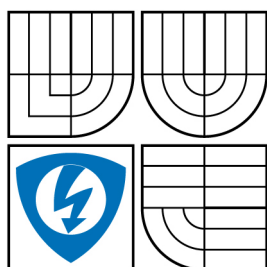


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

PROUDOVÉ ZDROJE A AKTIVNÍ ZÁTĚŽ V BIPOLÁRNÍ TECHNOLOGII

CURRENT SOURCES AND ACTIVE LOAD IN BIPOLAR TECHNOLOGY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

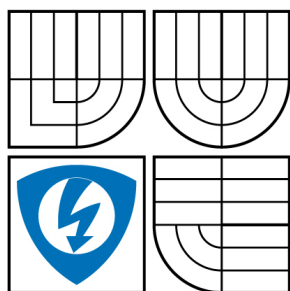
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

PAVEL JANÍK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

RNDr. MICHAL HORÁK, CSc.

BRNO 2008



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Mikroelektronika a technologie

Student: Janík Pavel

ID: 78440

Ročník: 3

Akademický rok: 2007/2008

NÁZEV TÉMATU:

Proudové zdroje a aktivní zátěž v bipolární technologii

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Vysvětlete princip proudových zdrojů. Popište různá používaná zapojení proudových zdrojů v bipolárních integrovaných obvodech, zejména různé varianty proudových zrcadel. Simulujte vlastnosti vybraných proudových zdrojů na počítači. Vysvětlete princip použití proudového zdroje jako aktivní zátěže u zesilovačů. Užitím počítačových simulací ukažte, jak proudový zdroj ve funkci aktivní zátěže ovlivňuje vlastnosti různých druhů zesilovačů (např. jednostupňového zesilovače SE, SB, kaskádového zesilovacího stupně, emitorového sledovače, diferenčního zesilovače apod.). Porovnejte výsledky simulací a měření na konkrétním realizovaném obvodu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Sedra, A.S., Smith, K.C.: Microelectronic Circuits. Oxford University Press, 2005.
- [2] Dailey, D. J.: Electronic Devices and Circuits. Prentice Hall, 2001.
- [3] Bogart, T. F., Beasley, J. S., Rico, G.: Electronic Devices and Circuits. Prentice Hall, 2001.
- [4] Vrba K., Buchmaier, P. Vlastnosti bipolárních proudových zrcadel. Elektrotechnika 1999-14, www.elektrotechnika.cz.
- [5] Musil, V., Prokop, R.: Návrh analogových integrovaných obvodů. Elektronické skriptum FEKT VUT (přednášky).

Termín zadání: 5.10.2007

Termín odevzdání: 30.5.2008

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: Pavel Janík
Bytem: Uherský Brod, Na Chmelnici 2020, 68801
Narozen/a (datum a místo): 27.2.1985, Zlín

(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: Proudové zdroje a aktivní zátěž v bipolární technologii
Vedoucí/ školitel VŠKP: RNDr. Michal Horák, CSc.
Ústav: Ústav mikroelektroniky
Datum obhajoby VŠKP: 11.6.2008

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v:

- tištěné formě – počet exemplářů 2
- 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. 2008

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt:

Cílem práce je prezentovat různé varianty proudových zdrojů tvořených bipolárními tranzistory. Je popsán vždy princip činnosti zdroje a stanoveny podmínky pro správnou funkci. Každý obvod je analyzován v OrCad PSpice 15.7. Na základě simulací získaných výsledků jsou proudové zdroje porovnávány. Významnou částí práce je praktické využití proudových zdrojů v různých variantách zesilovačů s bipolárními tranzistory. Výsledný vytvořený obvod je vždy rovněž podroben analýze v PSpice. Podle výsledků simulací je vybrán takový zesilovač, jehož vlastnosti byly aplikací proudového zdroje nejvíce ovlivněny. Tento zesilovač je realizován a podroben dalším analýzám v programu SNAP a PSpice. Jsou prezentovány teoretické, simulované a prakticky změřené výsledky.

Abstract:

The aim of this thesis is to show various circuits of current sources realized by bipolar transistors. There is always described working principle of source and are determined conditions for optimal function. All circuits are analyzed by OrCad PSpice 15.7. On the basis of results from analysis are circuits compared. Significant part of thesis is practical use described current sources at amplifiers with bipolar transistors. Amplifiers with applied current source are analyzed by PSpice. According to results of simulation is chosen amplifier with important characteristics achieved by use current source. This amplifier is realized and an detail analyzed by SNAP and PSpice. Finally are shown theoretical, simulated and measured results.

Klíčová slova:

Proudový zdroj, aktivní zátěž, zesilovač, bipolární tranzistor.

Keywords:

Current source, active load, amplifier, bipolar transistor.

Bibliografická citace díla:

JANÍK, P. *Proudové zdroje a aktivní zátěž v bipolární technologii-bakalářská práce*. Brno, 2008. 43 s. Vedoucí diplomové práce RNDr. Michal Horák, CSc. FEKT VUT v Brně

Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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. 2008

.....

Poděkování:

Děkuji vedoucímu bakalářské práce RNDr. Michalu Horákovi, CSc. za metodické a cíleně orientované vedení při plnění úkolů mé bakalářské práce.

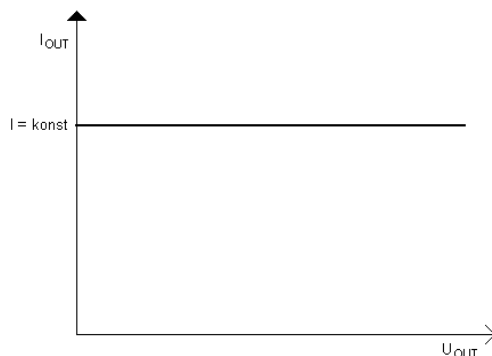
OBSAH

1. ÚVOD - ZDROJE PROUDU	8
2. POUŽITÍ BIPOLÁRNÍHO TRANZISTORU JAKO ZDROJE PROUDU	10
2.1. NEZÁVISLÉ ZDROJE PROUDU	10
2.1.1. Jednoduchý zdroj proudu s jedním tranzistorem.....	10
2.1.2. Zdroj proudu se dvěma tranzistory.....	12
2.2. ŘÍZENÉ ZDROJE PROUDU – PROUDOVÁ ZRCADLA.....	13
2.2.1. Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo	14
2.2.2. Modifikace Widlarova zrcadla přidáním proudové zpětné vazby	15
2.2.3. Modifikace Widlarova zrcadla s omezenými bázovými proudy.....	16
2.2.4. Wilsonovo proudové zrcadlo	17
2.2.5. Proudové zrcadlo v kaskodovém uspořádání	18
3. POUŽITÍ PROUDOVÉHO ZRCADLA JAKO AKTIVNÍ ZÁTĚŽE V BJT ZESILOVAČÍCH	18
3.1. PRINCIP AKTIVNÍCH ZÁTĚŽÍ	18
3.2. POUŽITÍ AKTIVNÍCH ZÁTĚŽÍ V ZESILOVAČÍCH	19
3.2.1. Zapojení se společným emitorem.....	19
3.2.2. Emitorový sledovač.....	20
3.2.3. Zapojení se společnou bází	21
3.2.4. Kaskodový zesilovač	22
3.2.5. Diferenční zesilovač	22
4. APLIKACE AKTIVNÍ ZÁTĚŽE V ZESILOVAČI SE SPOLEČNÝM EMITOREM.....	24
4.1. ZESILOVAČ SE SPOLEČNÝM EMITOREM A EMITOROVÝM SLEDOVAČEM	24
4.1.1. Základní zesilovač se společným emitorem bez aktivní zátěže s emitorovým sledovačem	24
4.1.2. Zesilovač s aktivní zátěží se základní stabilizací pracovního bodu	27
4.1.3. Stabilizace vstupního proudu zrcadla a zajištění konstantního předpětí báze T1	28
4.1.4. Aplikace blokovacího kondenzátoru C_E	35
4.1.5. Alternativní způsob dosažení vyššího zisku zesilovače.....	37
4.1.6. Zesilovač s proudovým zdrojem v emitoru.....	37
5. ZHODNOCENÍ DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ	40
6. POUŽITÁ LITERATURA	42
PROHLÁŠENÍ	43

1. Úvod - Zdroje proudu

Obvod, kterému se při návrhu a realizaci snažíme co nejvíce přiblížit co se týče jeho vlastností se nazývá ideální zdroj proudu. Jak již z názvu vyplývá, tento obvod musí mít námi požadované konkrétní vlastnosti bez ohledu na jakékoliv vnější vlivy, kterými můžeme rozumět například i prostou změnu odporu zátěže.

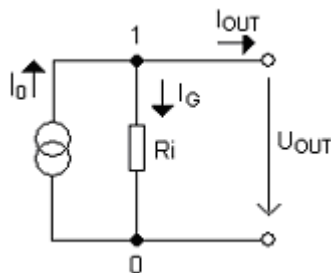
Každý takový zdroj je specifický určitou závislostí jisté veličiny na zatěžovacím odporu připojeném na výstupu zdroje. Zdroj proudu je charakteristický tím, že neustále udržuje konstantní proud tekoucí jeho výstupními svorkami a zátěží. Velikost tohoto proudu se nemění za žádných okolností při změně odporu zátěže, mění se přitom pouze napětí na jeho výstupních svorkách. V případě nulového zatěžovacího odporu protéká výstupními svorkami stále daný konstantní proud. Takový případ nastane při zkratu výstupních svorek. Tento stav se nazývá režim nakrátko. Naopak u zátěže s nekonečným odporem, což znamená rozpojené výstupní svorky zdroje, by muselo výstupní napětí dosahovat nekonečně velkých hodnot. Tento stav se nazývá režim naprázdno a pro proudový zdroj by teoreticky nemohl být definován, protože se jedná o nekonečně velkou hodnotu napětí. Ve skutečnosti prakticky tak vysokého napětí dosáhnout nelze, v režimu naprázdno se tak na výstupu objeví maximální možné dosažitelné napětí, jehož velikost závisí na typu a uspořádání zdroje. Dalším podstatným parametrem zdroje jako takového je jeho vnitřní odpor. Ideální zdroj napětí má vnitřní odpor nulový, ideální proudový zdroj teoreticky nekonečný. Zatěžovací charakteristika ideálního proudového zdroje je na obrázku 1.



Obrázek 1. Výstupní charakteristika ideálního zdroje proudu

Takovou charakteristiku získáme měřením proudu protékajícího výstupními svorkami zdroje a napětí na nich při různých hodnotách odporu zátěže.

Avšak obvod, který by splňoval všechny námi požadované vlastnosti bohužel zatím neexistuje. Je ale možné se těmto vlastnostem přiblížit užitím vhodných zapojení s diskrétními součástkami či integrovanými obvody. Výsledkem je potom zdroj proudu, který sice nedokáže udržet naprosto neměnný proud zátěží, ale změny tohoto proudu v závislosti na měnícím se odporu zátěže jsou zanedbatelné anebo pro danou aplikaci dostatečně malé. Rozsah dodávaného proudu musí být také omezen s ohledem na vlastnosti použitých součástek, stejně tak napětí naprázdno. Takový zdroj se nazývá reálný a lze jej plně modelovat zmíněným ideálním zdrojem proudu a k němu přiřazeným vnitřním odporem, nejčastěji se používá paralelní kombinace. Schéma modelu reálného zdroje je na obrázku 2.



Obrázek 2. Model reálného zdroje proudu

Z modelu reálného zdroje je tak možné vyčíst jeho důležité parametry jako napětí naprázdno, proud nakrátko či přímo vnitřní odpor. Právě vnitřní odpor o konečné hodnotě znehodnocuje ideální zdroj na reálný, což je patrné z I. Kirchhoofova zákona vyjádřeného pro uzel 1 ve schématu modelu reálného zdroje:

$$I_0 + I_G + I_{OUT} = 0$$

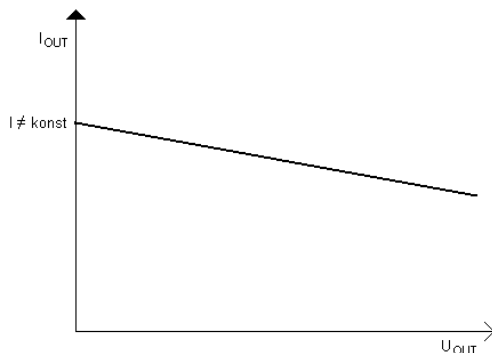
odtud

$$I_0 = I_G + I_{OUT}$$

je zde vidět, že proud I_0 se rozděluje na proud vnitřním odporem a zátěží, takže část energie dodaná ideálním zdrojem se ztratí již v samotném obvodu či pouzdře zdroje ještě před výstupními svorkami. Z důvodu paralelního řazení se vnitřní odpor vyjadřuje prostřednictvím své vodivosti G . Bude-li na výstup tohoto zdroje připojena zátěž R_Z s měnícím se odporem, bude se na ní v závislosti na hodnotě odporu měnit také napětí, které je zároveň i na vnitřní vodivosti G . To má za následek změnu proudu vnitřním odporem a při neměnném proudu I_0 také změnu proudu samotnou zátěží. Výsledná rovnice pro výstupní proud I_{OUT} tekoucí zátěží R_Z může po odvození z předešlé rovnice vypadat takto:

$$I_{OUT} = I_0 - I_G = I_0 - \frac{R_Z I_{OUT}}{R_i} = I_0 - R_Z I_{OUT} G_i$$

Toto chování vystihuje zatěžovací charakteristika reálného zdroje na obrázku 3.



Obrázek 3. Výstupní charakteristika reálného zdroje proudu

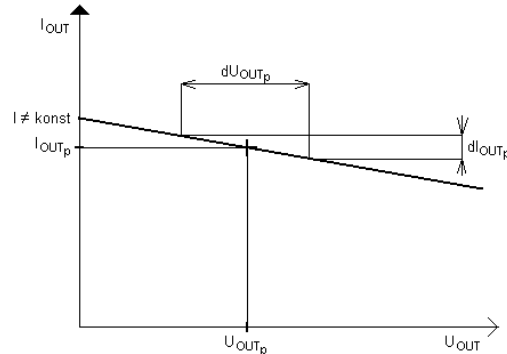
Pro co neoptimálnější využití proudového zdroje se volí pracovní bod, který je definován hodnotami výstupního proudu a napětí. Pro pracovní bod je možno odečíst hodnoty napětí a proudu z obou os charakteristiky a podle Ohmova zákona určit statický vnitřní odpor:

$$R_S = \frac{1}{G_S} = \frac{U_{OUT}}{I_{OUT}} \Big|_P$$

Kromě statického vnitřního odporu zdroje existuje také diferenciální, ten je definován jako tečna k zatěžovací charakteristice v místě pracovního bodu:

$$R_D = \frac{1}{G_D} = \left. \frac{dU_{OUT}}{dI_{OUT}} \right|_P$$

tento vztah potom odpovídá směrnici zatěžovací charakteristiky v pracovním bodě. Uvedené souřadnice jsou odečteny z obrázku:



Obrázek 4. Určení statického a diferenciálního vnitřního odporu

Velikost diferenciálního odporu určuje tedy sklon zatěžovací charakteristiky, ideální je sklon nulový, R_D proto požadujeme co nejbližší nule. Hodnota diferenciálního odporu ale může být na rozdíl od hodnoty odporu statického i záporná. Takového jevu je možno dosáhnout realizací zdroje z polovodičových součástek a využitím zpětných vazeb, kdy vnitřní statický i dynamický odpor již nemusí být konstantní. Pro dosažení co nejideálnějšího zdroje potom požadujeme co nejvyšší hodnotu odporu statického a hodnotu odporu diferenciálního co nejvíce blíží se nule. Fakt, že požadujeme co nejvyšší hodnotu statického odporu potvrzuje uvedená rovnice pro výpočet výstupního proudu na straně 6, kde při dosazení vysokého odporu R_i (resp. nízké vodivosti G_i) dochází k podstatně menším změnám výstupního proudu vlivem měnícího se odporu zátěže.

Popsané zdroje proudu lze dále rozdělit na nezávislé a řízené.

Nezávislý zdroj proudu je takový, který dodává konstantní požadovaný proud bez ohledu na jakékoliv jiné obvodové veličiny.

Řízený zdroj je charakteristický jistou závislostí výstupu na vstupu, kdy jako vstup můžeme uvažovat napětí, proud případně i jinou fyzikální veličinou.

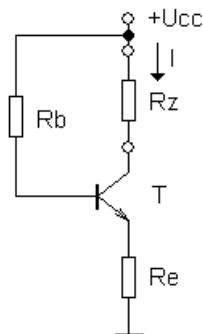
2. Použití bipolárního tranzistoru jako zdroje proudu

2.1. Nezávislé zdroje proudu

2.1.1. Jednoduchý zdroj proudu s jedním tranzistorem

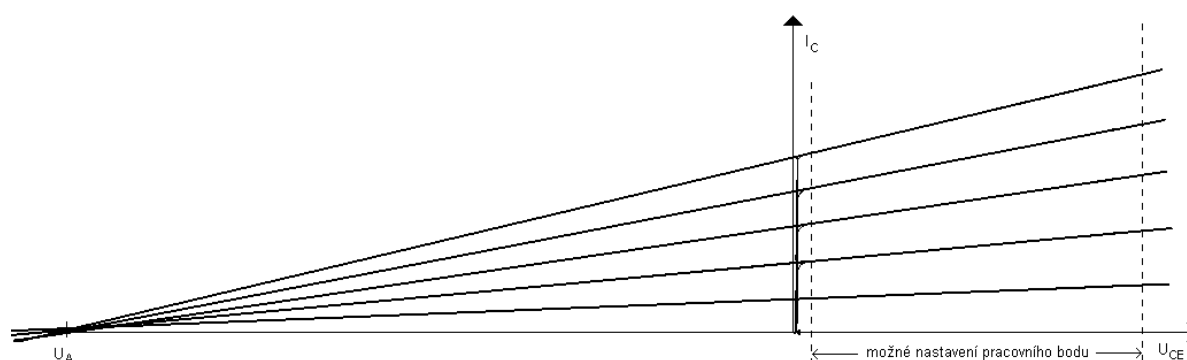
Jak už je známo, bipolární tranzistor je součástka zesilující proud. Proudové zesílení udává parametr β . Nejnázornější ukázka a princip činnosti zdroje proudu s bipolárním tranzistorem spočívá v zapojení se společným emitorem, kde do vstupu tranzistoru teče proud I_B a z výstupu odebíráme požadovaný proud I . Příklady zapojení budu uvádět pro tranzistory typu NPN.

Základní zapojení jednoduchého zdroje proudu je na obrázku 5.



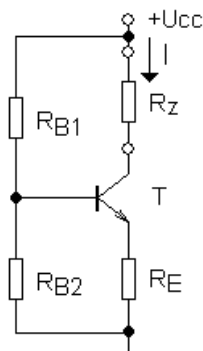
Obrázek 5. Jednoduchý zdroj proudu

Princip činnosti spočívá v zesílení vstupního proudu ve výstupní a využití závislosti proudu I na napětí U_{CE} . Závislost výstupního proudu na výstupním napětí je znázorněna ve výstupních charakteristikách tranzistoru na obrázku 6.



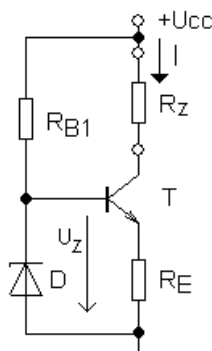
Obrázek 6. Výstupní charakteristiky bipolárního tranzistoru a Earlyho napětí

Je zde vidět průběh výstupního proudu, který má při vhodném nastavení pracovního bodu tranzistoru v naznačené oblasti téměř konstantní hodnotu při měnícím se napětí U_{CE} , ve skutečnosti jsou charakteristiky více rovnoběžné s osou napětí, obrázek je upraven, aby bylo možno zakreslit souřadnici Earlyho napětí. Skutečný mírný sklon charakteristik je způsoben Earlyho jevem, kdy se projevuje závislost proudového zesilovacího činitele β na výstupním napětí. Earlyho jev je možné omezit přidáním rezistoru R_E mezi emitor a zem, čímž se sníží změny napětí mezi kolektorem a emitorem při změnách odporu zátěže. Je vhodné také nastavit pracovní bod tranzistoru přivedením stejnosměrného předpětí na bázi prostřednictvím děliče napětí. Takto vniklé zapojení je na obrázku 7.



Obrázek 7. Nastavení pracovního bodu děličem napětí

Případně je možné stabilizovat pracovní bod pomocí parametrického stabilizátoru napětí tvořeným odporem R_B a Zenerovou diodou připojeným výstupem k bázi tranzistoru tak, jak je znázorněno na obrázku 8:

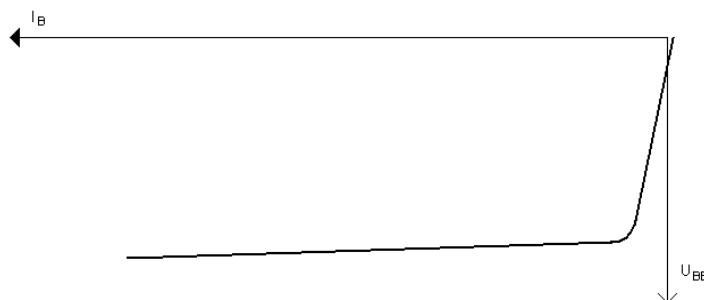


Obrázek 8. Zdroj proudu se Zenerovou diodou

Na přechodu B-E tranzistoru je potom konstantní napětí a teče jím za určitých okolností konstantní proud. Vstupní proud je následně zesílen na téměř konstantní hodnotu I rovnou součinu βI_B . Vztah pro výstupní proud v závislosti na výstupním napětí stabilizátoru U_Z je

$$I = \beta \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E (\beta + 1)}$$

Výrazná nevýhoda tohoto a předešlých zapojení je v silné závislosti proudu I_B na napětí U_{BE} , znázorněno na vstupní charakteristice tranzistoru. Kolísáním napětí U_Z v závislosti na napájecím napětí U_{CC} dochází ke změnám vstupního proudu I_B což má silný vliv na velikost výstupního proudu I .

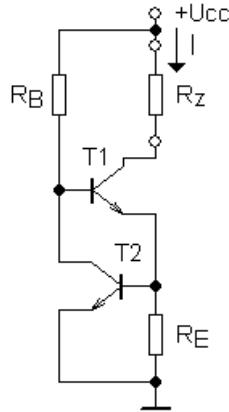


Obrázek 9. Vstupní charakteristika bipolárního tranzistoru

Na nekonstantnost výstupního proudu současně s kolísáním vstupního proudu má vliv také Earlyho jev, tento zde však nezpůsobuje příliš velké kolísání. Pro dosažení konstantního výstupního proudu je tedy třeba užít co nejkvalitnějšího stabilizátoru napětí.

2.1.2. Zdroj proudu se dvěma tranzistory

Jiným zdrojem proudu je zapojení se dvěma tranzistory totožných parametrů, zejména proudového zesilovacího činitele β . Schéma zapojení je na obrázku 10.



Obrázek 10. Zdroj proudu se dvěma tranzistory

Princip činnosti je následující, vlivem působení napájecího napětí dojde k otevření tranzistoru T1 jehož kolektorem protéká proud do emitorového odporu R_E , kde vzniká napětí, které otevírá T2. Vlivem otevírajícího se T2 již dále neroste proud I_B tranzistoru T1 a tranzistor se dále neotvírá. To má vliv na T2 čímž dochází k ustálení obvodových veličin v předpokládaném pracovním bodě. Rezistory R_B a R_E požadujeme se stejnou hodnotou odporu. Jako zdroj konstantního proudu obvod pracuje tak, že T2 snímá prostřednictvím úbytku napětí na R_E výstupní proud I tekoucí T1. R_E spolu s T2 zde tedy pracuje jako záporná zpětná vazba. V tom spočívá podstatná výhoda zapojení, kdy výstupní proud není závislý na velikosti napájecího napětí. Proudů bází I_B obou tranzistorů se navzájem zcela kompenzují při uvažování jejich rovnosti. Pro výstupní proud potom platí jednoduchý vztah

$$I = \frac{U_{R_E}}{R_E} = \frac{U_{BE2}}{R_E}$$

Hodnota výstupního proudu je tedy nepřímě úměrná velikosti odporu rezistoru R_E . Napětí mezi bází a emitorem je možné předpokládat na hodnotu cca 0,7 V. Zapojení je výhodné díky své jednoduchosti a nezávislosti výstupního proudu na napájecím napětí. Vyšší konstantnosti výstupního proudu je možné dosáhnout užitím tranzistorů s vysokým proudovým zesilovacím činitelem. Nevýhodou může být požadavek na shodné parametry obou tranzistorů a rezistorů. Shodnosti vlastností tranzistorů je možné zajistit například realizací celého zapojení na jednom čipu.

2.2. Řízené zdroje proudu – proudová zrcadla

Největší význam při realizaci integrovaných obvodů mají zdroje proudu řízené proudem nazývané jako proudová zrcadla. Jak už z názvu vyplývá, jedná se o zdroje proudu opakující na svém výstupu proud tekoucí vstupními svorkami. I zde je nutné uvažovat ideální a reálné zrcadlo. Rozdíl mezi nimi spočívá samozřejmě v hodnotě výstupního odporu, navíc zde figuruje ještě vstupní odpor. Ideální proudové zrcadlo má nekonečně malý vstupní odpor. Tento požadavek na vstupní odpor je důležitý k tomu, aby nedocházelo k ovlivňování protékajícího proudu vstupem zrcadla. Reálné zrcadlo má však vstupní odpor poměrně vysoký a jeho snížení se provádí další modifikací základních zapojení. Další rozdíl reálného od ideálního je ve směru proudu, který ideální proudové zrcadlo zrcadlí na výstup v obou směrech, ve skutečnosti je však možné zrcadlit pouze proud jednoho směru v závislosti na typu použitých tranzistorů. Kromě vstupního a výstupního odporu a směru proudu je důležitý přenos proudu, ukazující jak přesně obvod kopíruje vstupní proud. Proudový přenos pro proudové zrcadlo v ideálním případě představuje hodnotu 1. Chyby v zrcadlení jsou

způsobeny v největší míře vlivem zakřivení výstupních charakteristik tranzistoru – již zmíněný Earlyho efekt.

Proudového zrcadla je možno použít jako zdroje proudu, opakovače proudu anebo s využitím vysokého vnitřního odporu jako vysokoohmového odporu, pro aplikaci v aktivních zátěžích. Z hlediska výroby aktivní zátěž vyžaduje mnohem menší plochu čipu než klasický vysokoohmový rezistor vyrobený difúzí. Z hlediska vlastností a účinnosti se aktivní zátěž projevuje podstatně nižšími parazitními kapacitami, dále je díky nim možné snížit příkon celého obvodu a dosahovat vyšších účinností například u zesilovačů.

Princip zrcadlení spočívá v užití dvou totožných tranzistorů, kdy se využívá shodnosti jejich vstupních charakteristik a proudového zesilovacího činitele β . Potom vstupní proud tekoucí jedním z přechodů vstupního tranzistoru se zrcadlí do proudu tímtež přechodem tranzistoru výstupního. Vstupem a výstupem teče proud stejné velikosti i směru.

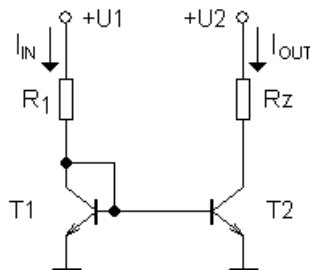
Proudová zrcadla jsou použita ve vnitřních strukturách operačních zesilovačů, ve více generacích proudových konvektorů, invertujících konvektorů, proudových konvektorů s rozdílovým napětovým vstupem a vyváženým proudovým výstupem nebo konvektorů s rozdílovým a součtovým vstupem, zesilovačů s proudovou zpětnou vazbou (CFA) anebo transadmitančních zesilovačů (OTA, BOTAs).

2.2.1. Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo

Pro zjišťování parametrů uvedených obvodu, byl použit simulační program OrCad Pspice 15.7. Zjištění některých vstupních a výstupních odporů a proudových přenosů bylo postaveno na základě využití simulačního programu Snap.

Základní zapojení tvoří Widlarovo proudové zrcadlo. Robert J. Widlar (Listopad 1937 – Únor 1991) byl průkopníkem v elektrotechnice který si vytvořil pověst ve Fairchild Semiconductor v roce 1960. Navrhl čtyři významné výrobky pro Fairchild včetně úspěšného operačního zesilovače $\mu A709$.

K realizaci jednoduchého Widlarova proudového zrcadla stačí pouze dva bipolární tranzistory. U tranzistorů vyžadujeme aby jejich vlastnosti byly co nejvíce totožné, a to zejména jejich napětí U_{BE} a proudový zesilovací činitel β . Schéma zapojení je na obrázku 11.



Obrázek 11. Widlarovo proudové zrcadlo

Princip činnosti je následovný, vstupní proud I_{IN} prochází propustně pólovaným přechodem B-E tranzistoru T1, čímž vzniká úbytek napětí U_{BE} mezi svorkami B-E, toto napětí je zároveň i na přechodu B-E tranzistoru T2 a vyvolává tak proud I_{OUT} stejné hodnoty jako vstupní avšak snížený o proud tekoucí do báze T2 protože vstupující proud I_{IN} protéká rezistorem R1 a dělí se na polovinu v uzlu, kde jsou propojeny báze tranzistorů. Jedna polovina potom teče do báze T2, čímž dochází k chybě zrcadlení. Tato chyba vzhledem k velikosti zrcadleného proudu dosahuje pouze jednotek procent. Celkový přenos proudu však zásadněji ovlivňuje rozdílná hodnota napětí U_{CE} u obou tranzistorů. U T1 je napětí U_{CE} rovno napětí U_{BE} , tedy

méně jak 1V, u T2 je podstatně větší a jak je již známo, hodnota napětí U_{CE} ovlivňuje proudový zesilovací činitel tranzistoru a tím také i při neměnném báзовém proudu výstupní proud I_{OUT} . Výstupní proud je tedy závislý na napětí U_{CE} tranzistoru T2. Projevy této chyby je možno potlačit aplikací proudové zpětné vazby tvořené rezistory zařazenými v emitorech tranzistorů tak, jak tomu bylo u jednoduchého zdroje proudu. Celkový proudový přenos jednoduchého Widlarova zrcadla je možné vyjádřit základním vztahem (1)

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{\beta}{\beta + 2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (1)$$

Přenos je tedy téměř přímo úměrný proudovému zesilovacímu činiteli tranzistorů. Čím vyšší bude proudový zesilovací činitel tranzistoru, tím více se bude potlačovat chyba zrcadlení a proudový přenos jednoduchého Widlarova zrcadla se bude blížit jedné.

V provedených simulacích byly použity tranzistory s Earlyho napětím 60,5V a proudovým zesilovacím činitelem $\beta = 200$. Referenční proud I_{IN} byl nastaven na 400 μ A, napájecí napětí U_2 na 10V. Byly získány tyto výsledky: Citlivostní analýza udává největší závislost výstupního proudu I_{OUT} na proudovém zesilovacím činiteli β tranzistoru T2 a to 17,82 nA z 1% činitele β . Toto vyjádření znamená nárůst proudu I_{OUT} o 17,82 nA při zvýšení činitele β o 1%. Citlivostní analýza dále ukazuje závislost výstupního proudu na vstupním, a to 4,008 μ A/4,000 μ A. Odtud lze stanovit chybu zrcadlení proudu

$$\delta_{K_I} = \frac{4,008 - 4,000}{4,000} \cdot 100 = 0,2\%$$

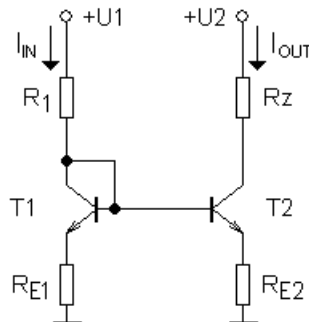
Pomocí teplotní analýzy byla zjištěna závislost výstupního proudu na teplotě. Výstupní proud se mění se směrnici 30nA/°C, což odpovídá změně tohoto výstupního o 7,5 $\cdot 10^{-3}$ % při změně teploty o 1°C. Jedná se o poměrně dobrý výsledek, avšak se vzrůstajícím vstupním proudem se tato chyba zvětšuje.

Takto bude postupováno i při vyhodnocování analýz následujících proudových zrcadel.

Vstupní odpor je poměrně velký, může dosahovat hodnot od 30 do 20 Ω . Požadujeme co nejnižší hodnotu. Výstupní odpor představuje odpor kolektoru r_{CE} T2 závislý na hodnotě napětí U_{CE} , Earlyho napětí U_A a proudu I_C , typicky se může pohybovat v rozmezí 1 až 100k Ω .

2.2.2. Modifikace Widlarova zrcadla přidáním proudové zpětné vazby

Přidáním zpětné vazby se snižuje chyba zrcadlení způsobená Earlyho jevem. Mezi zem a emitory obou tranzistorů přidáváme rezistory R_E .



Obrázek 12. Modifikace Widlarova zrcadla přidáním proudové zpětné vazby

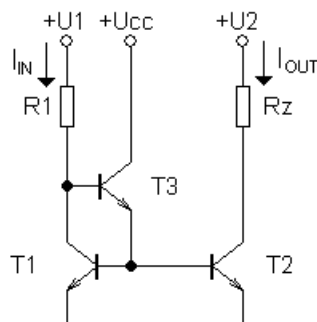
Všechny hodnoty součástek, napájecí napětí i zrcadlicí proudy byly pro srovnání zachovány. Podle citlivostní analýzy opět zjišťujeme parametr, který má největší vliv na kvalitu zrcadlení, je jím opět činitel β . Výstupní proud při změně β o 1% roste o 19,89nA. Chyba zrcadlení je

v tomto případě rovna -1,6%. Přínos této modifikace zapojení spočívá v nepatrném zmenšení teplotní závislosti výstupního proudu. I_{OUT} roste se směrnici $29\text{nA}/^\circ\text{C}$, tedy o $7,25 \cdot 10^{-3} \%$ na $^\circ\text{C}$.

Odpor rezistoru R_E značně ovlivňuje závislost proudového zrcadla na teplotě, při vyšším R_E (řádově kiloohmy) je však třeba volit vyšší napájecí napětí, což má naopak za následek zhoršení proudového přenosu.

2.2.3. Modifikace Widlarova zrcadla s omezenými bázovými proudy

Chybu zrcadlení způsobenou proudem do báze tranzistoru můžeme eliminovat zařazením třetího tranzistoru do vstupního obvodu. Opět zde požadujeme aby přidaný tranzistor T3 byl parametry shodný s tranzistory T1 a T2. Část vstupního proudu tekoucího do báze T3 se zesiluje na hodnotu dvojnásobku bázového proudu, který je odebrán z emitoru do bází T1 a T2. Vstupní proud I_{IN} je tak zatěžován pouze jedním bázovým proudem a to proudem I_B T3.



Obrázek 13. Modifikace Widlarova zrcadla s omezenými bázovými proudy

Pro proudový přenos potom platí vztah

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + \beta}} \quad (2)$$

Ve srovnání se vztahem pro proudový přenos u jednoduchého Widlarova zrcadla zde vystupuje navíc člen β^2 ve zlomku ve jmenovateli.

V simulacích byly použity shodné tranzistory jako u jednoduchého Widlarova zrcadla, vstupní proud i napájecí napětí zůstávají rovněž shodné. Citlivostní analýza zde ukazuje nejvyšší závislost výstupního proudu na proudovém zesilovacím činiteli tranzistoru T2 a to $2,94\text{nA}$ na $\% \beta$. Znamená to přibližně šestkrát menší závislost proudového přenosu na činiteli β oproti jednoduchému zrcadlu. Směrodatným je však skutečný proudový přenos tohoto zrcadla, podle citlivostní analýzy dojde k nárůstu výstupního proudu I_{OUT} o $4,029\mu\text{A}$ jestliže proud I_{IN} vzroste o $4,000\mu\text{A}$. Chyba zrcadlení zde činí $0,725\%$, což je lepší výsledek než u Widlarova zrcadla s emitorovými rezistory. Rozdíl mezi dosud uvedenými variantami proudových zrcadel je v teplotní závislosti velikosti výstupního proudu I_{OUT} . Zde podle teplotní analýzy proud I_{OUT} roste se směrnici $23\text{nA}/^\circ\text{C}$, což je dosud nejlepší výsledek.

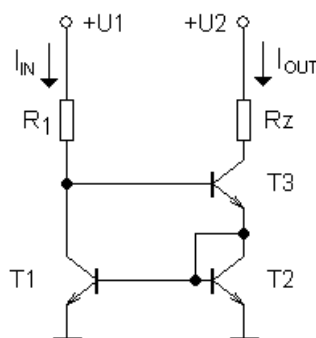
Pro aplikace těchto obvodů jako aktivních zátěží v zesilovačích, je velmi důležitý jejich výstupní odpor. Je požadováno aby výstup proudového zrcadla byl velmi velký, řádově desítky až stovky kiloohmů. Výstupní odpor dosud zmíněných zdrojů proudu je prakticky stejný, za předpokladu shodných parametrů tranzistorů a přibližně stejného výstupního proudu. Je potom dán odporem přechodu C-E tranzistoru T2 a určí se podle vztahu

$$r_{OUT} = \frac{U_A + U_{CE2}}{I_{OUT}} = \frac{60,5 + 5,8}{400 \cdot 10^{-6}} = 165,5 k\Omega \quad (3)$$

V praktických aplikacích, kde vyžadujeme vyšší proudy tekoucí výstupem zesilovacího stupně bude tento odpor, podle uvedeného vztahu bohužel nižší, je tedy třeba volit kompromis mezi velikostí proudu a odporem aplikované aktivní zátěže.

2.2.4. Wilsonovo proudové zrcadlo

Wilsonovo proudové zrcadlo je tvořeno třemi tranzistory, z nichž T1 a T2 pracují jako proudové zrcadlo a T3 zastává činnost proudové zpětné vazby. Zapojení nevyžaduje externí napájecí napětí.



Obrázek 14. Wilsonovo proudové zrcadlo

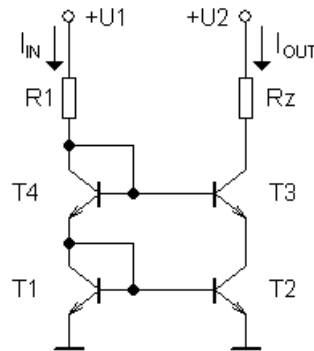
Vstupní proud I_{IN} vyvolává napětí mezi kolektorem a emitorem T1, část tohoto napětí je také mezi bází a emitorem T3, čímž dochází k jeho otevření a průchodu proudu I_{OUT} přes T2. Na T2 vzniká úbytek napětí u_{BE} , který je zároveň mezi bází a emitorem T1, který se tak otevírá a dochází následně reakci T3 jakožto proudové zpětné vazby. Proudová zpětná vazba zde značně potlačuje zakřivení výstupních charakteristik. Velikost proudu protékajícího kolektorem T2 je při shodných parametrech tranzistorů přesně rovna proudu I_{IN} . Celkový proudový přenos dosahuje hodnot velmi blízkých jedné. Vztah pro proudový přenos Wilsonova zrcadla je

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}} \quad (4)$$

V prováděných simulacích byly použity opět tytéž tranzistory s Earlyho napětím 60,5V a činitelem $\beta = 200$. Vstupní proud byl zvolen na 400 μ A a výstupní napětí U_2 na 20V. Na základě citlivostní analýzy byly získány tyto výsledky: Nárůst vstupního proudu I_{IN} o 1% se projeví vzrůstem I_{OUT} o 3,977. Chyba zrcadlení v tomto případě činí -0,57%. Nevýhodou je potřeba vyššího napájecího napětí U_2 , při napětí $U_2 = 10V$ chyba zrcadlení na základě citlivostní analýzy dosahuje -0,75%. Bude tedy třeba volit kompromis mezi kvalitou zrcadlení a velikostí dostupného napájecího napětí. Teplotní analýza ukazuje změnu výstupního proudu se směrnici 8nA/ $^{\circ}$ C, tedy 2.10⁻³%/ $^{\circ}$ C. To je dosud nejnižší získání teplotní závislosti výstupního proudu na teplotě, čím vyšší bude napětí U_2 , tím méně teplotně závislý bude výstupní proud.

Nevýhodou Wilsonova zrcadla je však jeho velký vstupní odpor, který se pohybuje v řádech kiloohmů. Výstupní odpor je již v řádech megaohmů. Wilsonovo zrcadlo se tedy vyznačuje velmi dobrým proudovým přenosem a výstupním proudem, handicapem je však velmi velký vstupní odpor.

2.2.5. Proudové zrcadlo v kaskodovém uspořádání



Obrázek 15. Proudové zrcadlo v kaskodovém uspořádání

Pro přenos proudu platí vztah

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{\beta^3 + \beta^2}{\beta^3 + 5\beta^2 + 6\beta + 2} = \frac{1}{1 + \frac{4}{\beta + 1} + \frac{6}{\beta^2 + \beta} + \frac{2}{\beta^3 + \beta^2}} \quad (5)$$

To je zatím nejsložitější popsany vztah. Co se týče chyby zrcadlení, je u tohoto zapojení nejvyšší. Dle citlivostní analýzy je $-2,6\%$. Vstupní proud je nastaven na $400\mu\text{A}$, napětí U_2 na 10V . Tranzistory jsou použity stejné jako u předešlých zapojení. Teplotní závislost výstupního proudu udává směrnice $48\text{nA}/1^\circ\text{C}$, tedy $0,012\%/^\circ\text{C}$. Zapojení je nejméně vhodné pro použití jako proudového zrcadla, pro svou chybu zrcadlení, avšak může poskytovat vysoký výstupní odpor, dosahující jednotek megaohmů. Proudové zrcadlo v kaskodovém uspořádání je tedy vhodné pro použití jako aktivní zátěž v zesilovačích.

3. Použití proudového zrcadla jako aktivní zátěže v BJT zesilovačích

3.1. Princip aktivních zátěží

Aktivní zátěž může být součástí obvodu s tranzistorem pracujícím v aktivním režimu. Náhraza odporové pasivní zátěže proudovým zdrojem o vysokém výstupním odporu vede ke zvětšení napěťového zesílení. Cílem jak minimalizace, tak i dosažení lepších vlastností je eliminovat rezistorové zátěže a nahradit je zátěžemi aktivními. V běžných zesilovacích stupních je zisk omezen odporem kolektoru. Zvýšit zisk zesilovače je možné zvýšením hodnoty odporu v kolektoru, toto má však za následek změnu klidového pracovního bodu a s tím související pokles kolektorového proudu. Na proudu kolektorem je závislý proudový zesilovací činitel β . Díky tomu se zisk nezvýší na požadovanou úroveň. Pro vysoký napěťový zisk potřebujeme tedy vysoký odpor kolektorového rezistoru a to i v řádech stovek kiloohmů. Tím však dostáváme velmi nízký proud kolektorem a bohužel i nízký proudový zesilovací činitel β , což znemožňuje dosažení vysokého napěťového zisku zesilovače. Řešení tohoto problému spočívá v realizaci kolektorové zátěže prostřednictvím aktivních prvků, které zajistí nastavení standardního 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. Tím zajistíme nastavení pracovního bodu tranzistoru a zvýšení napěťového přenosu zesilovače se zachováním nominálních hodnot proudového zesilovacího činitele β .

Jako aktivní zátěž pro zesilovače nízkých výkonů lze použít tranzistoru zapojeného jako proudový zdroj, či proudového zrcadla. Princip funkce jednoduché aktivní zátěže je také zřejmý z výstupních charakteristik tranzistoru, uvedených na obrázku 6 v úvodu. Klidový pracovní bod je nastaven proudem kolektorem a napětím U_{CE} zesilovacího stupně a taktéž tranzistoru ve funkci zdroje proudu. Pro změnu pracovního bodu vyvolanou přivedením zesilovaného signálu se bude tranzistorová aktivní zátěž chovat jako rezistor o odporu vyjádřeným vztahem (3), obecně:

$$r_{zát} = \frac{U_A + U_{CE}}{I_C} \quad (6)$$

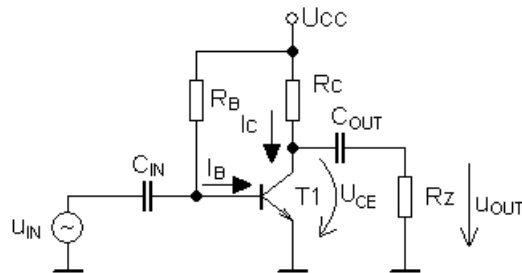
A vzhledem k tomu, že Earlyho napětí U_A v závislosti na typu tranzistoru dosahuje desítek voltů a proud kolektorem I_C jednotek miliampér, případně i více, bude $r_{zát}$ dosahovat jednotek až stovek kiloohmů.

Pro výkonové zesilovače již bývá obtížné aplikovat proudové zdroje z důvodu potřeby velkých hodnot proudů, řešení zde spočívá v použití transformátoru jako zátěže. Princip činnosti takové zátěže je prakticky totožný jako u tranzistorů. Primární vinutí zde udává polohu klidového pracovního bodu, pro střídavé složky signálu je vinutí chová již jako vysoká impedance. V oboru mikroelektroniky je však podstatné navrhovat obvody, které bude možno minimalizovat a integrovat, tedy zesilovače pro nízké výkony.

3.2. Použití aktivních zátěží v zesilovačích

3.2.1. Zapojení se společným emitorem

Jedná se zde o jednostupňový zesilovač se společným emitorem. Nejjednodušší aplikací aktivní zátěže je zařazení přechodu C – E dalšího tranzistoru namísto kolektorového odporu R_C zesilovacího tranzistoru.



Obrázek 16. Zesilovač v zapojení se společným emitorem s odporovou zátěží

Záměna aktivního prvku za pasivní výrazně usnadní proces integrace, protože tranzistor zabere mnohem menší plochu než původní rezistor. To dává možnost realizace složitějších a kvalitnějších aktivních zátěží. Aplikace aktivní zátěže s sebou přináší zásadní rozdíly parametrů zesilovače. V zapojení na Obrázku 16. je základní zesilovač bez zpětné vazby a aktivní zátěže. Klidový pracovní bod je nastaven proudem I_C a napětím U_{CE} .

V simulačním programu OrCad Pspice 15.7 byla provedena analýza tohoto zesilovače bez užití aktivní zátěže, pracovní bod byl nastaven rezistory R_C a R_B . V simulaci byl použit tranzistor 2N2222 s proudovým zesilovacím činitelem $\beta=200$, klidovým proudem kolektorem $I_C=10$ mA, bází $I_B=50$ μ A a napětím $U_{CE}=12,5$ V. Napájecí napětí $U_{CC}=25$ V. Obvod je na obrázku 16. Tento zesilovač měl napět'ový přenos signálu -192 přičemž na vstup byl připojen signál o kmitočtu 1 kHz. Přenos je závislý na kmitočtu zesilovaného signálu, v oblasti nízkých kmitočtů je ovlivněn vazebními kapacitami zařazenými na vstupu a výstupu

zesilovače a s rostoucím kmitočtem se zvětšuje až na hodnotu -192 , při středních kmitočtech od 100 Hz do 10 MHz je přenos téměř konstantní. Od 10MHz již klesá. Dosud získané výsledky byly určeny při teplotě 27°C . Poloha pracovního bodu tranzistoru je dále závislá na teplotě, to dokazuje teplotní analýza. Napětí U_{CE} klesá se strmostí $57,4\text{mV}/^{\circ}\text{C}$. Pro dosažení vyššího zisku v oblasti středních kmitočtů bychom museli zařadit další zesilovací stupeň. Principiálně je však jednodušší použít aktivní zátěže. Podrobný postup zařazení aktivní zátěže do obvodu je popsán v kapitole 4.

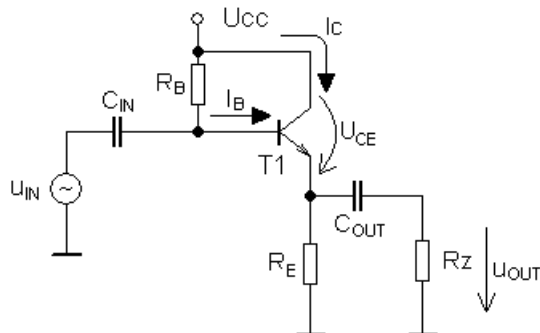
3.2.2. Emitorový sledovač

Emitorový sledovač je stupeň charakteristický napěťovým přenosem blízkým jedné. Jeho význam spočívá v zesilování proudu tekoucího do vstupu. Prakticky je emitorový sledovač možno využít jako koncový stupeň výše popsaných verzí zesilovačů, u kterých je dosaženo vysokého napěťového přenosu. Výstupní odpor těchto zesilovačů je velký a proto při připojení zátěže o nízké impedanci dojde poklesu amplitudy výstupního signálu. Emitorový sledovač tedy může sloužit jako proudové posílení výstupu zesilovače. Na výstup takto vzniklého zesilovače bude možno připojit již impedanci o nízkém odporu bez toho, že by došlo k poklesu napěťového přenosu.

Pro srovnávání výsledků bude uveden opět jednoduchý emitorový sledovač bez aplikované aktivní zátěže.

Pro simulace níže popsaného zapojení byly použity opět tranzistory s Earlyho napětím $60,5\text{V}$ a proudovým zesilovacím činitelem $\beta = 200$.

Obě zapojení mají pro srovnání nastavenou stejnou polohu klidového pracovního bodu takto: proud kolektorem $I_C = 10\text{mA}$, napětí $U_{CE} = 12,5\text{V}$, proud báze $I_B = 15\mu\text{A}$ a stejnosměrné napájecí napětí $U_{CC} = 25\text{V}$.



Obrázek 18. Emitorový sledovač s odporovou zátěží

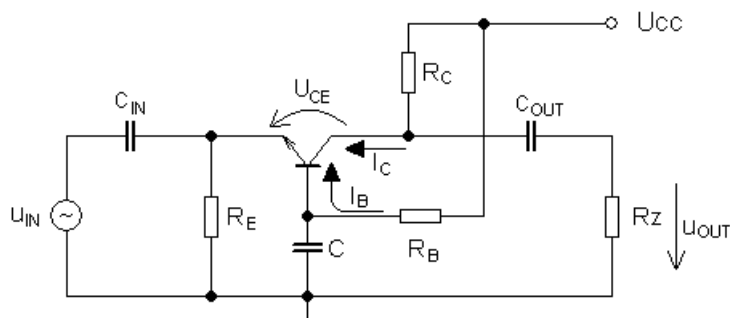
Napěťové zesílení při kmitočtu $f = 1\text{ kHz}$ je $0,9975$. Změřená kmitočtová charakteristika udává konstantní hodnotu přenosu až do kmitočtu 100MHz , kde napěťový přenos začíná výrazně klesat. Teplotní závislost polohy pracovního bodu se projevuje ve změně napětí U_{CE} s měnící se teplotou. Napětí U_{CE} roste se strmostí $57,4\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. Tento posun má vliv na zkreslení signálu o velké amplitudě, avšak při výchozí teplotě 27°C pro zmíněný pracovní bod může mít výstupní napětí rozkmit až 24V , tedy téměř celé napájecí napětí bez projevu zkreslení. Přenos popsaného emitorového sledovače je nezávislý na napájecím napětí, k poklesu přenosu dochází teprve až při napájecím napětí 9V a méně. Znamená to tedy, že emitorový sledovač bude mít přenos velmi blízký jedné, dokud napájecí napětí neklesne o 60% . Pochopitelně při již tak nízkém napětí nebude možno přenášet signály o amplitudě vyšší jak 100mV aniž by došlo k jejich zkreslení.

3.2.3. Zapojení se společnou bází

Zesilovač se společnou bází je ve většině případů použit jako impedanční přizpůsobení, vykazuje nízký vstupní odpor, výstupní odpor je naopak velký.

Pro srovnání jsou uvedeny opět dvě varianty, původní zapojení s pasivní zátěží a druhé s aktivní.

Pracovní bod byl u obou variant zesilovačů nastaven shodně a to: $U_{CE} = 8V$, $I_C = 5mA$, $I_B = 27 \mu A$, $U_{CC} = 12V$.



Obrázek 20. Zesilovač se společnou bází s odporovou zátěží

Zapojení s pasivní zátěží uvedené na obrázku 20 vykazuje napět'ové zesílení 40 při kmitočtu $f = 1kHz$. Prostřednictvím střídavé analýzy byl zjištěn průběh napět'ového zesílení v závislosti na kmitočtu následovně: při $f = 1kHz$ zesílení roste až do kmitočtu 10kHz kde dosahuje hodnoty 124 a do frekvence 10MHz je konstantní a následně klesá. Teprve až při kmitočtu 777MHz je zesílení rovno jedné.

Na základě teplotní analýzy byla získána závislost pohybu nastaveného pracovního bodu, napětí U_{CE} klesá se směrnici $-20mV/^\circ C$. Pracovní bod se tedy při měnící se teplotě nebude výrazně pohybovat a nebude tak omezováno zesílení tohoto stupně.

Při snižování napájecího napětí bylo sledováno zesílení, zesílení zde klesá přibližně o 11 na volt napájecího napětí. Výhodou u tohoto zapojení je, že i při velmi nízkém napájecím napětí nedochází ke zkreslování zesilovaného signálu.

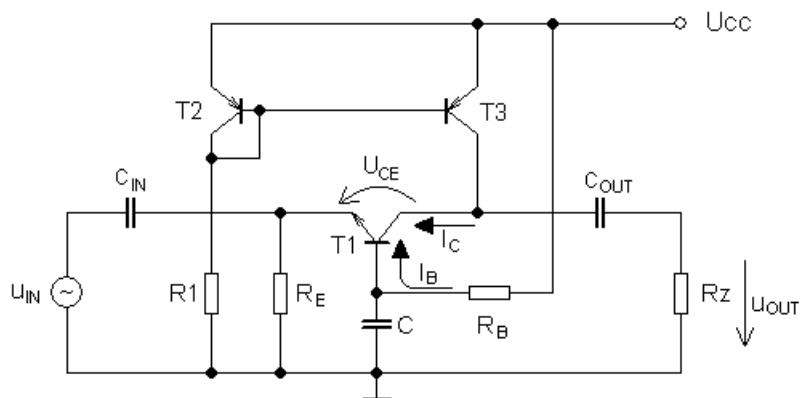
Po provedení stejných simulací u zesilovače s aktivní zátěží bylo zjištěno, že kmitočtová závislost zesílení, změna polohy pracovního bodu při změně teploty a závislost zesílení na napájecím napětí jsou totožné jako u pasivní zátěže. Navíc po provedení krokování odporu zatěžovacího rezistoru se obě varianty zesilovačů chovají shodně, to znamená, že i výstupní odpor zesilovačů je navzájem roven. Výstupní odpor je možno teoreticky vyjádřit takto:

$$s = 0,177 A/V$$

$$r_{BE} = \frac{1 + \beta}{s} = 1134,6 \Omega$$

$$R_{V_{yst}} = \frac{U_A + U_{CE}}{I_C} + \frac{r_{BE} R_E}{r_{BE} + R_E} \left(1 + s \frac{U_A + U_{CE}}{I_C} \right) = \frac{60,5 + 8}{5 \cdot 10^{-3}} + \frac{1134,6 \cdot 100}{1134,6 + 100} \left(1 + 0,177 \frac{60,5 + 8}{5 \cdot 10^{-3}} \right) = 236882,8 \Omega$$

kde s je strmost tranzistoru experimentálně zjištěná v simulaci Pspice. Výstupní odpor dosahuje vysoké hodnoty, vzhledem k předpokládanému nízkému vstupnímu odporu lze tento zesilovač s pasivní či aktivní zátěží použít jako impedanční přizpůsobení pro oblast vysokých kmitočtů do přibližně 700MHz. Zapojení je na obrázku 21.



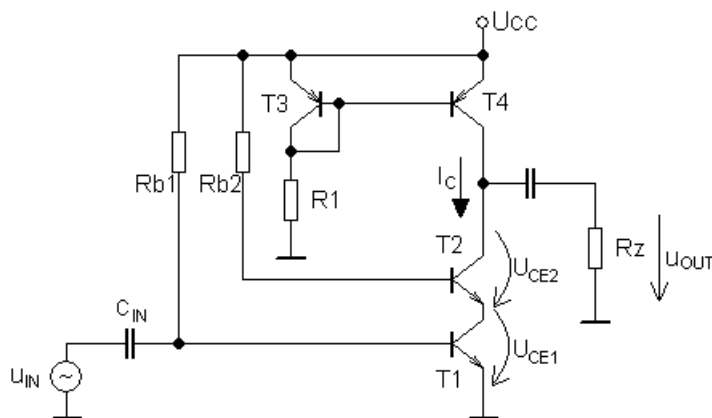
Obrázek 21. Zesilovač se společnou bází s aktivní zátěží

3.2.4. Kaskodový zesilovač

U kaskodového zesilovacího stupně s aplikovanou aktivní zátěží zobrazeného na obrázku 22 bylo při kmitočtu $f = 1\text{kHz}$ naměřeno napěťové zesílení -783 . Pracovní body tranzistorů byly nastaveny takto:

	$U_{CE1,2}$	I_C	$I_{B1,2}$	U_{CC}
T1	14,79V	5,8mA	30 μ A	25V
T2	0,73V		120 μ A	

Kmitočtová charakteristika udává nárůst zesílení v oblasti nízkých kmitočtů. Zesílení je do kmitočtu 1MHz konstantní. Mezní kmitočet zesilovače je 1,43MHz. Teplotní analýza udává závislost napětí U_{CE1} a U_{CE2} na teplotě se směrnici $-110\text{mV}/^\circ\text{C}$. Kaskodový zesilovač vzhledem k vyššímu počtu aktivních prvků pro svou činnost vyžaduje dostatečné napájecí napětí. Zesílení klesá o 13,4/V napájecího napětí. Při $U_{CC} = 7\text{V}$ je zesílení ještě -657 , při nižších napětích již zesilovač přestává pracovat.



Obrázek 22. Kaskodový zesilovač s aktivní zátěží

3.2.5. Diferenční zesilovač

Diferenční zesilovač sestává ze dvou vstupů, z nichž jeden je invertující a druhý neinvertující. Při přivedení signálů na oba vstupy dostaneme na výstupu okamžitý rozdíl

napětí na obou vstupech vynásobený napěťovým přenosem A_U . napěťový přenos se tedy určí ze vztahu

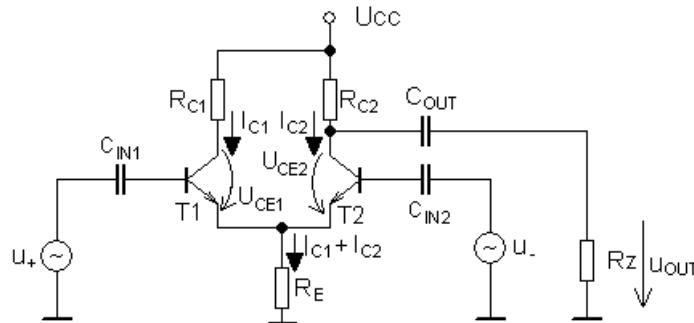
$$A_U = \frac{u_{výst}}{u_+ - u_-}$$

Uvedený jednoduchý zesilovač slouží zejména k porovnání napětí na vstupech, velké zesílení se u tohoto stupně nepožaduje.

Simulace byly provedeny opět pro dvě varianty zapojení, s pasivní a aktivní zátěží. Pracovní body tranzistorů T1 a T2 byly pro obě varianty zapojení nastaveny dle tabulky.

	$U_{CE1,2}$	$I_{C1,2}$	$I_{B1,2}$	U_{CC}
T1	7,1V	10,0mA	50 μ A	25V
T2	7,1V	10,0mA	50 μ A	

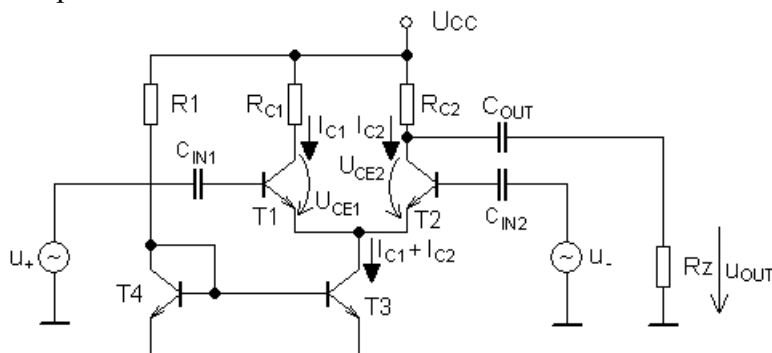
Diferenční zesilovač s pasivní zátěží na obrázku 23 vykazoval zesílení 192 při kmitočtu 1kHz, mezní kmitočet činí 6,2MHz, což je poměrně vysoká hodnota.



Obrázek 23. Diferenční zesilovač s odporovou zátěží

Napětí U_{CE1} a U_{CE2} udávající polohu pracovních bodů klesá se směrnici $-63,7\text{mV}/^\circ\text{C}$. Zesilovač je tedy teplotně závislý, při vysokých teplotách již začne zkreslovat výstupní signál. Nevýhodou zmíněného zapojení je velká závislost napěťového zesílení na napájecím napětí. Zesílení zde klesá o 2,0/V napájecího napětí. Minimální napájecí napětí je 14V, přičemž zesílení je 170.

Diferenční zesilovač s aktivní zátěží nahrazující emitorový rezistor R_E na obrázku 26 má zhoršené kmitočtové vlastnosti. Mezní kmitočet zde činí pouze 5,5MHz, zesílení při $f = 1\text{kHz}$ je 184, což odpovídá předešlé variantě.



Obrázek 24. Diferenční zesilovač s aktivní zátěží

Podstatné zhoršení však nastává v případě teplotní závislosti polohy pracovního bodu, která vykazuje dvojnásobnou závislost a to $130\text{mV}/^\circ\text{C}$. Výrazné zlepšení však nastává co se týče závislosti napěťového zesílení na napájecím napětí, kde zesilovač pracuje až do napětí $U_{CC} = 12\text{V}$, přičemž zesílení klesá o 1,0/V napájecího napětí.

4. Aplikace aktivní zátěže v zesilovači se společným emitorem

4.1. Zesilovač se společným emitorem a emitorovým sledovačem

Popis analyzovaných obvodů

Ve všech dále uvedených zapojeních bude tranzistor T1 pracovat jako zesilovací stupeň. Rezistor R_E bude vždy tvořit zpětnou vazbu působící na napětí u_{BE} tranzistoru T1. Smysl použití R_E spočívá zejména ve zlepšení teplotní stability zesilovače. Se změnou teploty dochází ke vzrůstu kolektorového proudu i proudu emitorem. Na R_E tím vzniká odpovídající úbytek napětí. Tento úbytek se podle rovnice $u_{BE} = u_B - u_{RE}$ přenáší na vstup tranzistoru T1, kde snižuje napětí u_{BE} , čímž dochází ke snížení kolektorového proudu. Jedná se o zápornou zpětnou vazbu, která omezuje velikost zesílení tranzistorového stupně. Mimo to také zvětšuje vstupní a výstupní odpor a snižuje vliv rozptylu parametrů tranzistoru na napěťové zesílení. Jeho použití přináší také pozitivní výsledky při snižování nelineárního zkreslení.

Všechna analyzovaná zapojení jsou napájena ze stejnosměrného zdroje napětím 16V. Je zkoumána stabilita pracovního bodu, zesílení, fázový posuv a zkreslení při změnách napájecího napětí. Dále je analyzován přenos a fázový posuv výstupu v závislosti na frekvenci přenášeného signálu. Zjištěné výsledky jsou prezentovány tabulkami s hodnotami teoretickými, simulovanými v PSpice a změřenými na realizovaném obvodu. Simulované a měřené hodnoty jsou doplněny příslušnými grafy frekvenčních závislostí přenosu a fázového posunu a dále napěťové stability pracovního bodu.

4.1.1. Základní zesilovač se společným emitorem bez aktivní zátěže s emitorovým sledovačem

Pro následující analyzované zapojení zesilovače nebyly použity žádné aktivní zátěže. Kolektorový rezistor R_C nastavuje společně s bázovými R_{B1} a R_{B2} pracovní bod tranzistoru T1, výstup se odebírá z kolektoru. Rezistor R_E nastavuje zesílení stupně a zlepšuje teplotní stabilitu obvodu.

Pracovní bod T1 a T2 je nastaven následovně:

U_{CC}	I_{B1}	I_{C1}	U_{C1}	I_{B2}	I_{C2}	U_{C2}
16V	50 μ A	10mA	8,00V	50 μ A	10mA	7,27

a hodnoty součástek jsou:

R_C	R_{B1}	R_{B2}	R_E	R_{E1}
800 Ω	10k Ω	1,4k Ω	150 Ω	675 Ω

Pro realizaci všech dalších zapojení jsou použity tyto tranzistory:

Tranzistory NPN s parametry:

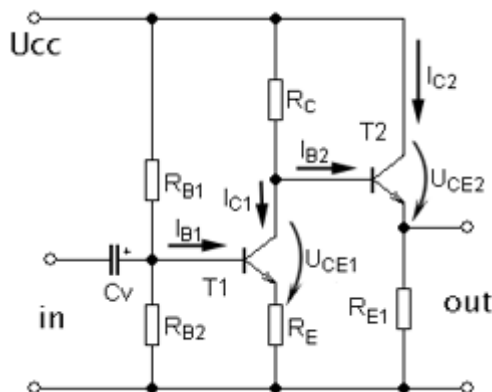
označení	U_{CEmax}	I_{Cmax}	U_A	h_{11}	h_{12}	h_{21}	h_{22}	s (y_{21})	C_{OUT}
BC546A	65V	100mA	125V	2,7k Ω	$1,5 \cdot 10^{-4}$	200	18 μ S	0,074 A/V	3,5pF

Tranzistory PNP s parametry:

BC556A	- 65V	- 100mA	70V	1,4k Ω	$2,5 \cdot 10^{-4}$	110	20 μ S	0,096 A/V	3,2pF
--------	-------	---------	-----	---------------	---------------------	-----	------------	-----------	-------

Popis obvodu

T1 pracuje v zapojení se společným emitorem, zajišťuje napětřové zesílení vstupního signálu. Tranzistor T2 je zapojen jako emitorový sledovač a zprostředkovává proudové zesílení výstupu T1 tak, aby nebylo ovlivněno napětřové zesílení. Proud odebíraný bází T2 z kolektoru T1 je podle PSpice 200krát nižší než samotný proud kolektorem I_{C1} a zesilovací stupeň T1 tak ovlivňuje pouze zanedbatelně.



Obrázek 25. Základní zesilovač bez aktivní zátěže

Napětřový přenos uvedeného stupně lze vyjádřit odvozením z Blackova vztahu, kde jako zpětnovazební smyčku uvažujeme přechod B-E tranzistoru T1 a rezistor R_E . Napětřový přenos T1 je pro základní kmitočet 1kHz roven

$$A_{uT1} = -\frac{sR_C}{1 + sR_E} = -\frac{0,074 \cdot 800}{1 + 0,074 \cdot 150} = -4,89 \quad (7)$$

Pokud budeme uvažovat skutečnost, kdy T2 v zapojení se společným kolektorem má napětřový přenos přibližně roven jedné, můžeme již určené A_u považovat za celkový napětřový přenos zesilovače. Přenos T2 je v širokém spektru frekvencí konstantní, avšak ne jednotkový, díky stoprocentní záporné zpětné vazbě, z níž vychází princip tohoto zapojení. Přenos tohoto stupně lze vyjádřit rovněž vztahem vycházejícím z Blackova vztahu, kdy zpětnovazební smyčku tvoří rezistor R_{E1} a odpor zátěže. Pro výstup naprázdno platí

$$A_{uT2} = -\frac{sR_{E1}}{1 + sR_{E1}} = -\frac{0,074 \cdot 675}{1 + 0,074 \cdot 675} = 0,98 \quad (8)$$

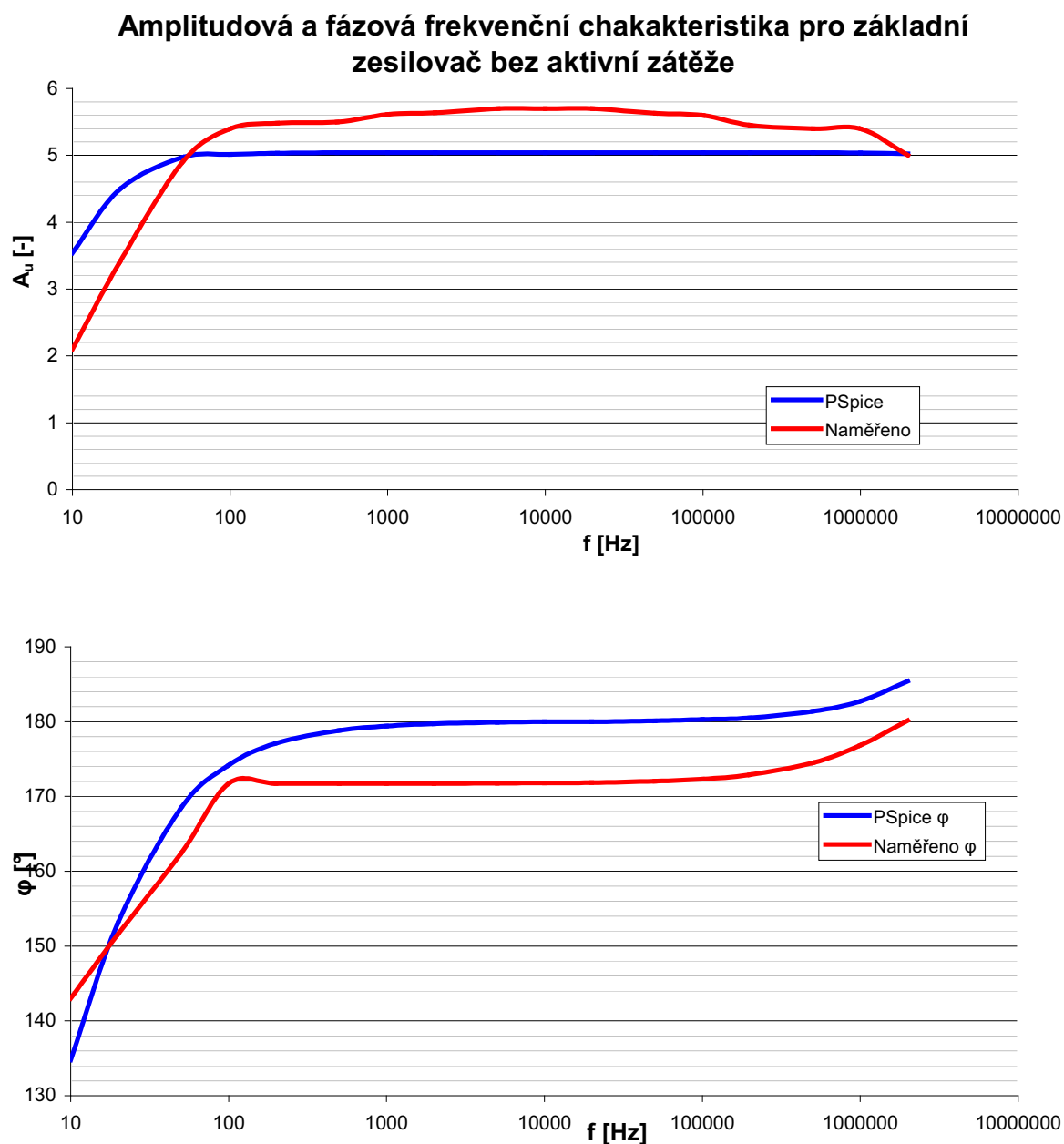
Výsledný přenos je potom dán součinem $A_u = A_{uT1} \cdot A_{uT2} = -4,79$. Fázový posun signálu je díky T1 roven 180° pro střední oblast kmitočtů. Teoretická hodnota vstupní a výstupní impedance je určena programem SNAP na základě katalogových parametrů h udávaných výrobcem. Vstupní impedance zde činí 1415Ω , výstupní 16Ω . Obvod na vstupu pro stejnosměrné napájení báze je tvořen pouze děličem napětí R_{B1} a R_{B2} , který nejvíce omezuje vstupní impedanci zesilovače. Další stabilizace pracovního bodu zde již není nutná, protože emitorový rezistor dobře kompenzuje výkyvy napájecího napětí i teploty. Mezní kmitočet je určen zejména prvním zesilovacím stupněm. Výpočet je proveden na základě znalosti výstupního odporu a výstupní kapacity tranzistoru T1 dle vztahu (9).

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{out} \cdot C_{outT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 716,35 \cdot 10^{-12}} = 63,5 \text{ MHz} \quad (9)$$

R_{out} je zjištěn pomocí programu SNAP a pro zjednodušení zastupuje paralelní kombinaci odporu R_C a výstupního odporu r_{CE} tranzistoru T1. Výstupní impedanci celého zesilovače určuje tranzistor T2 v zapojení se společným kolektorem.

Simulace v PSpice

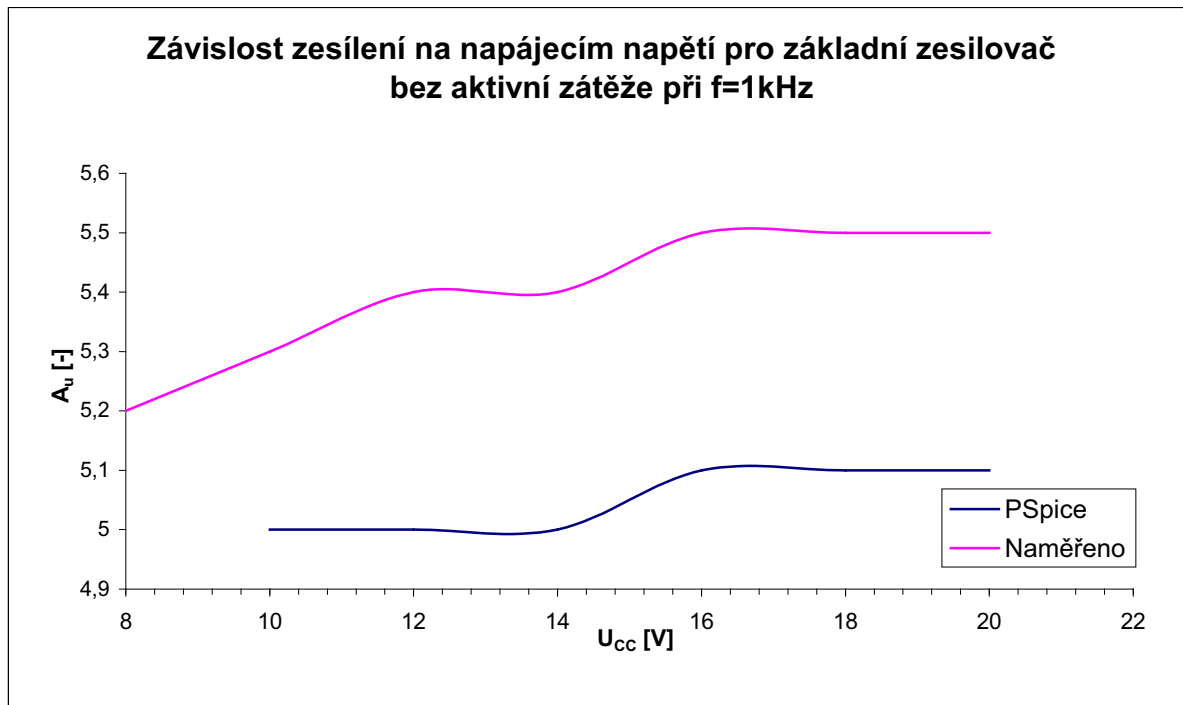
Analýza AC v PSpice udává přenos 5,10 pro frekvenci 1kHz, fázový posun výstupního signálu 180° v rozmezí kmitočtů 100Hz až 1MHz. Mezní frekvence přenosu zesilovače je 32 MHz. Tranzitní frekvence 237 MHz. Při vysokých kmitočtech již hrozí rozkmitání emitorového sledovače T4 vlivem parazitních kapacit mezi jeho vstupem a výstupem.



Graf 1. Frekvenční charakteristiky základního zesilovače bez aktivní zátěže

Při AC analýze bylo zjištěno, že minimální hranice napájecího napětí U_{CC} , při němž zesilovač ještě pracuje se zmíněným zesílením je 10V. Pro napětí U_{CC} nižší jak 10V dochází ke změně protékajícího proudu vlivem rozdílného úbytku napětí na rezistoru R_C a tím také ke změně nastaveného pracovního bodu. Přenos zesilovače pro nižší hodnoty U_{CC} dle střídavé analýzy již klesá vlivem poklesu kolektorového proudu a proudového zesilovacího činitele

tranzistoru T1. Pro hraniční napájecí napětí je již nutno uvažovat omezení v rozkmitu výstupního napětí. Amplituda výstupního napětí, dle analýzy Transient, v tomto případě nemůže přesáhnout 0,6V, což znamená, že vstupní napětí může dosahovat amplitudy maximálně 0,125V aby nedošlo ke zkreslení výstupu. Průběhy závislosti zesílení na napájecím napětí U_{CC} získané prostřednictvím PSpice a praktickým měřením jsou pro srovnání uvedeny v Grafu 2.



Graf 2. Průběh zesílení v závislosti na U_{CC} pro zákl. zesilovač

Vstupní impedance uvedeného zesilovače je podle AC analýzy v PSpice 1288 Ω . Výstupní impedance celého zesilovače je nižší než hodnota zjištěná pomocí SNAPu a dosahuje 25 Ω . Dosažené výsledky jsou shrnuty v Tabulce 1.

Tabulka 1. Číselné výsledky pro základní zesilovač bez aktivní zátěže

f = 1 kHz	Teoretická	PSpice	Naměřená
A_u	- 4,79	- 5,10	- 5,43
φ	180,0°	179,4°	171,7°
Z_{IN}	1415 Ω	1288 Ω	1310 Ω
Z_{OUT}	16 Ω	25 Ω	< 50 Ω
f_m	63 MHz	32 MHz	> 2MHz
U_{CC}	(10 – 20) V		(6 – 20) V

4.1.2. Zesilovač s aktivní zátěží se základní stabilizací pracovního bodu

Popis obvodu

Předmětem dalších analýz je zesilovač s aplikovanou aktivní zátěží. Aktivní zátěž je ve formě Widlarova zrcadla tvořeného komplementárními tranzistory T2 a T3 k tranzistoru T1. Pracovní body aktivních členů jsou nastaveny dle tabulky.

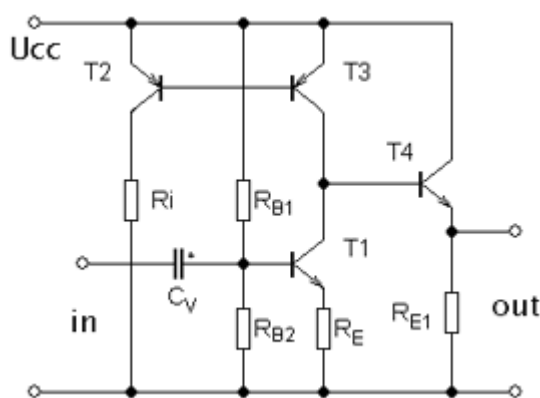
Pracovní bod T1 je nastaven následovně

U_{CC}	I_{B1}	I_{C1}	U_{C1}	I_{B4}	I_{C4}	U_{C4}	I_{IN}	I_{OUT}
16V	50 μ A	10mA	8,00V	50 μ A	10mA	7,27	10,17mA	10,05

a hodnoty součástek jsou zvoleny následovně:

R_C	R_{B1}	R_{B2}	R_E	R_{E1}	R_i	R_y	R_x
800 Ω	10k Ω	10k Ω	150 Ω	675 Ω	100	3,5k Ω	1,8k Ω

Uvedené zapojení na Obrázku 26 je pouze základní a je třeba jej upravit. Důvodem je zejména vyřešení stability polohy pracovního bodu. Pracovní bod je při použití aktivní zátěže obtížnější udržet v úzkých mezích oproti klasickému zesilovači bez aktivní zátěže. Modifikací základního zesilovače dostáváme obvod na Obrázku 27, další úvahy a analýzy budou prováděny již pro tento obvod. Proudové zrcadlo v použité variantě typu SOURCE má vstupní proud nastaven pouze rezistorem R_i . Vstupní proud je potom velmi silně závislý na velikosti napájecího napětí. Je proto třeba zajistit průtok konstantního proudu vstupem zrcadla a tím také konstantní proud kolektorem tranzistoru T1.



Obrázek 26. Zesilovač s aktivní zátěží se základní stabilizací pracovního bodu

4.1.3. Stabilizace vstupního proudu zrcadla a zajištění konstantního předpětí báze T1

Popis obvodu

Modifikace tedy spočívá ve dvou částech, a to v zajištění předpětí báze T1 nezávislého na možných výkyvech napájecího napětí U_{CC} a v nahrazení rezistoru R_i zdrojem proudu pro vstup proudového zrcadla.

Stálé předpětí báze T1 je uskutečněno připojením vstupního děliče na výstup parametrického stabilizátoru napětí dodávajícího napětí 5,1 V. Aplikace stabilizátoru napětí má pozitivní přínos i na dynamické vlastnosti zesilovače popsané níže.

Zdroj proudu pro vstup zrcadla je zde zastoupen tranzistorem T_i, jehož kolektorový proud nastavuje kolektorový proud T1. Je zde nutný především pro dosažení stability zrcadleného proudu zejména při změnách napájecího napětí, popřípadě parametrů součástek. Pro případ, kdy budou zajištěny neměnné provozní podmínky, je možné tranzistor T_i nahradit pouze rezistorem.

Cílem aplikace aktivní zátěže je zde je dosažení vyššího zesílení bez nutnosti použít další stupeň. Pro zesílení je směrodatná zejména hodnota odporu v kolektoru zesilovacího tranzistoru. Odpor v kolektoru pro zesilovací tranzistor T1 je zastoupen výstupním odporem tranzistoru T3, tj. odpor mezi jeho svorkami C a E v nastaveném pracovním bodě. Tento

odpor se určí podle vztahu (6), kde U_A je Earlyho napětí tranzistoru T3 70V, U_{CE3} napětí C-E na tranzistoru T3. Pro uvedené zapojení a pracovní bod nastavený dle tabulky, kde $I_{OUT} = I_{C1} + I_{B4}$ ($I_{C1} = 10\text{mA}$, $U_{CE3} = 8\text{V}$) je výstupní odpor T3 roven

$$r_{CET3} = \frac{U_A + U_{CE3}}{I_{OUT}} = -\frac{70 + 8}{10,05 \cdot 10^{-3}} = 7761\Omega$$

Odpor r_{CET3} pro upřesnění představuje výstupní impedanci Widlarova proudového zrcadla. Na výstupu T1 je zařazen opět tranzistor v zapojení se společným kolektorem, jehož stejnosměrný odebíraný proud z výstupu T1 je vzhledem k velikosti proudu I_{C1} zanedbatelný a neovlivňuje tak činnost T1. K výpočtu napěťového zesílení T1 lze rovněž použít vztah (7). Po dosazení dostáváme napěťové zesílení

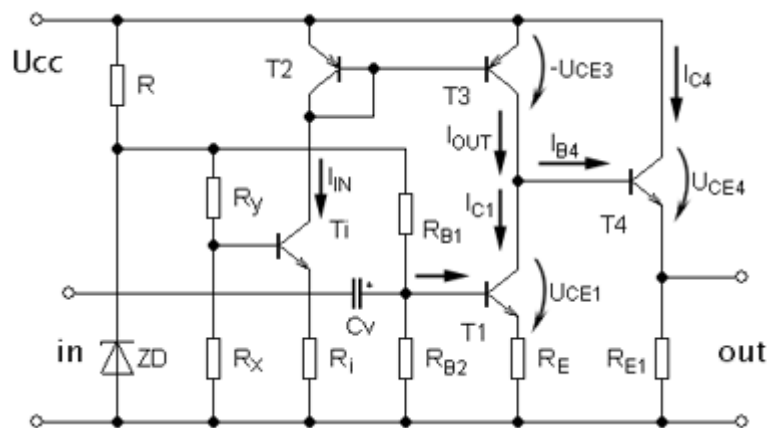
$$A_{uT1} = -\frac{s \cdot r_{CET3}}{1 + sR_E} = -\frac{0,074 \cdot 7761}{1 + 0,074 \cdot 150} = -47,46$$

pro T1 se zrcadlem v kolektoru. Po dosazení do (8) dostáváme napěťové zesílení 0,98. Výsledný přenos je $A_u = -47,7 \cdot 0,98 = -46,51$. Uvedené hodnoty jsou platné jak pro zapojení na Obrázku 26 tak i pro zapojení na Obrázku 27. Fáze výstupního signálu je u tohoto zapojení zesilovače teoreticky 180° v oblasti středních kmitočtů, protože výstup je odebrán z kolektoru a jedná se stále o zapojení se společným kolektorem.

Dynamické vlastnosti zesilovače - vstupní impedance

Výrazným nedostatkem prvního prvního zmíněného obvodu je podstatné snížení vstupní impedance, která činí dle střídavé analýzy v PSpice pouze $849\ \Omega$.

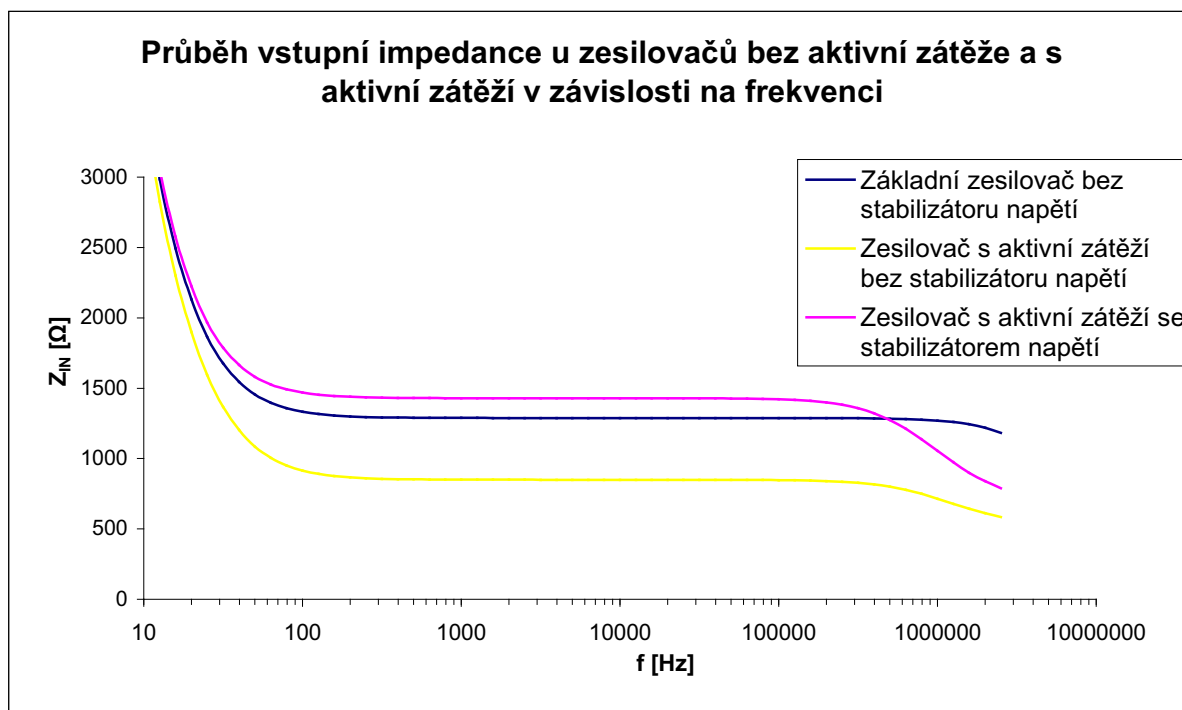
V zásadě je u zesilovače požadován vstup s co nejvyšší impedancí. Jako vhodný způsob zvětšení vstupní impedance a zároveň zlepšení stability pracovního bodu je právě výše popsána modifikace vstupního obvodu tak, jak je uvedeno na obrázku Obrázku 27, tedy připojení vstupního děliče napětí na výstup stabilizátoru napětí. Stabilizátor je tvořen rezistorem R a Zenerovou diodou D a dodává na vstupní dělič konstantní napětí 5,1V.



Obrázek 27. Zesilovač s aktivní zátěží a stabilizátorem napětí

Vstupní impedance dosahuje v tomto případě podle AC analýzy v PSpice pro oblast středních kmitočtů hodnoty $1429\ \Omega$, u výše uvedené varianty zesilovače se zařazenou aktivní zátěží, kde nebyl použit stabilizátor napětí činí vstupní impedance $849\ \Omega$. Aplikací stabilizátoru napětí do totožného zesilovače, bylo dosaženo zvýšení vstupní impedance o 41%. Vstupní impedance je ve srovnání se shodným zesilovačem bez aktivní zátěže na Obrázku 25 o 10% vyšší. Vše platí pro oblast středních kmitočtů. Aplikace stabilizátoru napětí je proto velmi vhodná nejen ke zlepšení stability pracovního bodu zesilovače, ale i pro zmenšení vlivu na

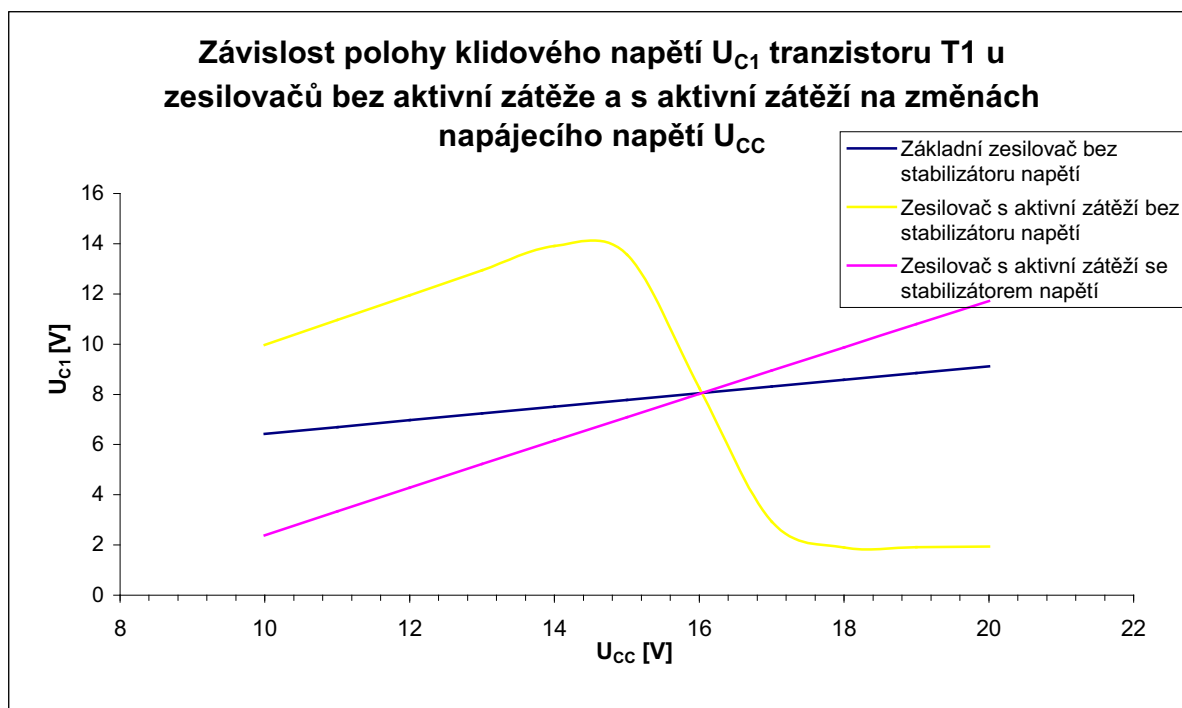
zdroj signálu budícího zesilovač. Průběhy vstupní impedance pro střední oblast kmitočtů, získané prostřednictvím AC analýzy v PSpice, jsou uvedeny pro srovnání v Grafu 3.



Graf 3. Kmitočtová závislost vstupní impedance pro tři modifikace zesilovačů

Stabilita pracovního bodu

Stabilita pracovního bodu je v PSpice jednoznačně prokázána v Grafu 4, kde napětí U_{C1} při krokování napájecího napětí kolísá v rozmezí (1,9 – 13,9)V u zesilovače s aktivní zátěží bez stabilizátoru napětí. U zesilovače dle Obrázku 27 se při tomtéž krokování pohybuje pouze v rozmezí (2,4 – 11,7)V. Pracovní bod je v obou uvedených variantách nastaven shodně, proto na základě zjištěných faktů je použit pro praktické měření zesilovač s napěťovým stabilizátorem na Obrázku 27.



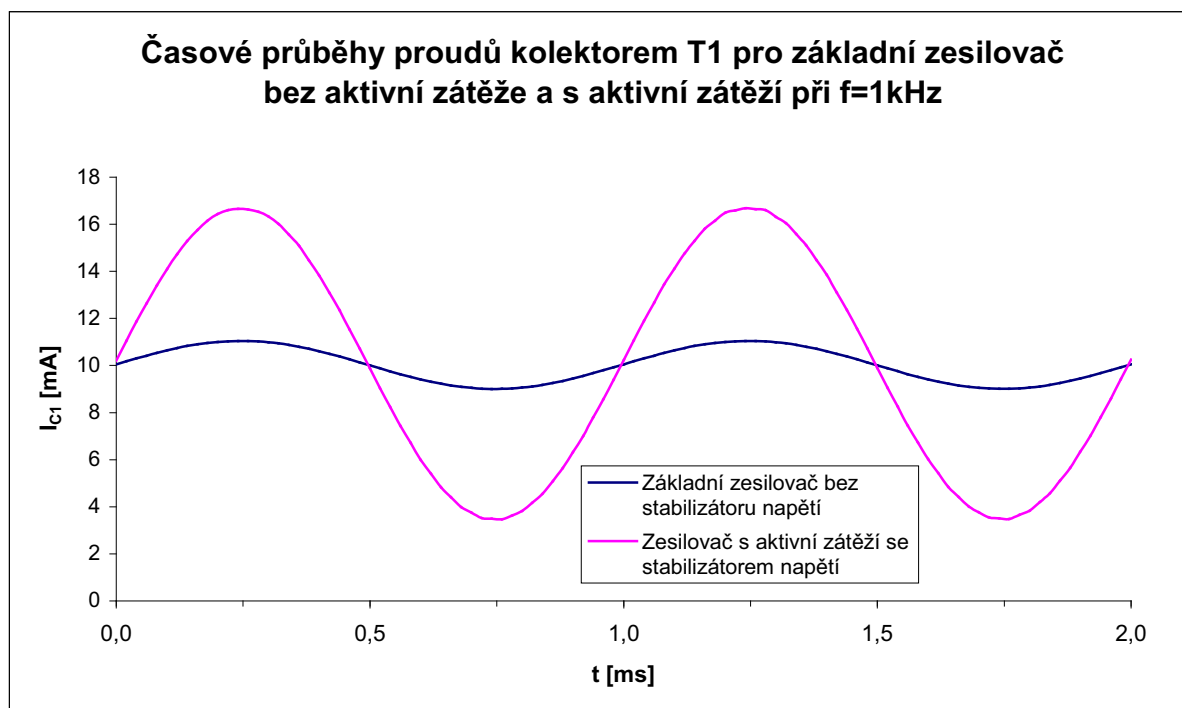
Graf 4. Poloha pracovního bodu v závislosti na U_{CC} pro tři modifikace zesilovačů

Vstupní signál je přiváděn na vazební kondenzátor C_V , který zamezuje vlivu výstupního odporu zdroje signálu na nastavení klidového pracovního bodu. Vstupní obvod představuje spolu s kondenzátorem derivační RC článek. Určení jeho kapacity je provedeno dle následujícího vztahu při znalosti zmíněného vstupního odporu zesilovače s parametrickým stabilizátorem napětí.

$$C_V = \frac{1}{\omega_d R_{IN}} = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \cdot 1429} = 4,46 \mu F \approx 4,7 \mu F \quad (10)$$

kde ω_d ($f_d = 25$ Hz) je zvolený dolní mezní kmitočet. V realizovaném obvodu je použita kapacita $4,7 \mu F$.

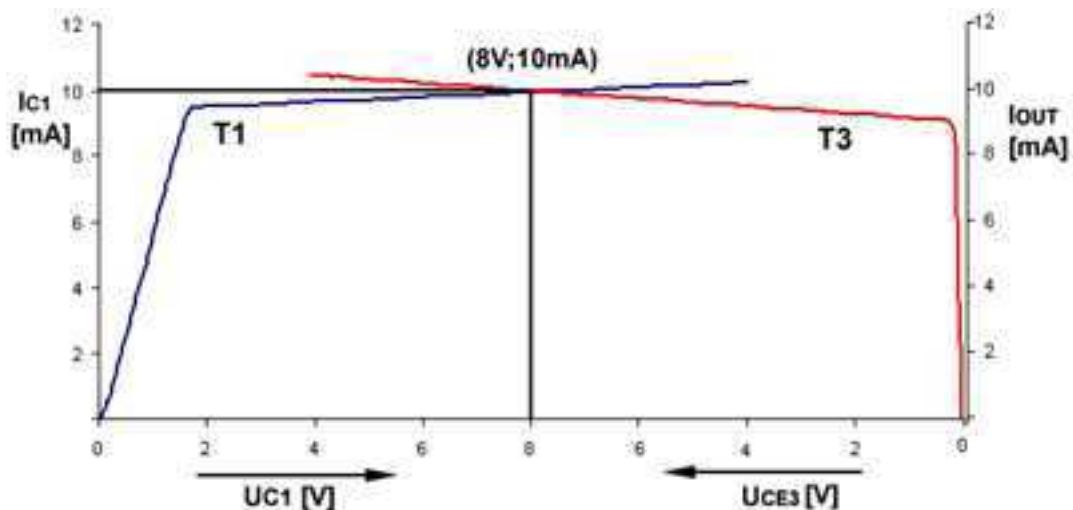
Podstatným rozdílem tohoto zesilovače oproti první variantě základního zesilovače bez aktivní zátěže je zvětšení maximálního rozkmitu výstupu. Pro nominální napájecí napětí a vstupní signál o kmitočtu 1 kHz může výstupní střídavé napětí nabývat maximálního rozkmitu $10,49 V_{p-p}$ u základního zesilovače bez aktivní zátěže na Obrázku 25. U zesilovače na Obrázku 27 může pro stejné podmínky rozkmit výstupního napětí dosahovat až $13,79 V_{p-p}$. Zvětšení možného rozkmitu výstupu je zajištěno díky stabilizaci kolektorového proudu T1, přičemž se napětí na kolektoru tohoto tranzistoru může pohybovat v rozmezí 1,2 až 15 V. Průběh proudů kolektorem při přivedeném vstupním signálu 1 kHz je znázorněn v Grafu 5, kde pro základní zesilovač bez aktivní zátěže proud kolektorem kmitá kolem klidové hodnoty 10 mA s amplitudou 6,45 mA, zatímco v případě užití aktivní zátěže na Obrázku 27 pouze s amplitudou 1 mA. Díky této stabilizaci se nastavený pracovní bod T1 a tím i T4 pohybuje při sledování vstupního signálu podstatně méně a je tak možno efektivněji využít velikosti napájecího napětí k dosažení maximální amplitudy výstupního signálu.



Graf 5. Srovnání časových průběhů proudu kolektorem pro dvě varianty zesilovačů

Sestavení a oživení zesilovače

Nastavování pracovního bodu je pro simulace velmi jednoduché, avšak pro skutečné zapojení je složitější. Při oživování je třeba tak jako u většiny případů hlídat celkový odebíraný proud a kolektorové proudy tranzistorů T1 a T2, které nesmí přesáhnout 100mA. Napěťové děliče pro T_i (R_x , R_y) a T1 (R_{B1} , R_{B2}) jsou realizovány trimry pro přesné nastavení obvodových veličin. Nejvhodnější postup oživování je zajistit správné nastavení bázového proudu změnou poměru R_{B1} a R_{B2} . Tranzistor T3 je prozatím nahrazen rezistorem o odporu 800 Ω , přičemž napětí na bázi T_i je pozatímně nastaveno na nulu. Změnou R_{B1} a R_{B2} se nastaví napětí U_{C1} na 8V. Následně je možno odpojit provizorní kolektorový rezistor a propojit zpět kolektory tranzistorů T1 a T3. Změnou poměru R_x a R_y se opět nastaví napětí U_{C1} na 8V. Poloha pracovního bodu je velmi silně závislá na poměrech odporů obou děličů, proto je třeba nastavování provádět velmi pomalu a sledovat přitom zda dochází ke vzrůstu či poklesu U_{C1} . Po úspěšném nastavení pracovního bodu T1 je pro svou správnou činnost nastaven i T2. Nastavování pracovního bodu je znázorněno na naměřených výstupních voltampérových charakteristikách tranzistorů T1 a T3:



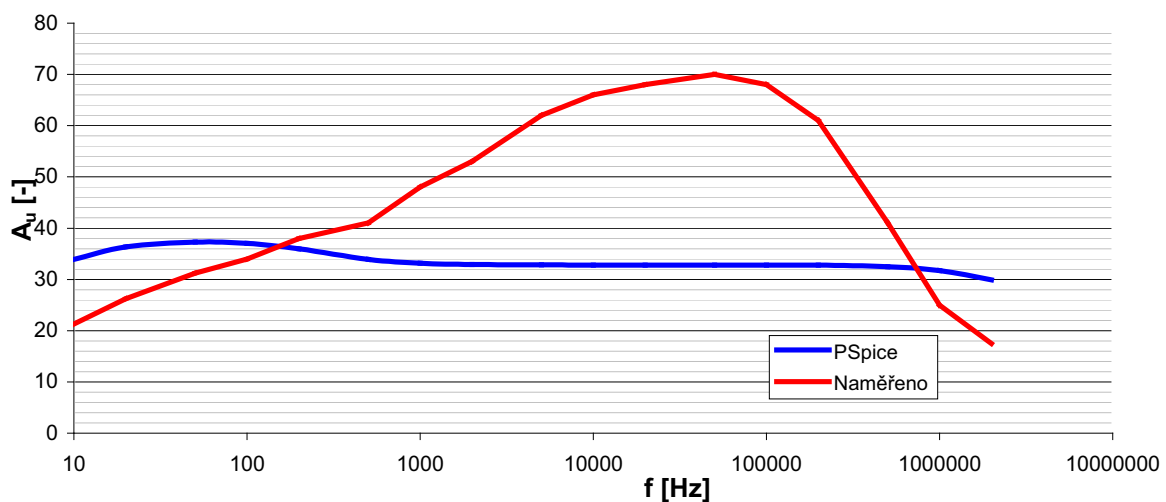
Obrázek 28. Nastavování pracovního bodu u zesilovače s aktivní zátěží

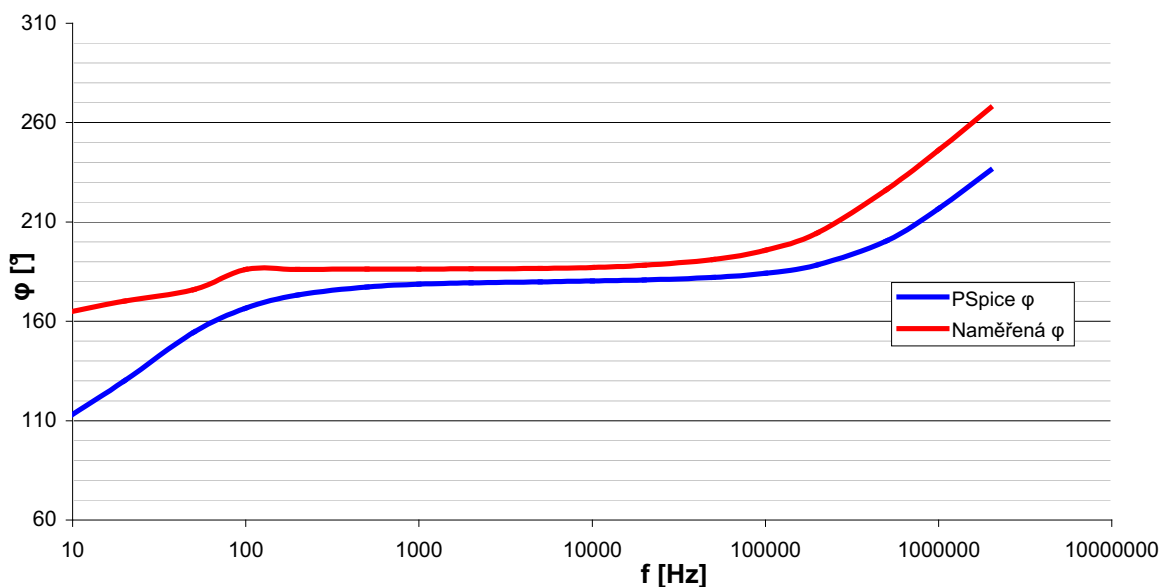
Zesilovač byl sestaven nejprve experimentálně na nepájivém poli, následně na DPS. Po oživení byl proměřen zisk a fázový posun signálu. Dále byla zjišťována stabilita nastaveného pracovního bodu a zesílení v závislosti na velikosti napájecího napětí.

Pro měření byl jako vstupní signál použit sinusový průběh o amplitudě 200 mV, přivedený na vazební kondenzátor C_V . Napěťové zesílení obvodu při kmitočtu 1 kHz je $-48,0$ a fázový posun výstupního signálu činí $186,3^\circ$.

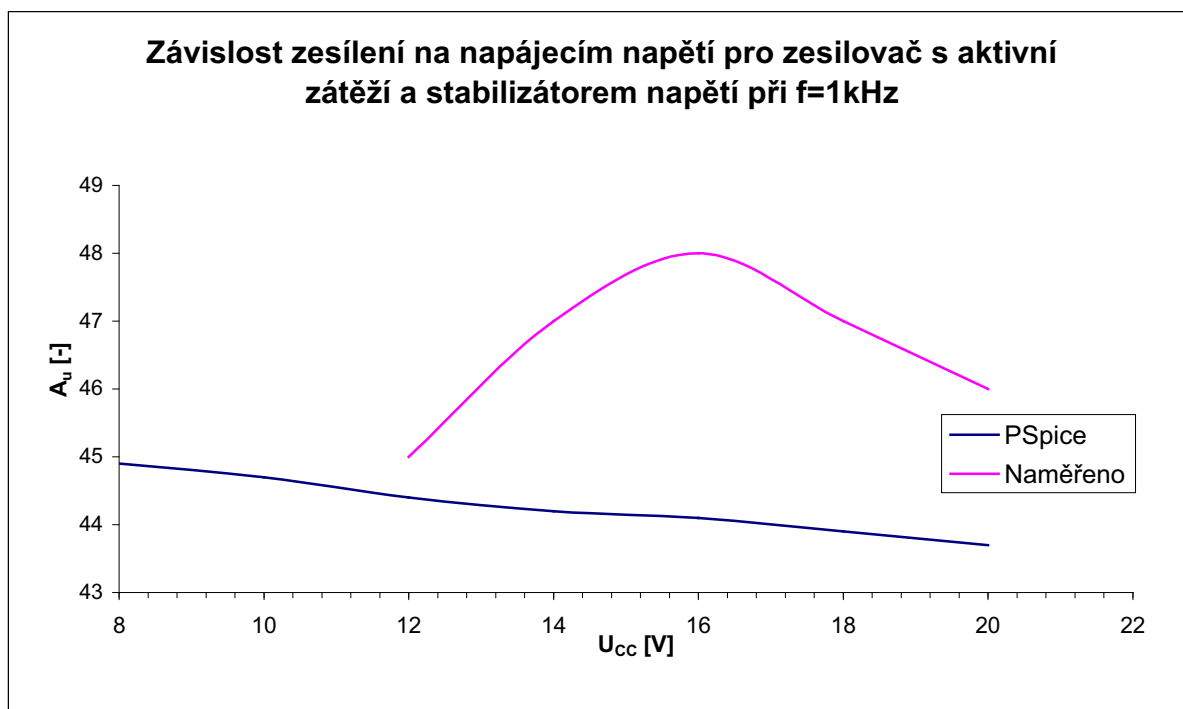
Pro napájecí napětí U_{CC} v rozmezí 12 – 20 V zesilovač spolehlivě zesiluje, avšak dochází ke změně zesílení v závislosti na U_{CC} , toto zobrazuje Graf 7, kde je pro srovnání vynesena závislost v PSpice simulovaných výsledků a hodnot změřených. Pro napětí nižší jak 12 V dochází ke zkreslení výstupního signálu i pro vstupní signál s amplitudou menší jak 200 mV. Minimální prakticky zjištěné napájecí napětí je tedy 12 V. Nejvyššího zesílení v realizovaném obvodu je dosaženo právě pro nominální napájecí napětí $U_{CC}=16$ V, pro jiná napětí zesílení téměř lineárně klesá a nejnižší je pro minimální stanovené $U_{CC}=12$ V, kde činí 45,1.

Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika zesilovače s aktivní zátěží a stabilizátorem napětí





Graf 6. Frekvenční charakteristiky zesilovače s aktivní zátěží a stabilizátorem napětí



Graf 7. Závislost zesílení na U_{CC} pro zesilovač s aktivní zátěží a stabilizátorem napětí

Tabulka 2. Číselné výsledky pro zesilovač s aktivní zátěží a stabilizátorem napětí

f = 1 kHz	Teoretická	P Spice	Naměřená
A_u	- 46,51	- 44,05	- 48,00
φ	180,0°	178,7°	186,3°
Z_{IN}	1414 Ω	1429 Ω	1500 Ω
Z_{OUT}	44 Ω	270 Ω	120 Ω
f_m	12 MHz	1 MHz	0,3 MHz
U_{CC}	(8 – 20) V		(12 – 20) V

4.1.4. Aplikace blokovacího kondenzátoru C_E

Popis zapojení

Jinou modifikací již uvedeného zesilovače je přidání kondenzátoru C_E paralelně k emitorovému odporu R_E . Tímto dojde k omezení vlivu záporné zpětné vazby popsané výše, čímž zesílení vzroste na maximum, které lze vyjádřit vztahem (11). Vliv zpětnovazební smyčky na nastavení stejnosměrného pracovního bodu zůstává zachován.

$$A_{uT1} = - \frac{1}{\frac{1}{r_{CET1}} + \frac{1}{r_{CET3}} + \frac{1}{r_{inT4}}} \frac{\beta_{T1}}{r_G + \beta \frac{U_T}{I_{OUT}}} = - \frac{1}{\frac{1}{13300} + \frac{1}{7761} + \frac{1}{136726}} \frac{200}{33,9 + \frac{2,6}{10}} = -1708 \quad (11)$$

kde za r_G dosazujeme impedanci cesty mezi ideálním zdrojem signálu a bází tranzistoru T1, což zde představuje absolutní hodnotu reaktance kondenzátoru C_V . Dynamické odpory r_{CET1} a r_{CET3} jsou vypočteny dle vztahu (6). Odpor r_{inT4} je získán z programu SNAP a zastupuje vstupní odpor naprázdno tranzistoru T4 navazujícího na T1. Celkově celý první zlomek výrazu (11) určuje celkový výstupní odpor, do kterého pracuje T1. Podle PSpice vychází napětový přenos tohoto zesilovače 1310 pro $f=1$ kHz. Uvedená modifikace zesilovače již přináší značné rozdíly mezi naměřenými a teoretickými resp. simulovanými hodnotami. Při praktickém měření nebylo možno dosáhnout vyššího zesílení než 534 (při $f = 20$ kHz), při jiných kmitočtech již bylo zesílení nižší. V Grafu 8 je znázorněn průběh naměřeného zesílení. Rozdíly mezi naměřenými a simulovanými průběhy zesílení jsou způsobeny právě vlastnostmi kondenzátoru, který neplní zcela funkci blokovacího prvku pro oblast středních kmitočtů, protože jeho impedance pro střídavé kmitočty není ve skutečnosti ideálně nulová. Naopak při simulacích v PSpice klesá střídavé napětí na kondenzátoru na několik desítek mV, což spolehlivě potlačuje vliv zpětnovazebního rezistoru R_E a zesilovač tak pracuje pouze s velmi slabou zpětnou vazbou. V realizovaném obvodu bylo na emitoru T1 pro $f=20$ kHz orientačně změřeno napětí v řádu stovek mV, což odůvodňuje stálé působení záporné zpětné vazby a nižšího zesílení oproti hodnotám získaným simulací. K dosažení vyššího zisku zesilovače by teoreticky pomohlo navýšení kapacity kondenzátoru, či použití kondenzátoru o nízkém vnitřním odporu. Negativní projevy kapacity C_E jsou patrné i z velikosti vstupního odporu, který je nižší než u předešlých variant, obzvláště z hodnot získaných v PSpice. Vstupní odpor je zde degradován ideálním kondenzátorem C_E . Řešením jak nízkého zisku, tak i degradace vstupního odporu je postup v následující kapitole.

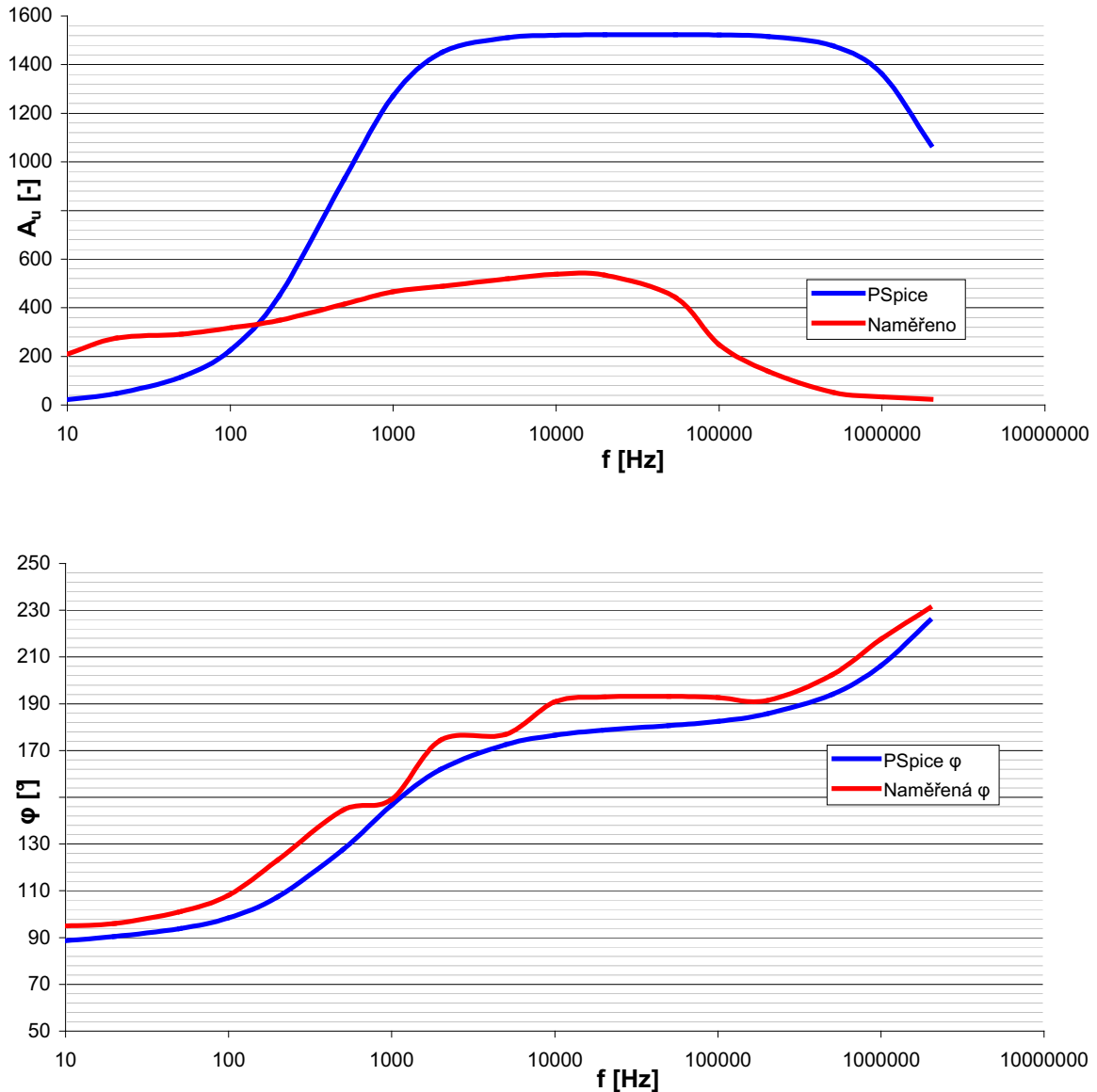
Teoretické, simulované a naměřené výsledky jsou stručně shrnuty v tabulce:

Tabulka 3. Číselné výsledky pro zesilovač s aktivní zátěží a blokovacím kondenzátorem C_E

f = 1 kHz	Teoretická	PSpice	Naměřená
A_u	- 1674	- 1310	- 465
φ	180,0°	145,6°	151,2°
Z_{IN}	945 Ω	67 Ω	1000 Ω
Z_{OUT}	42 Ω	35 Ω	< 50 Ω
f_m		1,5 MHz	0,07 MHz
U_{CC}	(10 – 20) V		(16 – 20) V

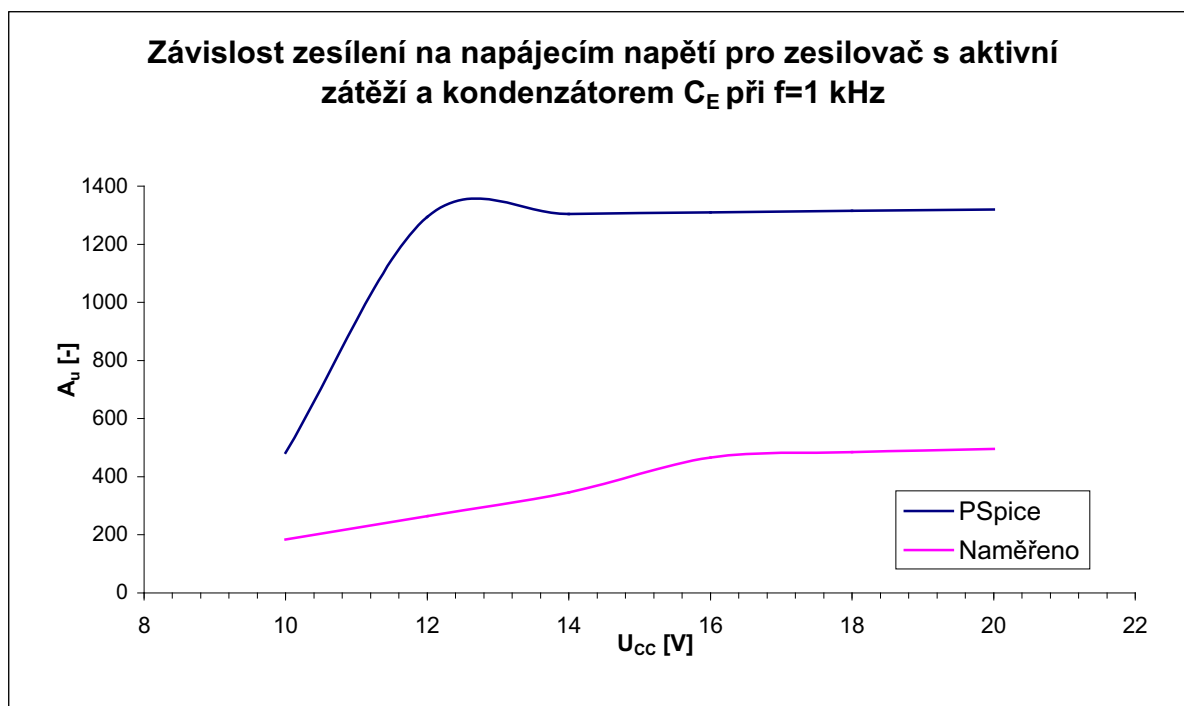
Velmi významnou nevýhodou je snížení vstupní impedance zesilovače až o jednu polovinu oproti případu, kdy kondenzátor C_E v emitorovém obvodu nebyl.

Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika zesilovače s aktivní zátěží a stabilizátorem napětí a kondenzátorem C_E



Graf 8. Frekvenční charakteristiky zesilovače s aktivní zátěží a blokovacím kondenzátorem C_E

Další negativní vliv, oproti předešlým variantám zesilovačů, přináší použití C_E na závislost zesílení na napájecím napětí zobrazená v Grafu 9. Je proto třeba hledat jiné spolehlivé řešení pro dosažení velkého přenosu zesilovače. Protože kondenzátor svou kapacitou představuje potřebu velkých rozměrů, je vhodnější od jeho užití upustit.



Graf 9. Závislost zesílení na U_{CC} pro zesilovač s aktivní zátěží a kondenzátorem C_E

4.1.5. Alternativní způsob dosažení vyššího zisku zesilovače

Jak lze vyjádřit sloučením vztahů (7) a (8), má na velikost zesílení největší vliv výstupní proud I_{OUT} Widlarova zrcadla,

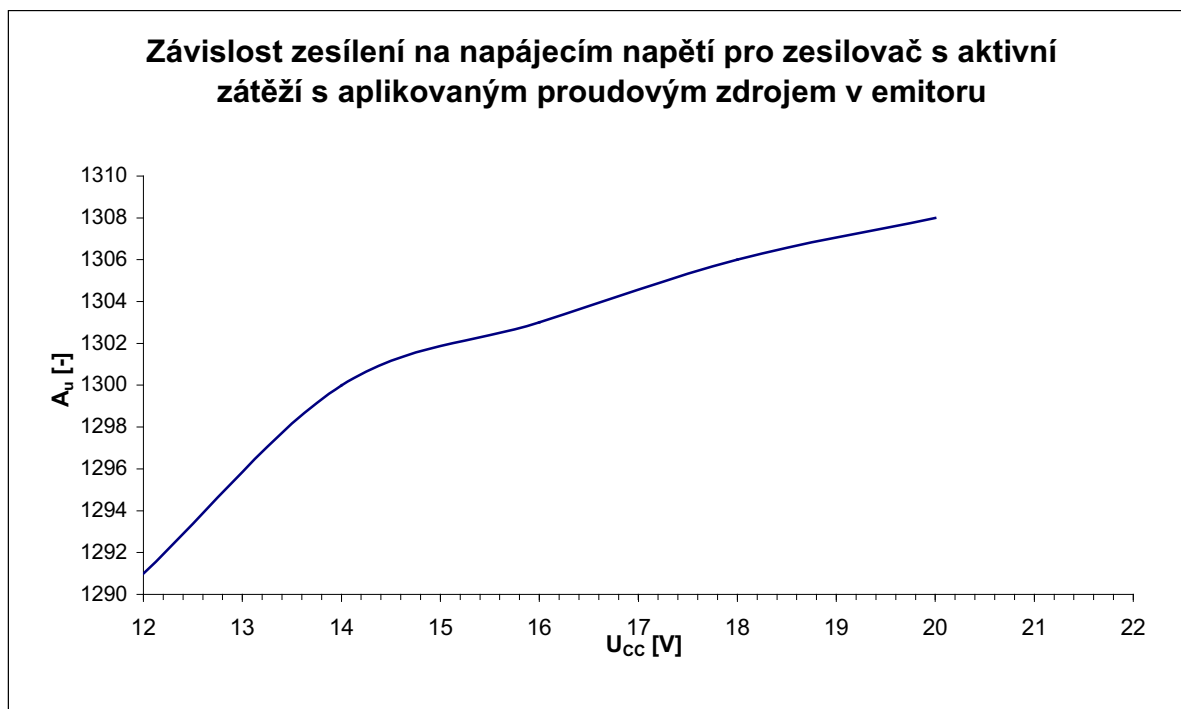
$$A_{vT1} = - \left(\frac{U_A + U_{CE}}{I_{OUT}} \right)_{T3} \left(\frac{s}{1 + sR_E} \right)_{T1} \quad (12)$$

který lze při návrhu nastavit. Při volbě např. $I_{OUT} = I_C = 1$ mA vychází napěťový přenos 468. Abychom se tedy vyhnuli nutnosti použít velký kondenzátor je vhodné volit nízký klidový proud zrcadlem T2, T3. Vzhledem k tomu, že z tohoto stupně je dále odebírán stejnosměrný proud $50 \mu A$ do báze T4, neměl by proud I_{OUT} být nižší jak $500 \mu A$, aby T4 nezpůsobil nechtěný posun pracovního bodu a nedocházelo tak k ovlivňování činnosti T1.

4.1.6. Zesilovač s proudovým zdrojem v emitoru

Poslední varianta zapojení je pouze experimentální a spočívá v nahrazení emitorového odporu zdrojem proudu za účelem zlepšení stabilizace pracovního bodu. Schéma zapojení je na Obrázku 30. Podle teoretických předpokladů bude zajištěn průtok konstantního proudu kolektorem i emitorem tranzistoru T1, čímž bude dosaženo i neměnného proudu bázi. Tranzistor T1 by tedy měl setrvávat ve stejném pracovním bodě i při změnách U_{CC} . Je zde použit zpětnovazební zdroj proudu popsany v kapitole nezávislých zdrojů proudu. Proud protékající zmíněným zdrojem má hodnotu $I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = 10 + 0,05 = 10,05 mA$. Napájení báze tranzistoru T_{E2} je přivedeno přes R_E ze stabilizátoru napětí pro eliminaci vlivu rozptylu U_{CC} . Rezistor R_{ZV} je zvolen podle následujících požadavků, určených pracovním bodem T_{E1} a T_{E2}: $U_{Rzv} = 0,727$ V, $I_{Rzv} = I_{E1} + I_{BTE2} = 10,10$ mA $\rightarrow R_{ZV} = 72 \Omega$. Pro rezistor R_b platí: $U_{Rb} = 3,62$ V, $I_{Rb} = I_{CTE1} + I_{E1}/\beta = 10,0503$ mA $\rightarrow R_b = 360 \Omega$. Použitý proudový zdroj bude mít

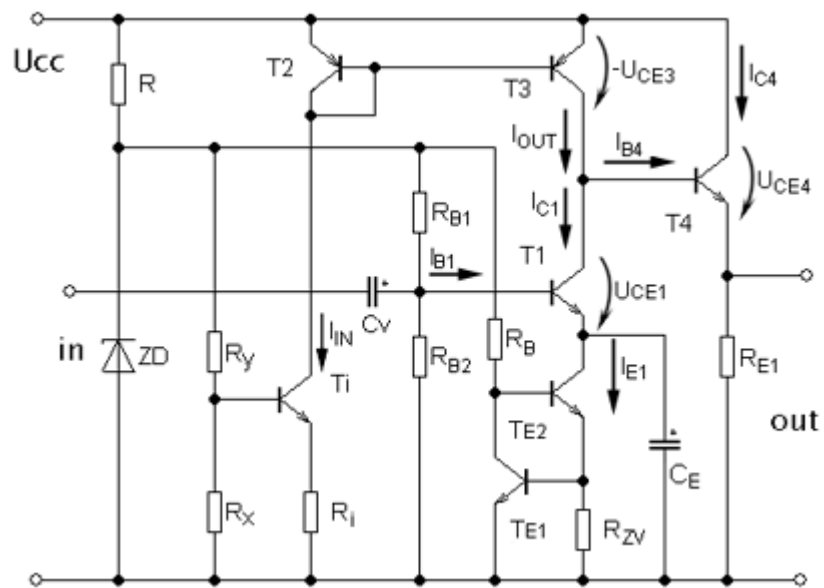
negativní vliv na velikost zesílení zesilovače, protože představuje velký emitorový odpor a tím i silnou zápornou zpětnou vazbu. Tuto je třeba odstranit přemostěním emitorového zdroje kondenzátorem jak bylo uvedeno v předešlém zapojení. Předmětem zkoumání je vliv napájecího napětí na zesílení a pohyb pracovního bodu. Pohyb pracovního bodu zjištěný při DC analýze je vyjádřený rozptylem kolektorového napětí tranzistoru T1 od 3,2 do 12,3 V při rozmitání napájecího napětí v rozsahu 10 až 20 V. Průběh je prakticky totožný jako u zesilovače s aktivní zátěží na Obrázku 27. Ve stabilitě napětí U_{C1} tedy žádný rozdíl oproti zesilovači bez proudového emitorového zdroje není. Významný přínos však nastává u závislosti zesílení, kde pro změny U_{CC} v rozsahu (12 – 20)V je přenos téměř konstantní, což dokládá Graf 10. Dochází zde pro uvedený rozsah U_{CC} ke změně zesílení o 1,2%.



Graf 10. Závislost zesílení na U_{CC} pro zesilovač s aktivní zátěží a emitorovým zdrojem proudu

Pro nižší napětí již nepracuje zpětná vazba v emitorovém zdroji a dochází ke zkreslování zesilovaného signálu. Mezní kmitočet zesilovače činí 1,5 MHz. Fázový posun signálu se v závislosti na kmitočtu pohybuje v rozmezí 60 až 180°, při $f = 1$ kHz je výstupní signál posunut o 145°. Značná výhoda tohoto zdroje je v účinné zpětné vazbě, která velmi dobře kompenzuje výrobní rozptyly jak použitých tranzistorů, tak rezistorů R_b a R_{ZV} . Zesílení oživeného obvodu by mělo být z principu totožné s minulým zapojením, kde zápornou vazbou je pouze kondenzátor C_E .

Výhodou aplikace emitorového proudového zdroje tedy zůstává velmi malá závislost zesílení na napájecím napětí. Pro dosažení ideální stability pracovního bodu by bylo však nutné zajistit přesný proudový souběh proudového zdroje v kolektoru i v emitoru pro změny teploty i napájecího napětí.



Obrázek 30. Zesilovač s aktivní zátěží s proudovým zdrojem v emitoru

5. Zhodnocení dosažených výsledků

V této práci byly popsány tři základní proudová zrcadla a jejich modifikace. Pro svou jednoduchost a dobré parametry bylo pro další aplikace zvoleno Widlarovo zrcadlo v základním uspořádání. Toto zrcadlo v dalších analýzách slouží jako proudový zdroj, který plní funkci zátěže, vzniká aktivní zátěž, která zásadně ovlivňuje vlastnosti zesilovače. Widlarovo zrcadlo bylo aplikováno v zesilovačích ve variantách SINK a SOURCE, tedy proudová nora a zdroj. Analyzovanými obvody byla zapojení tranzistorů se společným emitorem, kolektorem, bází, dále kaskoda a diferenční zesilovač, vše v bipolární technologii.

Nejvíce zásadních změn parametrů zesilovače se dosahuje aplikací proudového zdroje (SOURCE) u tranzistoru v zapojení se společným emitorem. Proudový zdroj je zastoupen Widlarovým zrcadlem, tvořeným komplementárními tranzistory k zesilovacímu tranzistoru T1. Problematickým bodem zde bylo vyřešení stability klidového pracovního bodu, silně závislého na změnách parametrů součástek, napájecího napětí a teploty.

Jako základní prvek pro stabilizaci pracovního bodu je užit emitorový rezistor o odporu 150Ω , zavádějící zápornou zpětnou vazbu zesilovače. Toto řešení bylo však nedostatečné a proto bylo nutné další řešení. Výsledkem byly další dva body ve změně zapojení obvodu. Pro dodatečnou stabilizaci pracovního bodu byl navržen stabilizátor napětí, zajišťující konstantní předpětí báze tranzistoru bez závislosti na změnách napájecího napětí. Tento krok přinesl navíc pozitivní výsledky ve zvětšení vstupního odporu zesilovače. Významným krokem ve stabilizaci pracovního bodu je dále zajištění neměnného proudu pro vstup Widlarova zrcadla. Toto je zajištěno tranzistorem s pracovním bodem nastaveným přibližně stejně jako tranzistor, na který je aktivní zátěž aplikována. Kombinací všech kroků bylo dosaženo naprosto uspokojivé stability pracovního bodu.

Výstup prvního stupně zajišťující napěťové zesílení je přiveden na druhý tranzistorový stupeň v zapojení se společným kolektorem. Tento stupeň má díky stabilizovanému pracovnímu bodu předešlého stupně pracovní bod zajištěn také. Úkolem druhého stupně je zajištění proudového zesílení přivedeného signálu a výrazné zmenšení výstupního odporu zesilovače.

Mimo provedené simulace byly vybrané obvody sestaveny nejprve na nepájivém poli, následně pro objektivnost zejména kmitočtových parametrů byly obvody realizovány na DPS. Oživení zesilovače s aktivní zátěží bylo zpočátku problematické ve velmi citlivém nastavování pracovního bodu. Jednalo se o experimentální variantu zesilovače, kde bylo použito aktivní zátěže ve formě Widlarova zrcadla aplikovaného v emitorovém sledovači. V průběhu měření zde docházelo ke změnám kolektorového proudu tranzistoru T1 vlivem působení zdroje proudu v emitorovém sledovači. Tento fakt se podařilo vyřešit pouze zčásti, zařazením vazebního kondenzátoru mezi kolektor T1 a bázi T4. Po analýze samotného zapojení emitorového sledovače bylo zjištěno, že výhody aktivní zátěže spočívají pouze u závislosti přenosu na napájecím napětí, kde byl zesilovač schopen pracovat s nízkými amplitudami signálu i při poklesu napětí o 90%. Avšak dále již aktivní zátěž negativně ovlivňuje kmitočtové vlastnosti jinak velmi kmitočtově nezávislého sledovače a také výstupní odpor celého zesilovače. Byl to důvod k nahrazení emitorové aktivní zátěže rezistorem, čímž vznikla varianta zesilovače s aktivní zátěží a napěťovým děličem.

Porovnání teoretických vypočtených hodnot, hodnot zjištěných simulací v PSpice a prakticky změřených veličin je vždy provedeno v tabulce u příslušné modifikace zapojení. Dále je provedeno srovnání simulovaných a měřených průběhů kmitočtových charakteristik, závislosti pohybu pracovního bodu a velikosti zesílení na napájecím napětí. Nejvhodnějším zesilovačem s aktivní zátěží, pro který bylo prakticky dosaženo shody mezi teoretickými a měřenými parametry je obvod na Obrázku 27.

Jako zásadní pozitivní přínos použití aktivní zátěže v zesilovači je dosažení přibližně desetinásobného zesílení jediného stupně. Zesílení je možno dále zvyšovat snížením proudu zrcadlem, čímž dojde ke zvýšení dynamického odporu aktivní zátěže. Je-li možno dosáhnout mnohonásobného zesílení jediným stupněm, vyžadujícím pouze zajištění proudu vstupem a výstupem zrcadla a proudu emitorovým stredovačem, je zesilovač z hlediska příkonu proudu úspornější oproti zesilovači bez aktivní zátěže. Při snížení proudu kolektorem a výstupem aktivní zátěže je proudová náročnost mnohonásobně nižší.

Přínosem této práce je představení vlastností zdrojů proudu a jejich praktické užití v zesilovači. V praxi při aplikaci pouze diskretních součástek je výskyt zesilovačů s aktivními zátěžemi velmi řídký, převládají pouze pasivní zátěže a bipolární tranzistory tak ztrácí své možné uplatnění. Smyslem je poukázat na to, že návrh a realizace zesilovače s aktivní zátěží není záležitostí pouze složitého a problematického nastavování pracovního bodu, ale naopak že existuje snadná možnost, jak tento problém překlenout. Výpočty použité v práci svými výsledky korespondují s realitou a je proto možné je požit pro návrh libovolného zesilovače se společným emitorem.

Jasným uplatněním těchto obvodů již dlouho jsou operační zesilovače, na které při jejich vývoji jsou kladeny vysoké požadavky jak na kmitočtové vlastnosti, tak na velikost napětového zisku.

6. Použitá literatura

- [1] Sedra, A.S., Smith, K.C.: Microelectronic Circuits. Oxford University Press, 2005.
- [2] Dailey, D. J.: Electronic Devices and Circuits. Prentice Hall, 2001.
- [4] Vrba K., Buchmaier, P. Vlastnosti bipolárních proudových zrcadel. Elektrevue 1999-14,
- [5] Brzobohatý, J., Musil, V: Analogové elektronické obvody. Elektronické skriptum FEKT VUT.
- [6] Krejčířík A.: Zdroje proudu, BEN – technická literatura, 2002.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že bakalářskou práci na téma Proudové zdroje a aktivní zátěž v bipolární technologii jsem vypracoval samostatně pod vedením svého vedoucího bakalářské práce s použitím odborné literatury, kterou jsem všechnu citoval v seznamu literatury.

V Brně dne

.....