevře se tranzistor Q2 a začne jím protékat proud. Protékající proud zvýší úbytek napětí na rezistoru R_{ee} (v obvodu proudového zdroje), tím klesne napětí mezi bází a emitorem tranzistoru Q1 a ten se uzavře. Na zátěži bude záporné napětí U_Z . Jestliže dojde ke zvýšení (nebo snížení) obou vstupních napětí současně, se zvětší (nebo zmenší) proud a napětí oběma tranzistory na zátěži zůstane stejné.

Stejnoseměrné charakteristiky nalezneme na obrázku 2.2, jsou stejné jako u předcházejících zesilovačů, což znamená, že to, jak zapojíme vstupní zdroje a jak odebíráme výstupní signál, nemá vliv na stejnoseměrné veličiny. Se střídavým signálem je to však jinak. Kmitočtové a fázové charakteristiky jsou na obrázku 2.6. Z analýzy výstupních napětí, viz obrázek 2.7, je patrné, že tyto obvodové konfigurace neinvertují výstupní signál a není zde žádný fázový posun pro nízké kmitočty.

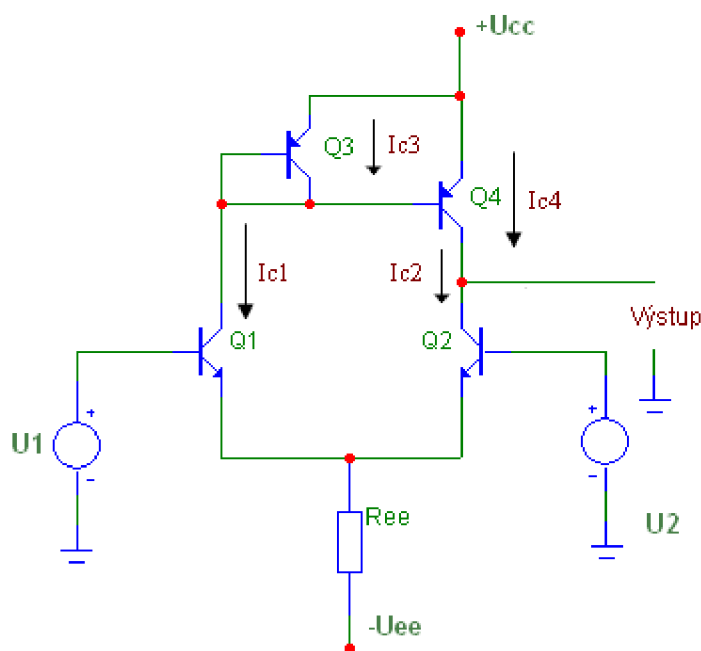
Tabulka 2.1 shrnuje základní vlastnosti těchto čtyř obvodových zapojení, jako jsou vstupní a výstupní odpor, napěťové zesílení, fázový posun na nízkých kmitočtech a fázový posun při poklesu zesílení o 3 decibely. Napěťový zisk je uveden v absolutní hodnotě, protože některé veličiny na vstupu mohou mít na výstupu opačnou polaritu.

Tab. 2.1: Parametry diferenčních zesilovačů

	uzemněný vstup - uzemněný výstup	uzemněný vstup - diferenční výstup	diferenční vstup - diferenční výstup	diferenční vstup - uzemněný výstup
$ A_d $	$\frac{R_C}{2 \cdot r_e}$	$\frac{R_C}{r_e}$	$\frac{R_C}{r_e}$	$\frac{R_C}{2 \cdot r_e}$
R_{vst}	$2 \cdot \beta \cdot r_e$	$2 \cdot \beta \cdot r_e$	$2 \cdot \beta \cdot r_e$	$2 \cdot \beta \cdot r_e$
$R_{výst}$	R_C	R_C	R_C	R_C
$\varphi [^\circ]$	180°	180°	0°	0°
$\varphi [^\circ]$ při $ A_d - 3\text{dB}$	135°	135°	-45°	-45°

2.3 Diferenční zesilovač s aktivní zátěží – princip aktivní zátěže

Nahrazením kolektorových rezistorů proudovým zdrojem o vysokém výstupním odporu, má za následek zvětšení napěťového zesílení. V běžných zesilovacích stupních je zisk omezen odporem kolektoru. Zvýšit zisk zesilovače je možné zvýšením kolektorového odporu, to má však za následek změnu klidového pracovního bodu a s tím související pokles kolektorového proudu, na němž je závislý proudový zesilovací činitel β . Díky tomu zisk naopak klesá. Řešení tohoto problému spočívá v realizaci kolektorové zátěže prostřednictvím aktivních prvků, které zajistí nastavení odpovídajícího pracovního bodu pro stejnosměrné složky napětí a proudů, tak jako by to bylo při užití kolektorového rezistoru s relativně nízkou hodnotou. Pro střídavé složky zesilovaného signálu se však tato zátěž musí chovat jako impedance s vysokým odporem. Diferenční zesilovač s aktivní zátěží je na obrázku 2.8. Tranzistory Q1 a Q2 (typu NPN) tvoří diferenční pár a tranzistor Q3 a Q4 (typu PNP) tvoří aktivní zátěž. Q3 a Q4 jsou zapojeny jako proudové zrcadlo, kde Q3 je zapojen jako dioda. Proud I_{C1} , který teče kolektorem tranzistoru Q1 udává referenční proud pro PNP proudové zrcadlo [18]. Takovýto zesilovač lze nejlépe realizovat pomocí tranzistorového pole, kde bývá implementováno několik stejných a k nim ekvivalentních tranzistorů na jednom čipu.



Obr. 2.8: Diferenční zesilovač s aktivní zátěží

Toto zapojení diferenčního zesilovače se často díky svým vlastnostem používá v integrovaných obvodech. Ze schématu je zřejmé, že tento typ zesilovače se používá

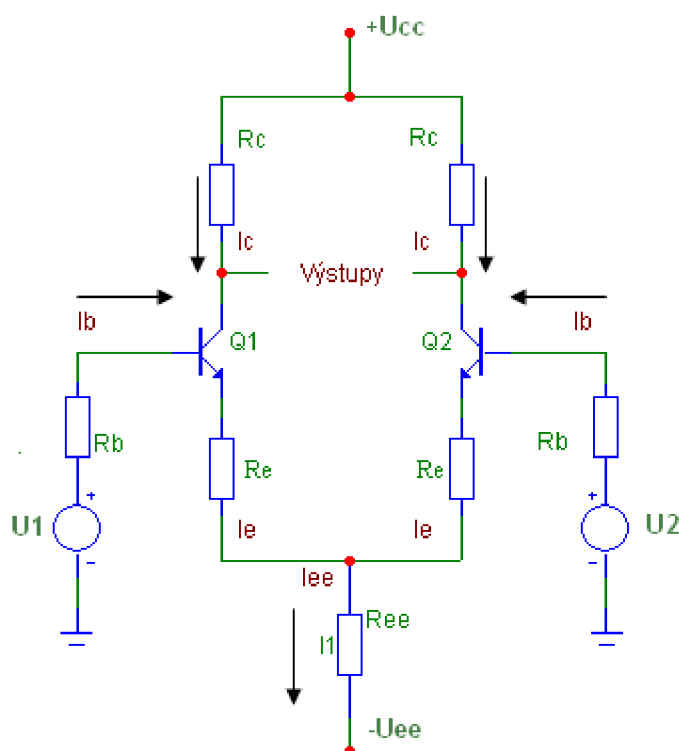
výhradně v konfiguraci s uzemněným výstupem, protože diferenční, tedy rozdílový signál nemůžeme nikdy získat.

2.4 Diferenční zesilovač a velký signál

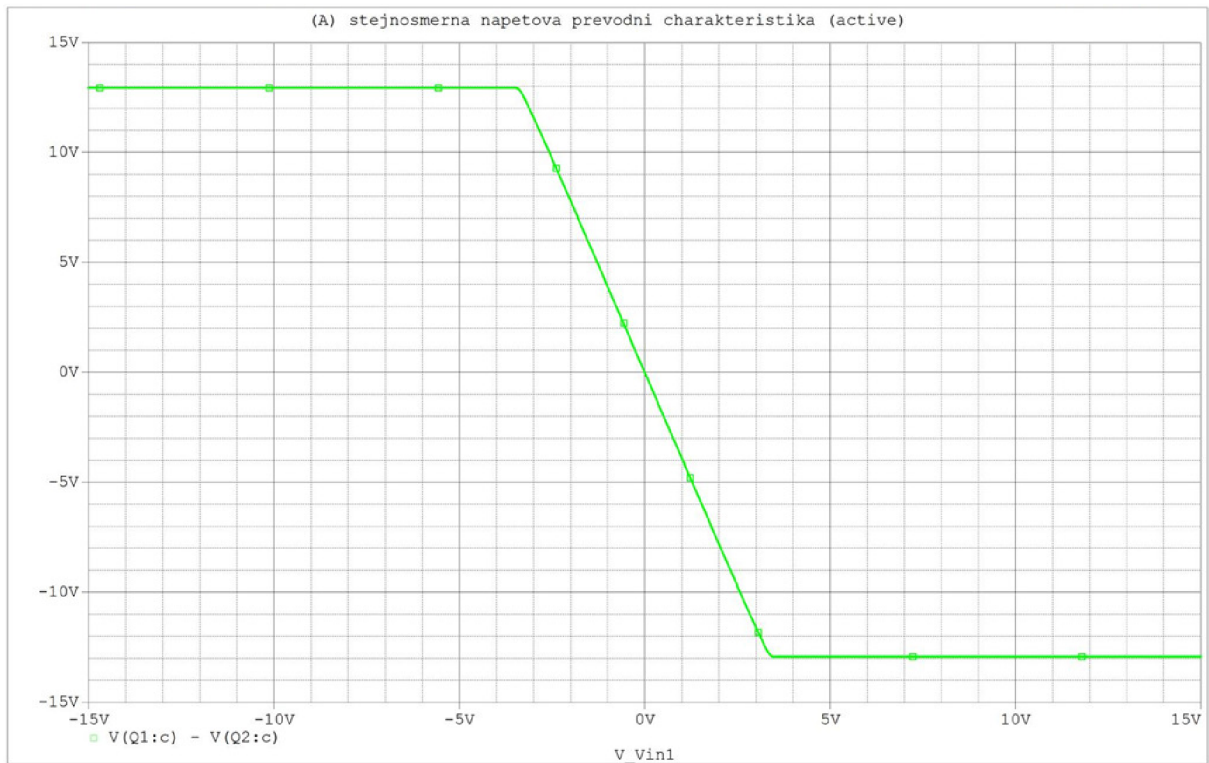
V předcházejících kapitolách jsme tedy prozkoumali chování diferenčního zesilovače při malém vstupním signálu, který je řádově v milivoltech. Pokud bychom připojili na takovýto zesilovač vstupní signál řádově ve stovkách milivoltů, případně jednotkách voltů, zesilovač se dostane do saturace a bude tento signál spolehlivě omezovat.

Proto musí být zesilovač upraven zavedením záporné zpětné vazby, která je realizována rezistory R_{E1} a R_{E2} v obvodu emitorů tranzistorů Q1 a Q2, viz obrázek 2.9. Hodnoty těchto rezistorů jsou shodné, tedy $R_{E1} = R_{E2} = R_e$. Tato záporná zpětná vazba má za následek snížení zesílení zesilovače a zvětšení hranic lineárního režimu, viz obrázek 2.10, který ilustruje stejnosměrnou napěťovou převodní charakteristiku z níž je patrné, že hranice lineárního režimu se podstatně zvýšily, a to do řádu voltů.

Abychom toho dosáhli, musíme ale použít téměř dvojnásobné napájecí napětí, což je velká nevýhoda a není to vždy možné, proto se diferenční zesilovače hodí jen pro malé vstupní signály.



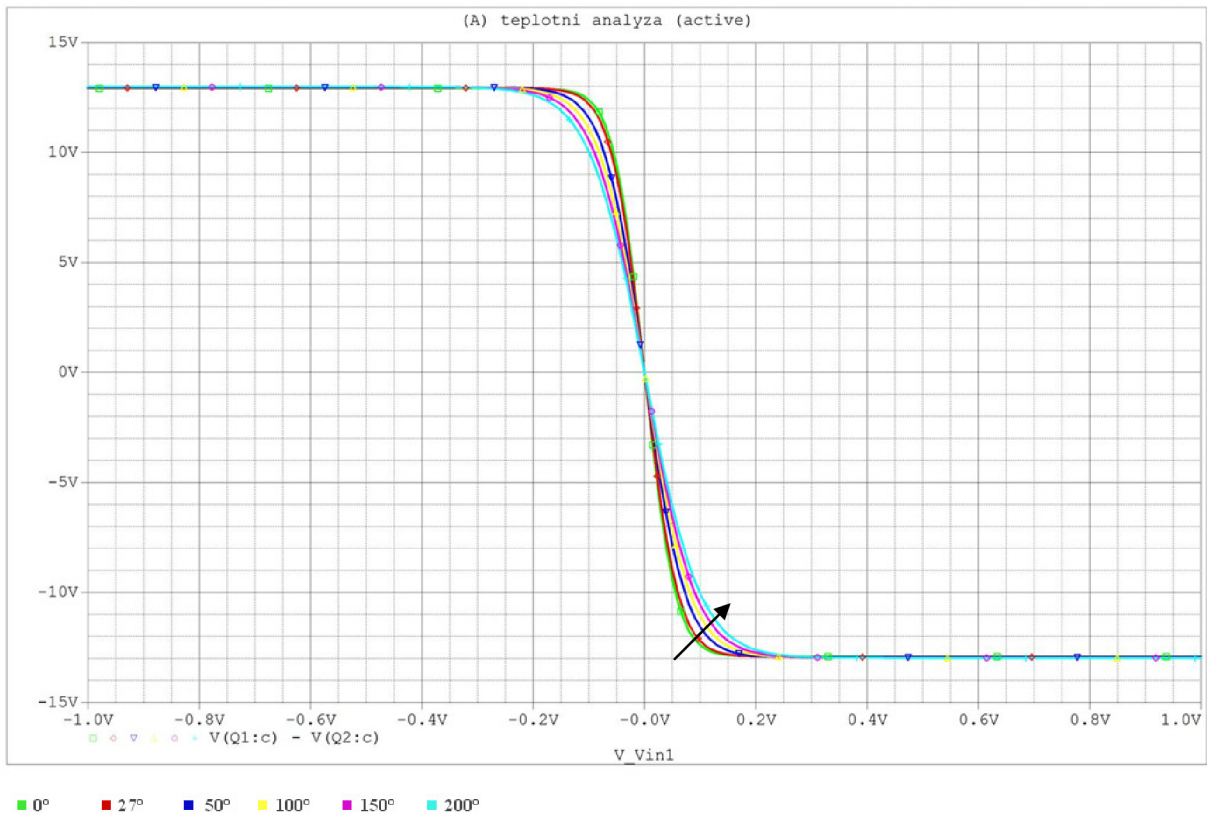
Obr. 2.9: Zapojení diferenčního zesilovače pro velký vstupní signál



Obr. 2.10: Stejnosměrná převodní charakteristika diferenčního zesilovače pro velký vstupní signál

2.5 Teplotní analýza diferenčního zesilovače

Touto analýzou můžeme zjistit, jak se bude měnit stejnosměrný pracovní bod zesilovače při změně teploty. V programu PSpice je přednastavena pro všechny simulace stejná teplota, pokud nezadáme jinou hodnotu je tato teplota rovna 27°C [4]. Pro ukázkou jsem použil zesilovač v konfiguraci diferenční vstup - diferenční výstup. Tuto analýzu jsem spojil s analýzou DC, kdy je rozmítán zdroj napětí U_{vsf} , teploty, které jsem zadal, byly 0°C, 27°C, 50°C, 100°C, 150°C, 200°C. Výsledkem je soustava stejnosměrných napěťových převodních charakteristik, viz obrázek 2.11, každá z těchto křivek odpovídá jiné teplotě.



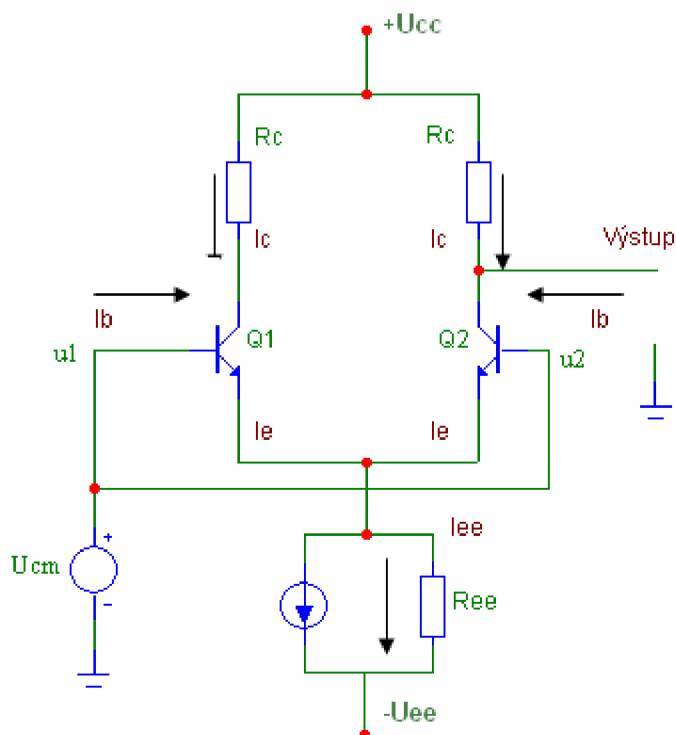
Obř. 2.11: Soustava stejnosměrných převodních charakteristik v závislosti na teplotě

Při zvyšování teploty se hranice lineárního režimu zvyšují. Popisované diferenční zesilovače mají symetrickou stavbu, která výrazně kompenzuje vliv teplotní závislosti tranzistorů.

2.6 Diferenční zesilovač a souhlasné rušení

Základní vlastností diferenčního zesilovače je, že potlačuje souhlasné napětí, to znamená, že pokud se bude na diferenčních vstupech vyskytovat stejný (souhlasný) signál, naměříme na diferenčním výstupu nulové napětí. Zesilovač je tedy pro takovéto signály necitlivý. Proto je tedy důležité, aby měli tranzistory v diferenčním páru shodné vlastnosti. Toho lze v praxi dosáhnout realizací takového zesilovače v integrovaném obvodu. V reálném zesilovači jsme však schopni naměřit při souhlasném signálu určitou hodnotu výstupního napětí, což je nežádoucí. Činitel potlačení souhlasného signálu *CMRR* charakterizuje schopnost zesilovače nereagovat na společné napětí, které se současně vyskytuje na obou vstupech. Na tento činitel má vliv i vnitřní odpor proudového zdroje.

Na obrázku 2.12 je zapojení pro měření činitele souhlasného rušení. Na grafu v obrázku 2.13 jsou znázorněny průběhy vstupního souhlasného napětí, výstupního napětí pro každý výstup a výstupní rozdílové napětí.



Obr. 2.12: Zapojení diferenčního zesilovače pro měření činitele souhlasného signálu

Vstupní napětí U_{cm} lze vypočítat pomocí napětí u_1 a u_2 , které přivádíme na vstupy diferenčního zesilovače. Vztahy (25), (26), (27) a (28) potřebujeme pro výpočet činitele souhlasného rušení. Tento čítel lze také vyjádřit v decibelech, viz vztah (28).

$$U_{cm} = \frac{u_1 + u_2}{2}, \quad (25)$$

Pomocí odporu proudového zdroje, lze napsat přibližný vztah pro A_{cm} :

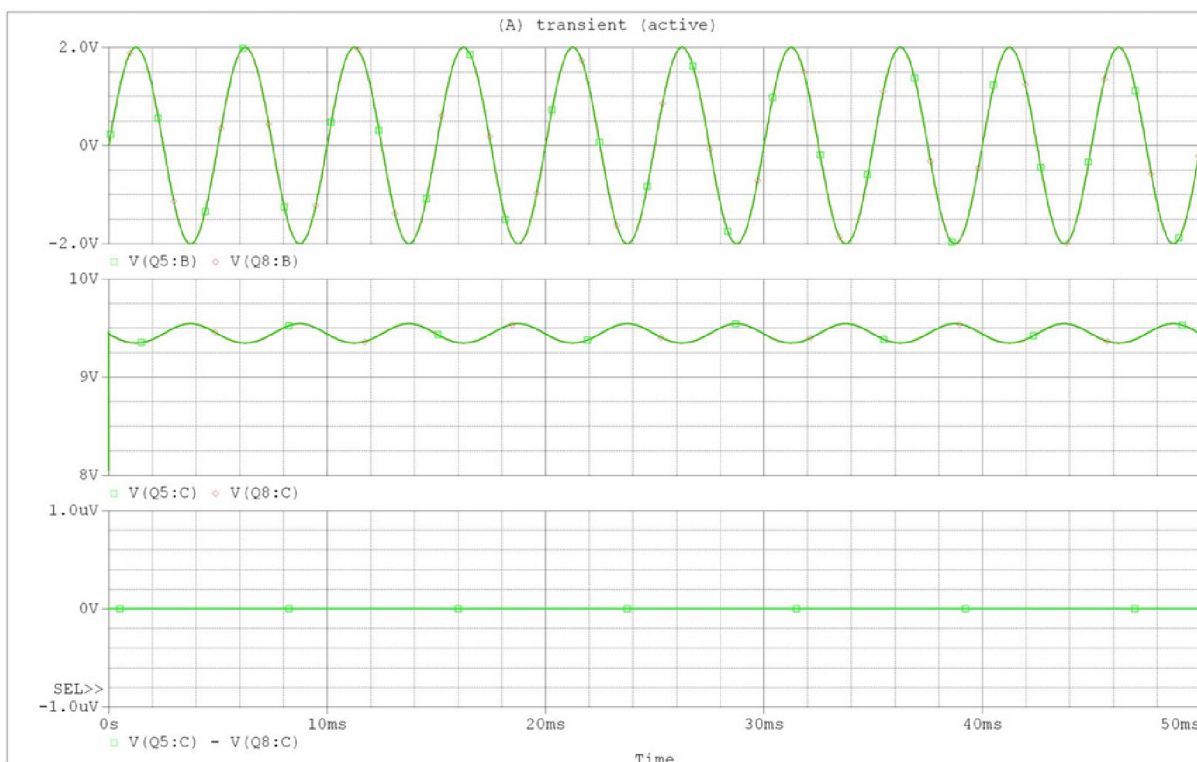
$$A_{cm} \cong -\frac{R_C}{2 \cdot R_{EE}}, \quad (26)$$

Čítel souhlasného rušení pak vypočítáme dle následujícího vztahu:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|, \quad (27)$$

Vyjádřeno v decibelech:

$$CMRR_{dB} = 20 \cdot \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|, \quad (28)$$



Obr. 2.13: Průběh vstupního napětí (horní obrázek), průběh výstupního napětí (prostřední obrázek), průběh výstupního rozdílového napětí (dolní obrázek)

2.7 Napěťové a proudové nesymetrie

Vstupní napěťová nesymetrie (napěťový offset, vstupní zbytkové napětí) je způsobena odlišnými parametry rozdílového zesilovače. Je to napětí, které se musí přivést mezi vstupy, aby výstupní napětí bylo nulové. (Některé zesilovače mají na kompenzaci tohoto napětí zvláštní vstupy). Z praktických důvodů se měří obráceně, na vstup zesilovače přivedeme nulové napětí a měříme výstupní napětí. To je rovno vstupní napěťové nesymetrii zesílené nastaveným zesílením.

Vstupní proudová nesymetrie (proudový offset, vstupní zbytkový proud) je způsoben odlišnými parametry tranzistorů v rozdílovém zesilovači na vstupu. Je to tedy rozdíl proudů mezi oběma vstupy, aby výstupní napětí bylo nulové. V praktické části si tyto nesymetrie laboratorně změříme.

2.8 Aktivní proudové zdroje

Zdroje proudu jsou při konstrukci integrovaných obvodů velmi důležité [6], [11], [12]. Zdroje proudu se často používají místo zatěžovacích odporů v kolektorech tranzistorů zesilovacích stupňů a v diferenčních stupních operačních zesilovačů. V následující části si popíšeme chování obyčejného diferenčního zesilovače s různými zdroji proudu.

2.8.1 Proudový zdroj s děličem napětí

Tento zdroj proudu lze nahradit Théveninovým modelem pro napěťový dělič. Pro výpočet proudu I_{EE} je dán vztahem (29). Tranzistor, který je zdrojem proudu, je připojen bází k napěťovému děliči, který určuje proud, jakým se bude tranzistor otvírat nebo přivírat a to zajišťuje konstantní přísun proudu.

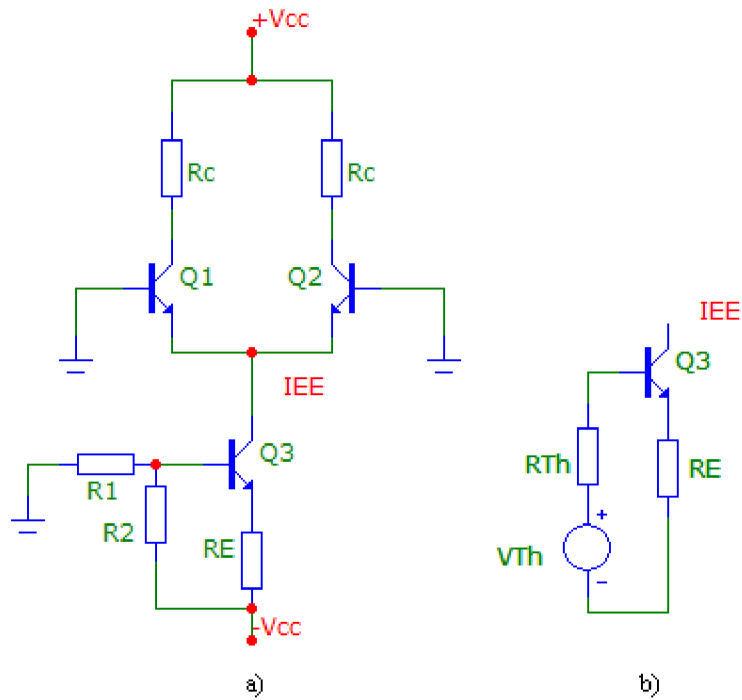
$$I_{EE} = \frac{U_{Th} - U_{BE}}{\frac{R_{Th}}{\beta} + R_E}, \quad (29)$$

Výpočet Théveninova napětí je dán vztahem (30).

$$U_{Th} = U_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (30)$$

Kde R_{Th} je paralelní kombinace rezistorů R_1 a R_2 .

Tento proudový zdroj je na obrázku 2.14. U diferenčních zesilovačů se však tento typ proudového zdroje moc nepoužívá.



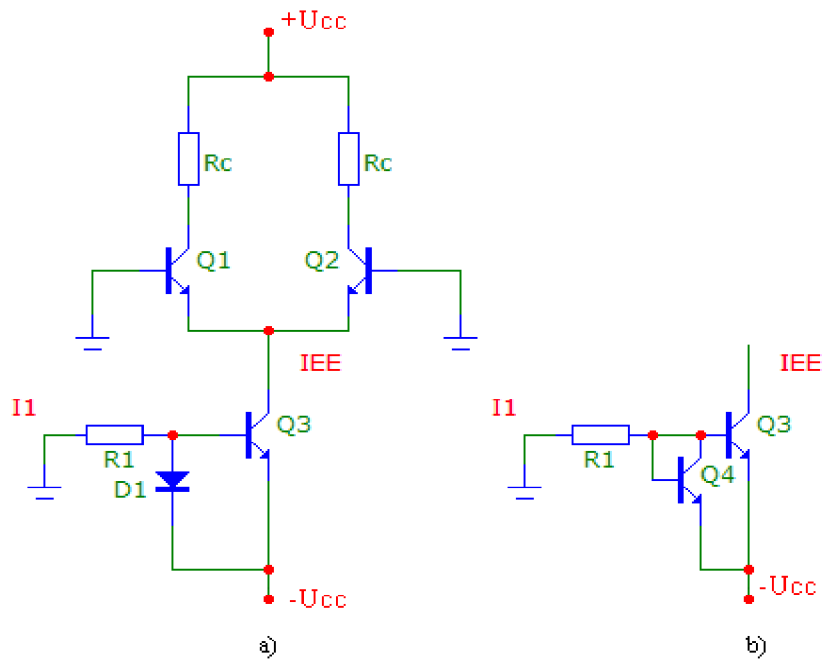
Obr. 2.14: a) Proudový zdroj s děličem napětí b) Théveninův model

2.8.2 Proudové zrcadlo

Na obrázku je schéma proudového zrcadla. Na obrázku 2.15(a) je proudové zrcadlo realizováno jako řízený zdroj proudu s diodou. Na obrázku 2.15(b) je zapojení identické, jen tranzistor Q4 je použit v diodovém zapojení (má zkratovanou bázi a kolektor).

První tranzistor funguje jako dioda a pokud jsou oba tranzistory stejné, poteče do báze druhého tranzistoru stejný proud jako do prvního tranzistoru. Tím je druhý tranzistor otevřený pro stejný proud jako tranzistor první. Převodní poměr zrcadla není přesně 1:1, ale část referenčního proudu se spotřebuje pro napájení bází obou tranzistorů. Přesnost je tím lepší, čím je větší zesílení obou tranzistorů.

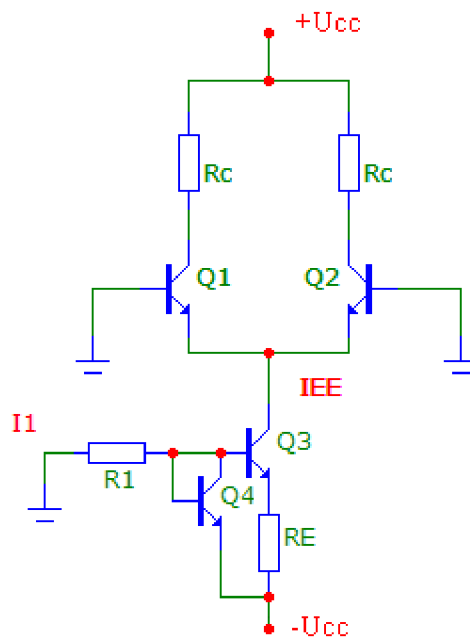
Ošetření teplotní závislosti obou tranzistorů se snadno dosáhne tak, že celý obvod implementujeme do jednoho integrovaného obvodu. Když se tedy změní teplota například tranzistoru Q3 musí se změnit i teplota tranzistoru Q4 a tím i jejich parametry [12].



Obr. 2.15: a) Proudové zrcadlo b) Proudové zrcadlo nahrazení diody tranzistorem

2.8.3 Widlaruv proudový zdroj

Tento zdroj je vylepšeným zapojením proudového zrcadla, které má pro naše účely velký vstupní odpor.

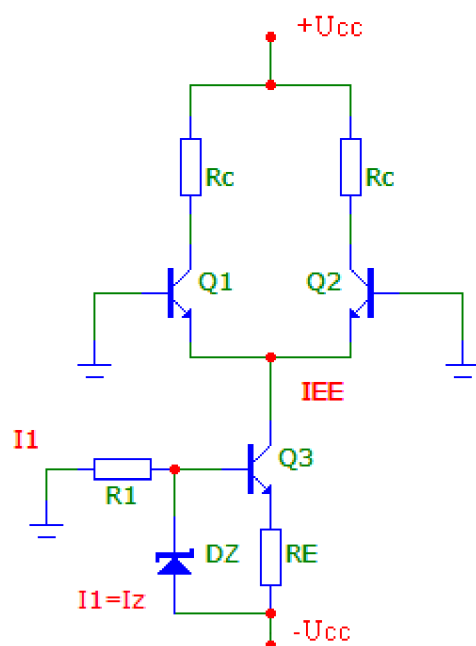


Obr. 2.16: Zapojení Widlarova proudového zdroje

Pro realizace kvalitního zesilovače, je impedance proudového zrcadla stále velká. Proto byla navržena struktura obvodu, který významně snižuje vstupní impedanci proudového zrcadla [18]. Za základ takto upraveného zrcadla s velmi nízkou vstupní impedancí můžeme použít libovolný typ proudového zrcadla. Princip snížení impedance je ukázán na jednoduchém Widlarově proudovém zdroji. U tranzistorů vyžadujeme, aby jejich vlastnosti byly co nejvíce totožné, a to zejména jejich napětí U_{BE} a proudový zesilovací činitel β . Vstupní proud prochází propustně pólovaným přechodem B-E tranzistoru Q_4 , čímž vzniká úbytek napětí U_{BE} . Toto napětí je zároveň i na přechodu B-E tranzistoru Q_3 a vyvolává tak výstupní proud stejné hodnoty jako vstupní avšak snížený o proud tekoucí do báze Q_3 . Protože vstupní proud protéká rezistorem R_1 a dělí se na polovinu v uzlu, kde jsou propojeny báze tranzistorů, čímž dochází k chybě zrcadlení. Celkový přenos proudu však zásadněji ovlivňuje rozdílná hodnota napětí U_{CE} u obou tranzistorů. U Q_4 je napětí U_{CE} rovno napětí U_{BE} , tedy méně jak 1V, u Q_3 je podstatně větší čímž dochází k ovlivňování činitele β a tím i velikost výstupního proudu. Projevy této chyby je možno potlačit aplikací proudové zpětné vazby, tvořené rezistory zařazenými v emitorech. Čím vyšší bude proudový zesilovací činitel tranzistoru, tím více se bude potlačovat chyba zrcadlení a proudový přenos jednoduchého Widlarova zrcadla se blížit jedné. Widlaruv proudový zdroj se blíží ideálnímu zdroji proudu a proto je nejrozšířenější a používá se v aplikacích diferenčních zesilovačů.

2.8.4 Zdroj proudu řízený napětím

Tento zdroj proudu, obrázek 2.17, funguje tak, že se napětí na Zenerově diodě zesiluje emitorovým sledovačem (tedy kopíruje, protože sledovač má zesílení rovno jedné) tak, že na odporu R_E je napětí U_Z zmenšené o úbytek na přechodu B-E (cca 0.6 V). Pokud toto napětí klesne, poteče větší proud přechodem B-E a tranzistor se bude otevírat a bude tak do R_E propouštět větší proud a naopak. Protože proud kolektorem je prakticky stejný jako proud emitorem (je menší o proud báze, který je beta krát menší) bude se tranzistor otevírat a zavírat tak, aby proud, který dodává do diferenčního zesilovače, byl stále stejný.



Obr. 2.17: Zdroj proudu řízený napětím

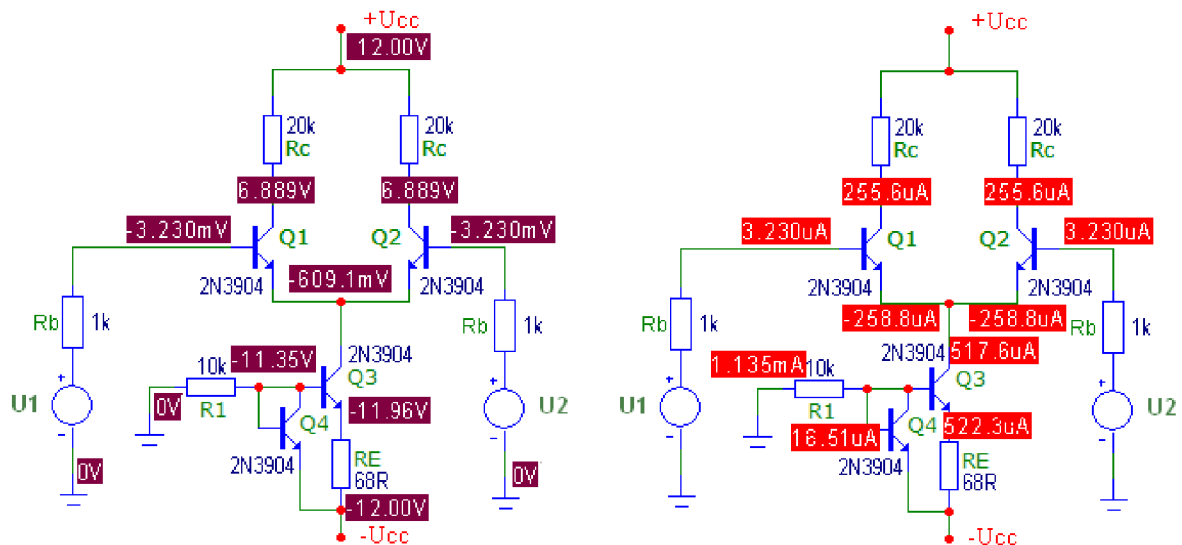
Zde jsme si tedy popsali některé typy proudových zdrojů, které se používají pro napájení diferenčních zesilovačů. V ideálním případě tyto zdroje vůbec činnost zesilovače neovlivňují. A však v praktické části si ukážeme, že tomu tak u reálného zesilovače není.

3 Praktická měření

V této části práce se budeme zabývat praktickým měřením na diferenčním zesilovači s konfigurací diferenční vstup – diferenční výstup, v tabulce 3.1 jsou hodnoty použitých součástek pro realizaci toho zesilovače. Proměříme stejnosměrný pracovní bod, stejnosměrnou převodní charakteristiku, kmitočtovou charakteristiku, vliv proudových zdrojů a podíváme se též na napěťové a proudové offsety a změříme činitele souhlasného rušení.

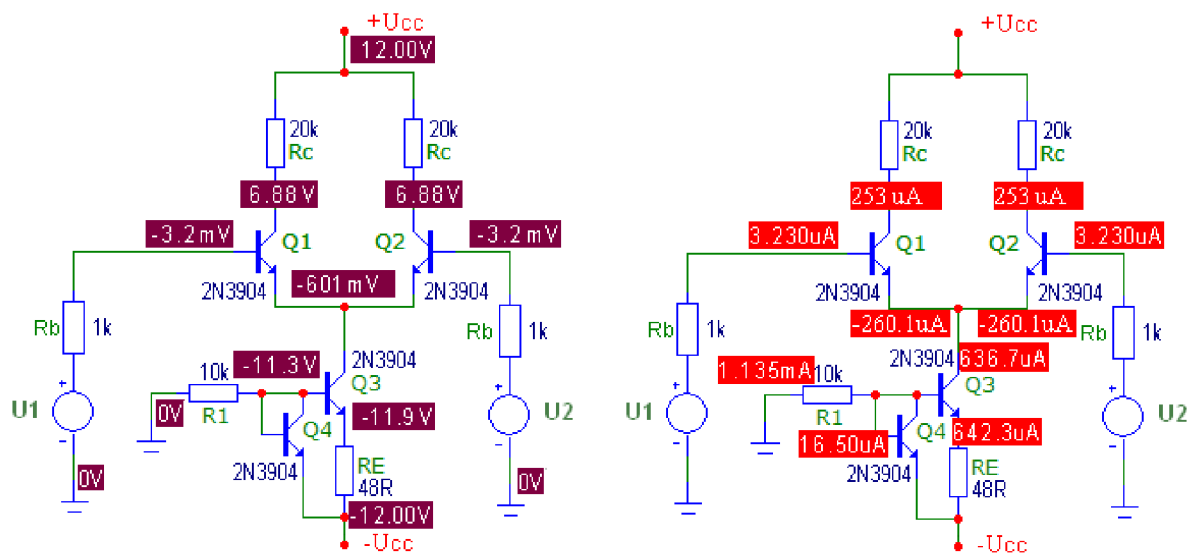
3.1 Stejnosměrná analýza

Pokud v programu PSpice spustíme analýzu *Bias point*, tedy výpočet stejnosměrného pracovního bodu, získáme hodnoty stejnosměrných napětí a proudů v obvodu. Na obrázku 3.1 jsou znázorněna stejnosměrná napětí i proudy, které vyšly v simulaci.



Obr. 3.1: Stejnosměrná napětí a proudy odsimulovaného zesilovače

Výsledky, které jsem naměřil na reálném zesilovači, jsou na obrázku 3.2. V reálném zesilovači je proud, který dodává proudový zdroj do obvodu stejný, avšak neideálnost součástek způsobuje nižší hodnoty výstupního napětí a saturačních úrovní zesilovače. Proto je u reálného zesilovače potřeba zvýšit proud, který dodává proudový zdroj do obvodu. Snížením hodnoty odporu rezistoru R_E z 68Ω na 48Ω , zapojeného v emitoru tranzistorů Q3 a Q4 se zvýší výstupní proud Widlarova proudového zdroje z hodnoty $517,6 \mu\text{A}$ na hodnotu $636,7 \mu\text{A}$. Lepší představu přinese stejnosměrná převodní charakteristika, kterou si ukážeme následně.



Obr. 3.2: Stejnoseměrná napětí a proudy upraveného reálného zesilovače

Tab. 3.1: Seznam použitých součástek pro realizaci diferenčního zesilovače

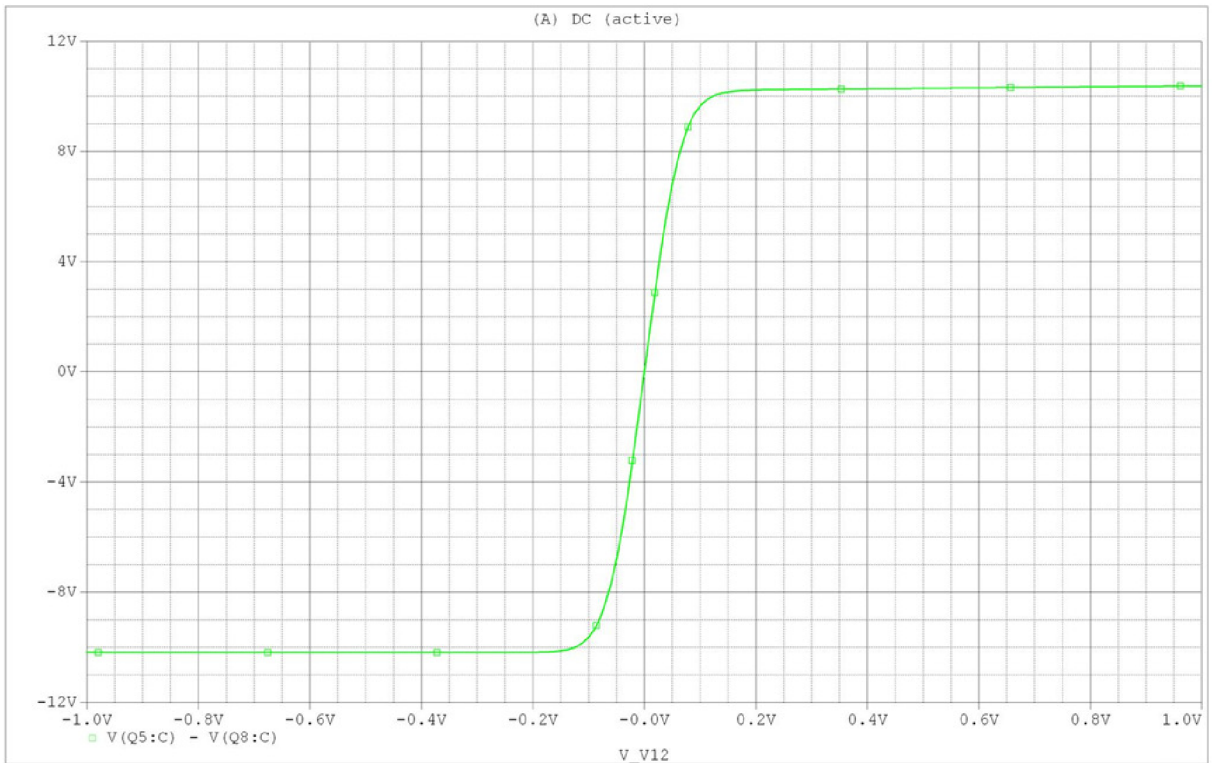
Q1	2N3904
Q2	2N3904
Q3	2N3904
Q4	2N3904
R1	10 kΩ
RE	trimr 100 Ω (nastaven na 68 Ω, pak na 48Ω)
Rb	1 kΩ
Rc	20 kΩ

3.2 Stejnosemřná převodní charakteristika

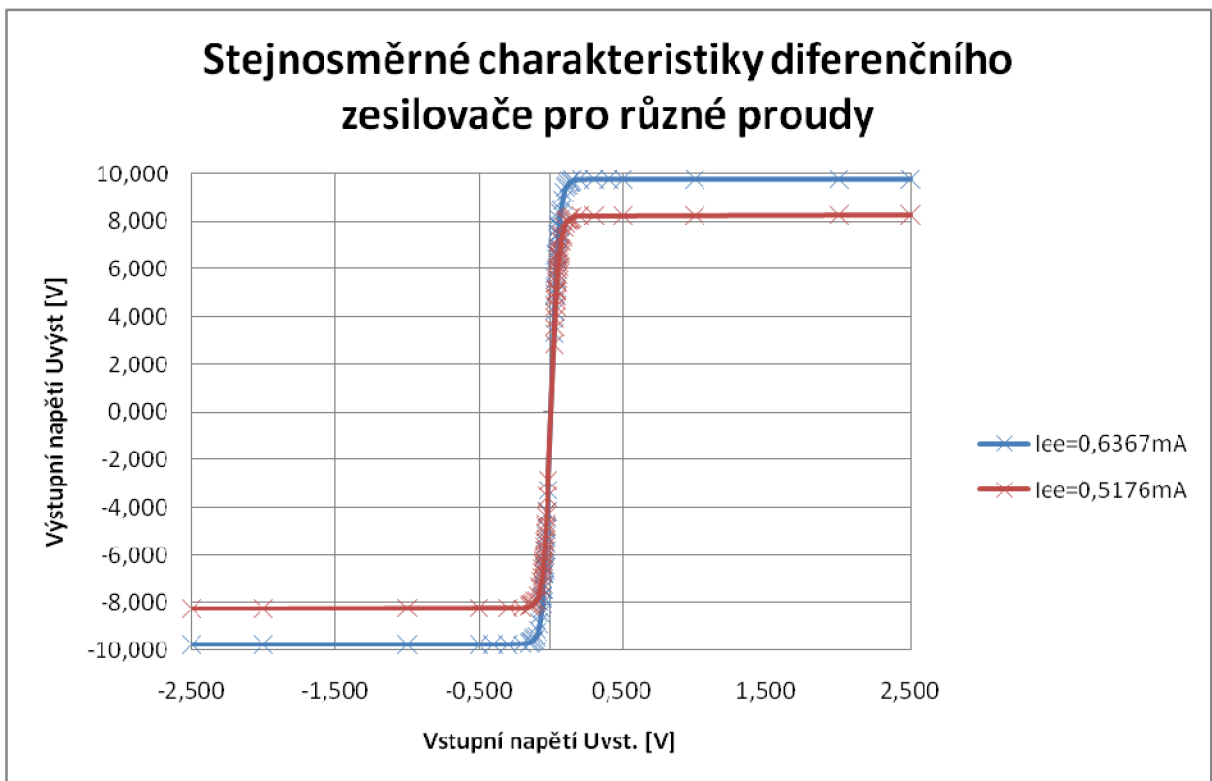
Tuto charakteristiku získáme rozmítáním napěťového zdroje připojeného na jeden z diferenčních vstupů. Měření probíhá bod po bodu, napětí jsem měnil v rozsahu od -1,5 V do +1,5V. V příloze jsou přiloženy tabulky 6.1 a 6.2 s naměřenými hodnotami. Červená charakteristika patří k zesilovači, u kterého je proudový zdroj nastaven na hodnotu 517,6 μA . Tento proud má tedy za následek nižší hodnoty saturační úrovně zesilovače a menší šířku lineárního režimu. Modrá charakteristika odpovídá proudu 636,7 μA . Zde je již patrné, viditelné zvětšení saturačních úrovní z 8,2 V na 9,7 V. Saturační úroveň je dána napájecím napětím. V ideálním stavu je saturace rovna napájecímu napětí sníženému o 2 V až 3 V. Na obrázku 3.2 je odsimulovaná převodní charakteristika tohoto zesilovače, saturace je zde 10,2 V. Reálně je však díky úbytkům napětí a nelineárními vlastnostmi prvků tato úroveň nižší. Stejnosemřné zesílení vypočítáme jako poměr saturační úrovně k úrovni hranice lineárního pásma. V tabulce 3.2 jsou shrnuty naměřené a vypočtené hodnoty.

Tab. 3.2: Naměřené a vypočítané hodnoty

	Kladná saturace	Záporná saturace	Kladná hranice lineárního režimu	Kladná hranice lineárního režimu	Stejnosemřné zesílení
Ideální zesilovač	10,2 V	-10,2 V	62,3 mV	-62,3 mV	163,7
Reálný zesilovač při $I_{EE} = 517,6 \mu\text{A}$	8,2 V	-8,2 V	48 mV	-48 mV	170,8
Reálný zesilovač při $I_{EE} = 636,7 \mu\text{A}$	9,7 V	-9,7 V	60 mV	-60 mV	161,6



Obr. 3.3: Stejnosemřná převodní charakteristika ideálního diferenčního zesilovače



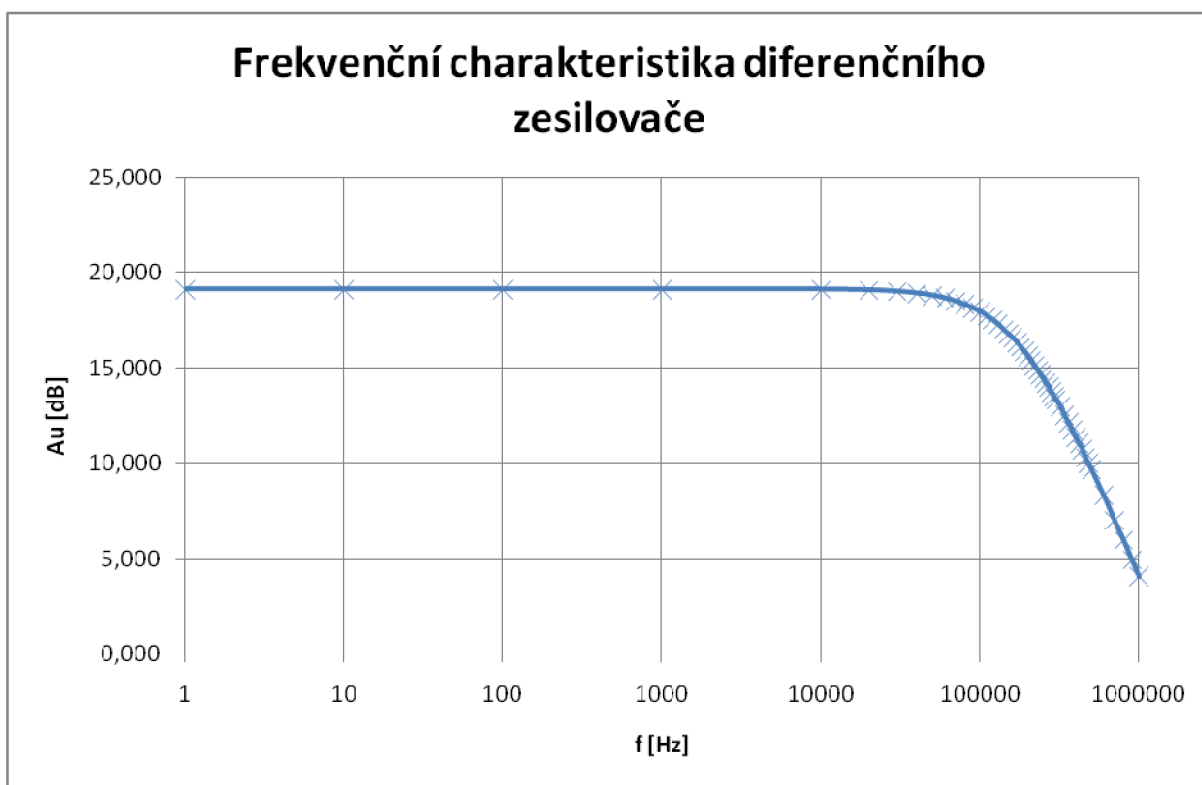
Obr. 3.4: Stejnosemřná převodní charakteristika reálného diferenčního zesilovače

3.3 Kmitočtová analýza

Když připojíme na vstupní svorky zesilovače střídavý zdroj o určité hodnotě napětí, budeme měnit jeho kmitočet a měřit výstupní napětí, získáme vynesáním těchto hodnot v závislosti na kmitočtu kmitočtovou charakteristiku. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 6.3 v příloze. Vztahem (31) vypočítáme střídavé zesílení, které použijeme ke tvorbě grafu kmitočtové charakteristiky.

$$A_{U[dB]} = 20 \cdot \log \frac{U_{výst}}{U_{vst}}, \quad (31)$$

Výsledný graf je na obrázku 3.5. Zesílení je konstantní do hodnoty kmitočtu 10 kHz, dále pak s vyššími kmitočty zesílení klesá. Pro nás je důležitý bod, kdy zesílení klesne o -3 dB, při tomto kmitočtu zesilovač, říká se mu tranzitní kmitočet, ještě spolehlivě zesiluje. S kmitočty vyššími než je tranzitní, pak dochází k fázovým posunům a deformacím výstupního signálu, což je nežádoucí.

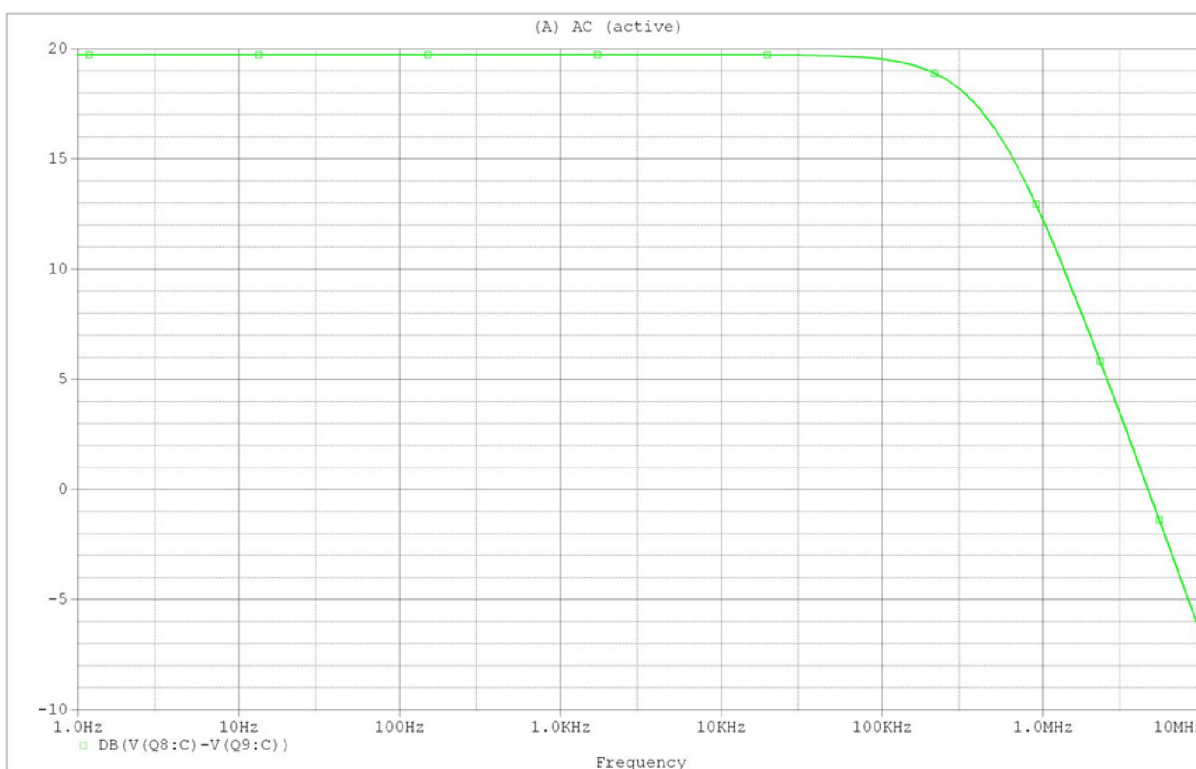


Obr. 3.5: Kmitočtová charakteristika reálného diferenčního zesilovače

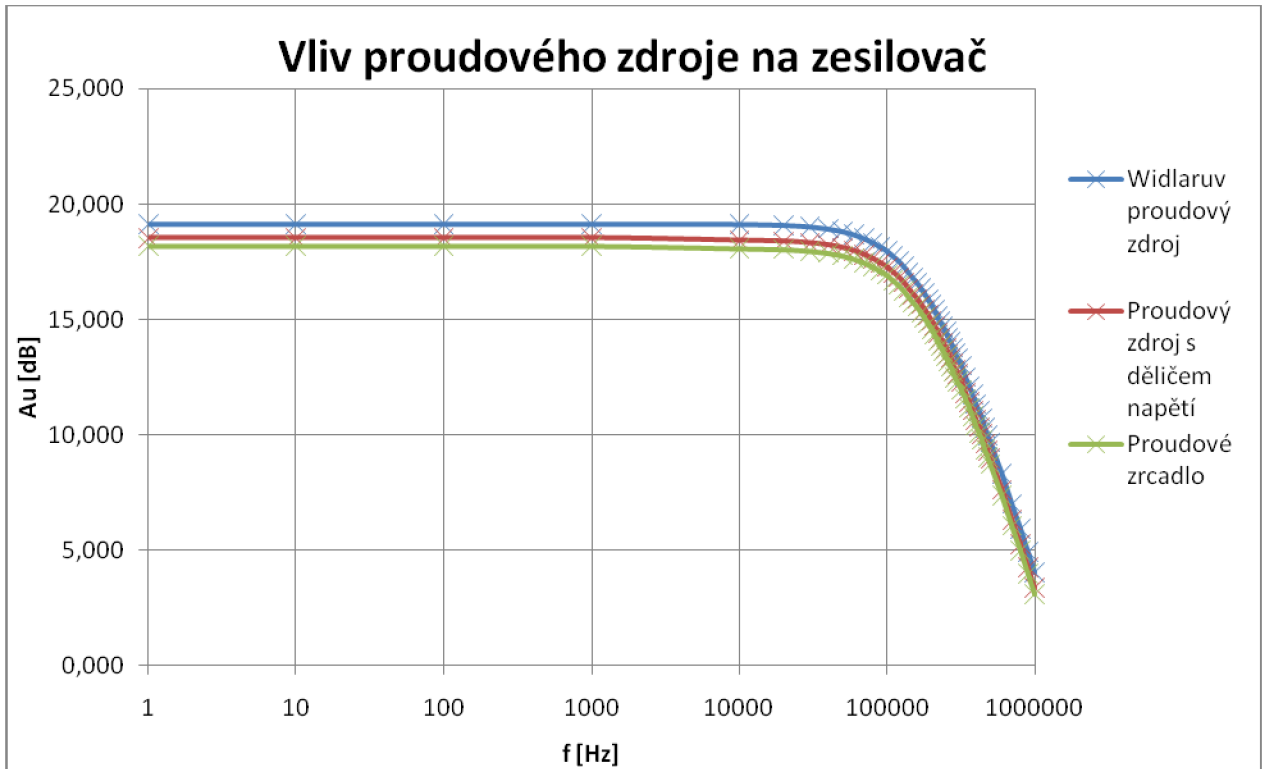
3.4 Vliv proudového zdroje na zesilovač

Při aplikaci aktivního proudového zdroje vstupují do obvodu další tranzistory, jejichž činnost nemá vliv na stejnosměrné charakteristiky. Se střídavými charakteristikami je to však jinak, protože tranzistor je frekvenčně závislým prvkem, projeví se na něm vliv střídavého signálu, zejména vliv na kapacity přechodů. To má za následek vliv na kmitočtové charakteristiky. V ideálním případě zdroj proudu práci zesilovače neovlivňuje. Na obrázku 3.6 je kmitočtová charakteristika ideálního diferenčního zesilovače kde jsou použity tři typy aktivního zdroje proudu, a to Widlarův proudový zdroj, proudové zrcadlo a proudový zdroj s děličem napětí, jak je vidět tyto zdroje nemají na zesilovač žádný vliv. Tyto typy proudových zdrojů jsou popsány v kapitole 2.8, v tabulce 3.4 a 3.5 jsou uvedeny hodnoty použitých součástek pro realizaci těchto zdrojů.

Na obrázku 3.7 jsou kmitočtové charakteristiky reálného diferenčního zesilovače s různými zdroji proudu. Tyto zdroje, jak je vidět, mají na práci nepatrný vliv. Nejlépe se osvědčil Widlarův proudový zdroj se kterým je provedeno veškeré měření. S ostatními zdroji proudu pak zesílení nepatrně kleslo, viz tabulka 3.3. V příloze jsou v tabulce 6.3 naměřené hodnoty pro každý zdroj.



Obr. 3.6: Kmitočtová charakteristika ideálního diferenčního zesilovače



Obr. 3.7: Kmitočtové charakteristiky diferenčního zesilovače s různými zdroji proudu

Tab. 3.3: Vliv proudového zdroje na zesílení

	A_V [dB]
Ideální zesilovač	19,827
Reálný zesilovač s Widlarovým zdrojem proudu	19,126
Reálný zesilovač s proudovým zrcadlem	18,186
Reálný zesilovač s děličem napětí	18,536

Tab. 3.4: Seznam použitých součástek pro realizaci proudového zdroje s děličem napětí (kapitola 2.8.1)

Q3	2N3904
R1	trimr 5 k Ω (nastaven na 1,6 k Ω)
R2	trimr 680 Ω (nastaven na 95 Ω)
R _E	trimr 680 Ω (nastaven na 106 Ω)

Tab. 3.5: Seznam použitých součástek pro realizaci proudového zrcadla (kapitola 2.8.2)

Q3	2N3904
Q4	2N3904
R1	trimr 100 k Ω (nastaven na 46 k Ω)

3.5 Měření souhlasného rušení CMRR

Zapojení pro měření činitele souhlasného rušení je na obrázku 2.12 v kapitole 2. Pro toto měření použijeme uzemněný výstup, tak jak je znázorněno na obrázku 2.12. Na vstupu je potřeba vytvořit změnu souhlasného napětí a změřit odpovídající změnu na výstupu. Proto u DC souhlasného rušení přivedeme ze stejnosměrného zdroje na vstup napětí +2 V, změříme a následně napětí -2 V a změříme. U AC souhlasného rušení na vstupní svorky připojíme souhlasný signál U_{cm} o amplitudě 2 V_{p-p} a kmitočtu 1 kHz. Výstup tranzistoru Q2 připojíme na osciloskop a zobrazíme výstupní průběh. Pomocí kursorů odečteme maximální a minimální hodnotu amplitudy výstupního průběhu. Můžeme tedy napsat vztah (32).

$$A_{cm} = \frac{\Delta U_{Q2C}}{U_{cm}}, \quad (32)$$

Pro naše účely bude vztah vypadat takto:

$$A_{cm} = \frac{U_{výst-min} - U_{výst-max}}{U_{cm}}, \quad (33)$$

Je to tedy změna kolektorového napětí na tranzistoru Q2 podělená souhlasným napětím na vstupu zesilovače. V tabulce 3.6 jsou shrnuty naměřené a odsimulované hodnoty z měření CMRR.

Tab. 3.6: Naměřené a vypočítané hodnoty souhlasného rušení

	DC				AC		
	$U_{výst-min}$ [V]	$U_{výst-max}$ [V]	A_{cm}	CMRR [dB]	$U_{výst-min}$ [V]	$U_{výst-max}$ [V]	A_{cm}
Ideální zesilovač	6,412	6,796	-0,192	58,61	6,702	7,093	-0,195
Reálný zesilovač	6,395	6,773	-0,189	58,75	6,698	7,072	-0,187

Střídavé (AC) A_{cm} je přibližně stejné jako to, které jsme získaly pro stejnosměrné souhlasné vstupní napětí. Souhlasné zesílení se případně zvýší s rostoucím kmitočtem. To je nevhodná, ale však nevyhnutelná vlastnost u skutečných diferenčních zesilovačů.

3.6 Napěťové a proudové nesymetrie (offsety)

Tyto nesymetrie se v ideálním zesilovači naměřit nedají, ve skutečném zesilovači však ano, je to dáno tranzistory a jejich neideálními vlastnostmi. Napěťový offset měříme při nulovém vstupním napětí. Změříme napětí na výstupu zesilovače a podělíme ho celkovým zesílením, tím získáme vstupní napěťový offset, označíme ho jako U_{io} , viz vztah (34). Proudový offset je dán rozdílem proudů na vstupech zesilovače, tedy I_{B1} a I_{B2} , viz vztah (35). Proudový offset označíme I_{io} . V tabulce 3.7 jsou shrnuty naměřené a vypočtené hodnoty těchto nesymetrií.

$$U_{io} = \frac{U_{výst}}{A_d}, \quad (34)$$

$$I_{io} = |I_{B1} - I_{B2}|, \quad (35)$$

Proud báze I_B je pak určen jako:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}, \quad (36)$$

Tab. 3.7: Naměřené a vypočítané hodnoty napěťových a proudových offsetů

	Napěťový offset			Proudový offset		
	$U_{výst}$ [V]	A_d	U_{io} [mV]	I_{B1} [μA]	I_{B2} [μA]	I_{io} [μA]
Reálný zesilovač	0,530	163,7	3,237	3,23	3,14	0,09

Tímto jsem tedy proměřil vlastnosti diferenčního zesilovače v konfiguraci diferenční vstup – diferenční výstup. Hodnoty, které jsem získal laboratorním měřením, se téměř nelišily od hodnot, kterých jsem dosáhl v počítačové simulaci tohoto obvodu. Na nepřesnostech se také mohly podílet chyby měření a to chyby měřících přístrojů a chyby špatného odečtení naměřené hodnoty. Také se zde podílela neideálnost součástek, zejména tranzistorů.

4 Závěr

V této bakalářské práci jsem se zabýval diferenčními zesilovači s bipolárními tranzistory. Byly zde teoreticky popsány základní používané konfigurace těchto zesilovačů (uzemněný vstup – uzemněný výstup, uzemněný vstup – diferenční výstup, diferenční vstup – uzemněný výstup, diferenční vstup – diferenční výstup) a uvedeny vztahy důležité pro návrh zesilovače. U jednotlivých zapojení byly provedeny počítačové simulace pro zjištění teoretických průběhů jejich stejnosměrných a kmitočtových charakteristik. Bylo zde také zmíněno zapojení diferenčního zesilovače s aktivní zátěží, tento typ zesilovače lze použít pouze pro konfigurace s uzemněným výstupem, aktivní zátěží je rozuměn aktivní proudový zdroj s vysokým vstupním odporem, který má za následek zvýšení napěťového zesílení, aniž by došlo k poklesu klidového pracovního bodu a pro střídavé složky zesilovaného signálu se tato zátěž chová jako impedance s vysokým odporem.

Byla také odsimulována závislost diferenčního zesilovače na teplotě. Z výsledných stejnosměrných převodních charakteristik je patrné, že takovýto zesilovač má výbornou teplotní stabilitu, protože docházelo jen k minimálním změnám hranic lineárního pásma, je to dáno jeho symetrickou stavbou.

Pro velký vstupní signál se stává diferenční zesilovač bez úpravy spolehlivým omezovačem. Proto je nutno realizovat zápornou zpětnou vazbu, která výrazně rozšíří hranice lineárního režimu. Toto má však velkou nevýhodu, protože musíme použít téměř dvojnásobné napájecí napětí, což není vždy možné.

Důležitým obvodem pro zesilovač je jeho proudový zdroj. Já jsem v této práci popsal čtyři typy proudových zdrojů, které se používají pro napájení těchto zesilovačů. V ideálním případě nemají proudové zdroje na funkci zesilovače žádný vliv. U reálného zesilovače se však projeví kmitočtové závislosti dalších tranzistorů, které vstupují do obvodu. Dochází zde k nepatrnému poklesu zesílení.

Při realizaci diferenčního zesilovače můžeme také narazit na to, že odsimulované hodnoty obvodových napětí a proudů se nemusí shodovat se skutečnými. Zejména proud, který dodává proudový zdroj, jsem musel při realizaci upravit, protože s navrženými součástkami byl tento proud nižší, což mělo vliv na stejnosměrnou charakteristiku.

Diferenční zesilovače mají výbornou schopnost potlačit souhlasný signál, tedy schopnost nereagovat na stejné napětí na obou vstupech. Činitel, který popisuje tuto vlastnost, se nazývá činitel souhlasného rušení a bývá označován jako CMRR. Bývá vyjádřen v decibelech. Typické hodnoty CMRR se pohybují v rozsahu 80 – 140 dB. U diferenčního zesilovače je tato hodnota nižší.

Další nežádoucí vlastností, které se však u reálného diferenčního zesilovače nevyhneme jsou vstupní napěťové a proudové nesymetrie (offsety). Napěťové jsou způsobeny

odlišnými parametry diferenčního zesilovače a proudové jsou způsobeny odlišnými parametry tranzistorů v zesilovači. Některé integrované obvody mají pro tyto nesymetrie zabudované speciální vstupy, které slouží ke kompenzaci.

Naměřené a odsimulované hodnoty se téměř nelišily. Navíc se všechny tyto nežádoucí vlastnosti ještě dají do určité míry kompenzovat realizací těchto zesilovačů do integrovaného obvodu. Kde jsou tranzistory implementovány na jednom čipu a mají tedy shodné vlastnosti. Navíc při změně pracovní teploty se změní parametry celého obvodu a ne jen jedné součástky, která by mohla celý obvod rozladit. Diferenční zesilovač tedy nejčastěji najdeme jako vstupní blok integrovaného obvodu proto je důležité jak ho navrheme.

Při hledání výrobců diferenčních zesilovačů jsem našel firmu Harris Semiconductor, její obvody CA3028A, CA3028B [13] a CA3053 [15] jsou diferenční kaskodové zesilovače. Dále jsem našel obvody LM3045 LM3046 a LM3086 [14] od National Semiconductor, což jsou monolytická tranzistorová pole. Firma Analog devices vyrábí obvod AD8350, Texas Instruments vyrábí také několik typů diferenčních zesilovačů, například THS4502-EP [16] nebo INA106 [17]. V příloze jsou na ukázkou přiloženy katalogové listy.

V příloze jsou uvedeny katalogové listy výrobců diferenčních zesilovačů, kteří je realizují jako samostatný obvod. U diferenčního zesilovače s aktivní zátěží nám k realizaci stačí tranzistorové pole, které opět bývá vyrobeno jako jeden integrovaný obvod, obsahující NPN tranzistory a PNP tranzistory jako jejich ekvivalenty.

V příloze jsou také tabulky naměřených hodnot, na které jsem se v práci pro jejich rozsáhlost odkazoval.

5 Seznam odborné literatury

- [1] DAILEY, D. J. *Electronic Devices and Circuits*. Prentice Hall, 2000. 820 stran. ISBN 01-3081-110-6.
- [2] VYROUBAL, P. *Diferenční zesilovače. Semestrální projekt 1*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2007. 19 stran.
- [3] VYROUBAL, P. *Diferenční zesilovače. Semestrální projekt 2*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2008. 21 stran.
- [4] BIOLEK, D. *Modelování a počítačová simulace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2004. 104 stran. ISBN 80-85960-68-0.
- [5] BIOLEK, D. *Řešíme elektronické obvody*. BEN – Technická literatura, 2004. 520 stran. ISBN 80-7300-125-X.
- [6] BOGART, T. F., BEASLEY, J. S., RICO, G. *Electronic Devices and Circuits*. Prentice Hall, 2004. 896 stran. ISBN 01-3111-142-6.
- [7] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 5 díl*. BEN – Technická literatura, 2007. 232 stran. ISBN 978-80-7300-187-2.
- [8] NEUMANN, P. *Elektronické obvody a funkční bloky 1*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001. 482 stran. ISBN 80-01-02394-X.
- [9] DOSTÁL, J. *Operační zesilovače*. BEN – Technická literatura, 2005. 536 stran. ISBN 80-7300-049-0.
- [10] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. BEN – Technická literatura, 2002. 496 stran. ISBN 80-7300-059-8.
- [11] KREJČIŘÍK, A. *Zdroje proudu*. BEN – Technická literatura, 2002. 112 stran. ISBN 80-86056-84-8.
- [12] FRANK, P. Proudové zrcadlo. [cit. 2007-10-05]. Dostupné z WWW: <http://www.mlab.cz/Articles/Texts%20Krouzek/Proudov%C3%A9%20zrcadlo/DOC/HTML/Proudov%C3%A9%20zrcadlo.cs.html>
- [13] HARRIS SEMICONDUCTOR. Katalogový list CA3028A. [cit. 2007-10-04]. Dostupné z WWW: <http://www.pulsarfm.nl/data/ca3028A.pdf>
- [14] NATIONAL SEMICONDUCTOR. Katalogový list LM3086. [cit. 2007-10-04]. Dostupné z WWW: <http://web.mit.edu/6.301/www/LM3086.pdf>
- [15] HARRIS SEMICONDUCTOR. Katalogový list CA3053. [cit. 2007-10-04]. Dostupné z WWW: <http://www.pulsarfm.nl/data/ca3053.pdf>

- [16] TEXAS INSTRUMENTS. Katalogový list THS4503. [cit. 2007-10-04]. Dostupné z WWW: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ths4503-ep.pdf>
- [17] TEXAS INSTRUMENTS. Katalogový list INA106. [cit. 2007-10-04]. Dostupné z WWW: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina106.pdf>
- [18] JANÍK, P., HORÁK, M. *Current sources and aktive load in bipolar technology*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2007. 3 strany.

6 Příloha

Tab. 6.1: Naměřené hodnoty pro stejnosměrnou napěťovou převodní charakteristiku, viz obrázek 3.4 (modrý průběh). Výstupní proud Widlarova proudového zdroje je 636,7,6 μA .

vstupní napětí [V]	výstupní napětí U2 - U1 [V]	vstupní napětí [V]	výstupní napětí U2 - U1 [V]
2,500	9,750	-0,020	-3,280
2,000	9,740	-0,025	-4,180
1,000	9,740	-0,030	-4,920
0,500	9,740	-0,032	-5,210
0,400	9,740	-0,034	-5,520
0,300	9,740	-0,036	-5,800
0,200	9,730	-0,038	-6,000
0,150	9,690	-0,040	-6,380
0,140	9,650	-0,042	-6,520
0,130	9,640	-0,044	-6,610
0,120	9,540	-0,046	-6,770
0,110	9,450	-0,048	-6,830
0,100	9,400	-0,050	-7,250
0,090	9,160	-0,052	-7,410
0,080	8,870	-0,054	-7,450
0,070	8,440	-0,056	-7,700
0,065	8,290	-0,058	-7,790
0,060	8,070	-0,060	-8,050
0,058	7,793	-0,065	-8,280
0,056	7,722	-0,070	-8,440
0,054	7,490	-0,080	-8,870
0,052	7,430	-0,090	-9,160
0,050	7,260	-0,100	-9,400
0,048	6,870	-0,110	-9,450
0,046	6,780	-0,120	-9,520
0,044	6,630	-0,130	-9,620
0,042	6,540	-0,140	-9,650
0,040	6,380	-0,150	-9,680
0,038	6,010	-0,200	-9,720
0,036	5,820	-0,300	-9,740
0,034	5,570	-0,400	-9,740
0,032	5,220	-0,500	-9,740
0,030	4,940	-1,000	-9,740
0,025	4,190	-2,000	-9,740
0,020	3,290	-2,500	-9,750

Tab. 6.2: Naměřené hodnoty pro stejnosměrnou napěťovou převodní charakteristiku, viz obrázek 3.4 (červený průběh). Výstupní proud Widlarova proudového zdroje je 517,6 μ A.

vstupní napětí [V]	výstupní napětí U2 - U1 [V]	vstupní napětí [V]	výstupní napětí U2 - U1 [V]
2,500	8,260	-0,020	-2,900
2,000	8,250	-0,025	-3,550
1,000	8,230	-0,030	-4,220
0,500	8,220	-0,032	-4,390
0,300	8,220	-0,034	-4,660
0,200	8,220	-0,036	-4,830
0,150	8,160	-0,038	-5,090
0,140	8,100	-0,040	-5,330
0,130	8,090	-0,042	-5,440
0,120	8,010	-0,044	-5,650
0,110	8,010	-0,046	-5,800
0,100	7,930	-0,048	-5,960
0,090	7,720	-0,050	-6,060
0,080	7,440	-0,052	-6,250
0,075	7,320	-0,054	-6,350
0,070	7,140	-0,056	-6,420
0,065	6,820	-0,058	-6,600
0,060	6,710	-0,060	-6,750
0,058	6,580	-0,065	-6,940
0,056	6,490	-0,070	-7,100
0,054	6,380	-0,075	-7,300
0,052	6,230	-0,080	-7,440
0,050	6,060	-0,090	-7,710
0,048	5,950	-0,100	-7,920
0,046	5,790	-0,110	-7,940
0,044	5,620	-0,120	-8,010
0,042	5,440	-0,130	-8,090
0,040	5,100	-0,140	-8,100
0,038	5,060	-0,150	-8,160
0,036	4,830	-0,200	-8,220
0,034	4,680	-0,300	-8,220
0,032	4,400	-0,500	-8,220
0,030	3,920	-1,000	-8,230
0,025	3,530	-2,000	-8,250
0,020	2,830	-2,500	-8,260

Tab. 6.3: Naměřené hodnoty pro kmitočtovou charakteristiku a pro vliv proudových zdrojů na práci zesilovače.

f [Hz]	Uvýst. [V]	Uvst. [V]	Au	Au [dB]	Au dělič napětí [dB]	Au proudové zrcadlo [dB]
1	0,588	0,065	9,043	19,126	18,536	18,186
10	0,588	0,065	9,043	19,126	18,536	18,186
100	0,588	0,065	9,043	19,126	18,536	18,186
1000	0,588	0,065	9,043	19,126	18,536	18,186
10000	0,587	0,065	9,029	19,113	18,423	18,073
20000	0,584	0,065	8,988	19,073	18,383	18,033
30000	0,580	0,065	8,918	19,005	18,315	17,965
40000	0,574	0,065	8,824	18,913	18,223	17,873
50000	0,566	0,065	8,710	18,800	18,110	17,760
60000	0,557	0,065	8,568	18,658	17,968	17,618
70000	0,547	0,065	8,410	18,496	17,806	17,456
80000	0,536	0,065	8,243	18,322	17,632	17,282
90000	0,524	0,065	8,065	18,132	17,442	17,092
100000	0,514	0,065	7,911	17,965	17,275	16,925
110000	0,500	0,065	7,698	17,728	17,038	16,688
120000	0,489	0,065	7,521	17,525	16,835	16,485
130000	0,476	0,065	7,321	17,291	16,601	16,251
140000	0,461	0,065	7,092	17,015	16,325	15,975
150000	0,449	0,065	6,906	16,784	16,094	15,744
160000	0,439	0,065	6,751	16,587	15,897	15,547
170000	0,427	0,065	6,567	16,348	15,658	15,308
180000	0,415	0,065	6,389	16,109	15,419	15,069
190000	0,404	0,065	6,217	15,871	15,181	14,831
200000	0,393	0,065	6,048	15,632	14,942	14,592
210000	0,383	0,065	5,892	15,405	14,715	14,365
220000	0,370	0,065	5,696	15,112	14,422	14,072
230000	0,361	0,065	5,553	14,891	14,201	13,851
240000	0,352	0,065	5,414	14,671	13,981	13,631
250000	0,343	0,065	5,279	14,451	13,761	13,411
260000	0,333	0,065	5,125	14,194	13,504	13,154
270000	0,327	0,065	5,025	14,022	13,332	12,982
280000	0,317	0,065	4,878	13,765	13,075	12,725
290000	0,308	0,065	4,735	13,507	12,817	12,467
300000	0,302	0,065	4,642	13,335	12,645	12,295
320000	0,290	0,065	4,463	12,992	12,302	11,952
340000	0,274	0,065	4,220	12,506	11,816	11,566
360000	0,262	0,065	4,037	12,121	11,431	11,181
380000	0,251	0,065	3,862	11,737	11,047	10,797
400000	0,240	0,065	3,691	11,344	10,654	10,404
420000	0,231	0,065	3,561	11,032	10,342	10,092
440000	0,223	0,065	3,436	10,720	10,030	9,780
460000	0,213	0,065	3,275	10,303	9,613	9,363
480000	0,205	0,065	3,159	9,991	9,301	9,051
500000	0,198	0,065	3,048	9,679	8,989	8,739

f [Hz]	Uvýst. [V]	Uvst. [V]	Au	Au [dB]	Au dělič napětí [dB]	Au proudové zrcadlo [dB]
600000	0,169	0,065	2,605	8,315	7,625	7,375
700000	0,146	0,065	2,241	7,009	6,319	6,069
800000	0,129	0,065	1,985	5,955	5,265	5,015
900000	0,115	0,065	1,767	4,943	4,253	4,003
1000000	0,104	0,065	1,593	4,045	3,355	3,105

**Differential/Cascode Amplifier for
Commercial and Industrial Equipment
from DC to 120MHz**

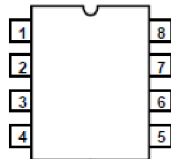
The CA3028A is a differential/cascode amplifier designed for use in communications and industrial equipment operating at frequencies from DC to 120MHz.

Part Number Information

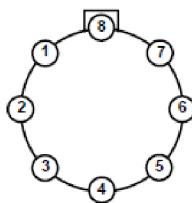
PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA3028A	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
CA3028AE	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA3028AM96 (3028A)	-55 to 125	8 Ld SOIC Tape and Reel	M8.15

Pinouts

CA3028A
(PDIP, SOIC)
TOP VIEW



CA3028A
(METAL CAN)
TOP VIEW



Features

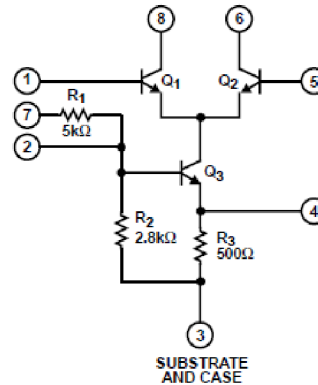
- Controlled for Input Offset Voltage, Input Offset Current and Input Bias Current
- Balanced Differential Amplifier Configuration with Controlled Constant Current Source
- Single-Ended and Dual-Ended Operation

Applications

- RF and IF Amplifiers (Differential or Cascode)
- DC, Audio and Sense Amplifiers
- Converter in the Commercial FM Band
- Oscillator
- Mixer
- Limiter
- Related Literature
 - Application Note AN5337 "Application of the CA3028 Integrated Circuit Amplifier in the HF and VHF Ranges." This note covers characteristics of different operating modes, noise performance, mixer, limiter, and amplifier design considerations

Schematic Diagram

(Terminal Numbers Apply to All Packages)



LM3045/LM3046/LM3086 Transistor Arrays

General Description

The LM3045, LM3046 and LM3086 each consist of five general purpose silicon NPN transistors on a common monolithic substrate. Two of the transistors are internally connected to form a differentially-connected pair. The transistors are well suited to a wide variety of applications in low power system in the DC through VHF range. They may be used as discrete transistors in conventional circuits however, in addition, they provide the very significant inherent integrated circuit advantages of close electrical and thermal matching. The LM3045 is supplied in a 14-lead cavity dual-in-line package rated for operation over the full military temperature range. The LM3046 and LM3086 are electrically identical to the LM3045 but are supplied in a 14-lead molded dual-in-line package for applications requiring only a limited temperature range.

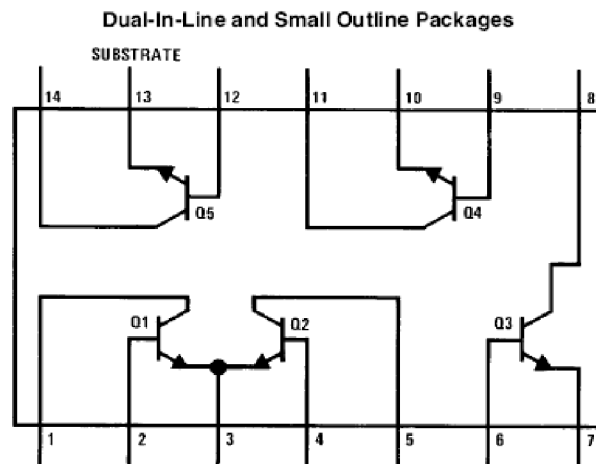
Features

- Two matched pairs of transistors
 - V_{BE} matched ± 5 mV
 - Input offset current $2 \mu\text{A}$ max at $I_C = 1$ mA
- Five general purpose monolithic transistors
- Operation from DC to 120 MHz
- Wide operating current range
- Low noise figure 3.2 dB typ at 1 kHz
- Full military temperature range (LM3045) -55°C to $+125^\circ\text{C}$

Applications

- General use in all types of signal processing systems operating anywhere in the frequency range from DC to VHF
- Custom designed differential amplifiers
- Temperature compensated amplifiers

Schematic and Connection Diagram



TL/H/7950-1

Top View

Order Number LM3045J, LM3046M, LM3046N or LM3086N
See NS Package Number J 14A, M 14A or N 14A

WIDEBAND, LOW-DISTORTION FULLY DIFFERENTIAL AMPLIFIERS

FEATURES

- Controlled Baseline
- One Assembly/Test Site, One Fabrication Site
- Extended Temperature Performance of -55°C to 125°C
- Enhanced Diminishing Manufacturing Sources (DMS) Support
- Enhanced Product-Change Notification
- Qualification Pedigree⁽¹⁾
- Fully Differential Architecture
- Bandwidth: 370 MHz
- Slew Rate: 2800 V/ μs
- IMD_3 : -95 dBc at 30 MHz
- OIP_3 : 51 dBm at 30 MHz
- Output Common-Mode Control
- Wide Power Supply Voltage Range: 5 V, ± 5 V, 12 V, 15 V
- Centered Input Common-Mode Range
- Power-Down Capability (THS4502)
- Evaluation Module Available

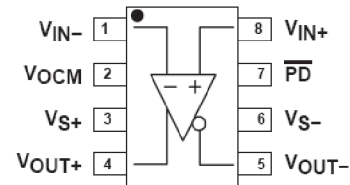
⁽¹⁾ Component qualification in accordance with JEDEC and industry standards to ensure reliable operation over an extended temperature range. This includes, but is not limited to, Highly Accelerated Stress Test (HAST) or biased 85/85, temperature cycle, autoclave or unbiased HAST, electromigration, bond intermetallic life, and mold compound life.

DESCRIPTION

The THS4502 and THS4503 are high-performance fully differential amplifiers from Texas Instruments. The THS4502, featuring power-down capability, and the THS4503, without power-down capability, set new performance standards for fully differential amplifiers with unsurpassed linearity, supporting 14-bit operation through 40 MHz. Package options include the 8-pin SOIC and the 8-pin MSOP with PowerPAD™ for a smaller footprint, enhanced ac performance, and improved thermal dissipation capability.

APPLICATIONS

- High Linearity Analog-to-Digital Converter Preamplifier
- Wireless Communication Receiver Chains
- Single-Ended to Differential Conversion
- Differential Line Driver
- Active Filtering of Differential Signals



RELATED DEVICES

DEVICE ⁽¹⁾	DESCRIPTION
THS4500/1	370 MHz, 2800 V/ μs , V_{ICR} Includes $V_{\text{S-}}$
THS4502/3	370 MHz, 2800 V/ μs , Centered V_{ICR}
THS4120/1	3.3 V, 100 MHz, 43 V/ μs , 3.7 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THS4130/1	± 15 V, 150 MHz, 51 V/ μs , 1.3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THS4140/1	± 15 V, 160 MHz, 450 V/ μs , 6.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THS4150/1	± 15 V, 150 MHz, 650 V/ μs , 7.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

⁽¹⁾ Even numbered devices feature power-down capability



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.



SBOS152A – AUGUST 1987 – REVISED OCTOBER 2003

Precision Gain = 10 DIFFERENTIAL AMPLIFIER

FEATURES

- ACCURATE GAIN: $\pm 0.025\%$ max
- HIGH COMMON-MODE REJECTION: 86dB min
- NONLINEARITY: 0.001% max
- EASY TO USE
- PLASTIC 8-PIN DIP, SO-8 SOIC PACKAGES

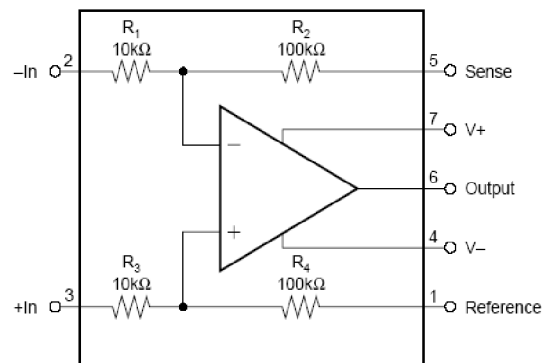
APPLICATIONS

- G = 10 DIFFERENTIAL AMPLIFIER
- G = +10 AMPLIFIER
- G = -10 AMPLIFIER
- G = +11 AMPLIFIER
- INSTRUMENTATION AMPLIFIER

DESCRIPTION

The INA106 is a monolithic Gain = 10 differential amplifier consisting of a precision op amp and on-chip metal film resistors. The resistors are laser trimmed for accurate gain and high common-mode rejection. Excellent TCR tracking of the resistors maintains gain accuracy and common-mode rejection over temperature.

The differential amplifier is the foundation of many commonly used circuits. The INA106 provides this precision circuit function without using an expensive resistor network. The INA106 is available in 8-pin plastic DIP and SO-8 surface-mount packages.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.