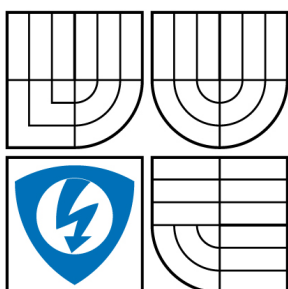




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

SROVNÁNÍ VFA A CFA

VFA AND CFA COMPARISON

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MAREK VYSTRČIL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JIŘÍ STEHLÍK

BRNO 2008

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Marek Vystrčil

Bytem:

Narozen/a (datum a místo): 1.1.1986, Uherské Hradiště

(dále jen "autor")

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 244/53, 60200 Brno 2

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

Ing. Zdenka Rozsivalová

(dále jen "nabyvatel")

Článek 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: Srovnání VFA a CFA

Vedoucí/školitel VŠKP: Ing. Jiří Stehlík

Ústav: Ústav mikroelektroniky

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v:

- tištěné formě - počet exemplářů
- elektronické formě - počet exemplářů

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:

.....

Nabyvatel

.....

Autor

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Srovnání VFA a CFA“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této 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

.....

Marek Vystrčil

Poděkování

Rád bych touto cestou poděkoval panu Ing. Jiřímu Stehlíkovi, vedoucímu této práce, za odbornou i lidskou podporu, trpělivost a připomínky k práci.

Také bych rád poděkoval celé své rodině za velkou morální podporu nejen při vypracování této práce, ale též po dobu celého studia.

V Brně dne

.....

Marek Vystrčil

Abstrakt

Tato bakalářská práce je zaměřena na srovnání struktur operačních zesilovačů s napětovou (VFA) a proudovou (CFA) zpětnou vazbou. V teoretické části je provedena analýza vlastností operačních zesilovačů. Pozornost je věnována výhodám jednotlivých zesilovačů v konkrétních obvodech. Praktická část obsahuje simulace těchto obvodů s cílem určit charakteristické vlastnosti a rozdíl mezi používanými obvody. Pro simulace struktury VFA jsem použil operační zesilovač $\mu A741$. Pro simulace s proudovou zpětnou vazbou jsem použil zesilovač AD8011. Přiložil jsem také teoretické a praktické rozdíly mezi srovnávanými strukturami.

Klíčová slova

VFA, CFA, CMMR, SR, frekvenční charakteristika

Abstract

This bachelor's thesis is focused on comparison of operational amplifiers structures with voltage (VFA) and current (CFA) feedback. In the theoretical part there is an analysis properties of operational amplifiers. Attention is paid to advantages of particular amplifiers in concrete networks. The practical part contains the simulations of those networks with an aim to assess characteristic properties and a difference between applied circuits. I used the operational amplifier $\mu A741$ for the simulation of the structure VFA. I used the amplifier AD8011 for the simulation with current feedback. I added the theoretical and practical differences between comparative structures.

Key words

VFA, CFA, CMMR, SR, frequency response

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ	5
SEZNAM TABULEK	8
SEZNAM ZKRATEK	9
1 TEORIE OZ	10
1.1 ÚVOD K OPERAČNÍM ZESILOVAČŮM	10
1.2 OPERAČNÍ ZESILOVAČE (OZ)	11
1.3 ROZDĚLENÍ OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ:	12
1.4 VLASTNOSTI OZ	12
1.5 ZÁKLADNÍ PARAMETRY OZ	14
1.6 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI	18
1.6.1 <i>Invertující OZ</i>	18
1.6.2 <i>Neinvertující OZ</i>	19
1.6.3 <i>OZ bez zpětné vazby</i>	20
1.6.4 <i>Invertor</i>	22
1.6.5 <i>Součtový zesilovač (sumátor)</i>	22
1.6.6 <i>Diferenční zesilovač (rozdílný zesilovač)</i>	24
1.6.7 <i>Integrátor</i>	24
1.6.8 <i>Derivátor</i>	25
1.7 PROUDOVÁ ZRCADLA	26
1.8 ŠUMOVÁ ANALÝZA VFA A CFA	28
2 TEORIE VFA (VOLTAGE FEEDBACK AMPLIFIER)	30
2.1 ÚVOD	30
2.2 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI	31
3 TEORIE CFA (CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER)	33
3.1 ÚVOD	33
3.2 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI	35
4 SROVNÁNÍ PARAMETRŮ	37
5 SIMULACE ZAPOJENÍ VFA A CFA	38
5.1 MĚŘENÍ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY	38
5.2 ZÁVISLOST VÝSTUPNÍHO SIGNÁLU NA VSTUPNÍM SIGNÁLU	39
5.2.1 <i>μA741</i>	39
5.2.2 <i>AD8011</i>	42
5.3 DOLNÍ PROPUST	47
5.4 POTLAČENÍ SOUHLASNÉHO SIGNÁLU CMMR	48
5.5 MĚŘENÍ RYCHLOSTI PŘEBĚHU SR	49
5.6 SROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ	50

6 ZÁVĚR	53
7 POUŽITÁ LITERATURA	54
8 SEZNAM PŘÍLOH	55
8.1 POUŽITÁ SCHÉMATA (AD8011, μ A741).....	55
8.2 VÝPIS KNIHOVEN (μ A741, AD8011).....	59
8.2.1 μ A741.....	59
8.2.2 AD8011	60
8.3 DALŠÍ NAMĚŘENÉ CHRAKTERISTIKY	62

Seznam obrázků

Obr. 1.1 Zjednodušené schéma operačního zesilovače.	11
Obr. 1.2 a) Zapojení invertujícího zesilovače, kde R_1 je vstupní odpor, R_{ZP} je zpětnovazební odpor a R_L je výstupní odpor, b) Proud a napětí v OZ.	18
Obr. 1.3 a) Základní zapojení (R_1 – vstupní odpor, R_{ZP} – zpětnovazební odpor),	19
b) Neinvertující zesilovač jako impedanční převodník.	19
Obr. 1.4 Komparátor.	21
Obr. 1.5 Převodová charakteristika komparátoru	21
Obr. 1.6 a) Zapojení invertoru, b) Závislost výstupu na vstupu investoru	22
Obr. 1.7 Schéma součtového zesilovače.	22
Obr. 1.8 Příklad výstupní charakteristiky sumačního zesilovače.	23
Obr. 1.9 Zapojení rozdílového zesilovače.	24
Obr. 1.10 Zapojení integračního článku.	24
Obr. 1.11 a) U_1 vstupní signál integrátoru, b) U_0 výstupní signál integrátoru.	25
Obr. 1.12 Zapojení derivátoru.	25
Obr. 1.13 a) Základní zapojení proudového zrcadla, b) Proud I_{C2} je nepřímo řízen odporem R_C , c) Proudem I_{C1} lze řídit více tranzistorů	27
Obr. 1.14 „Nesymetrické proudové zrcadlo“	28
Obr. 2.1 Vnitřní struktura VFA zesilovače EL5157	30
Obr. 2.2 Zjednodušené schéma vnitřního zapojení OZ s napět'ovou zpětnou vazbou	31
Obr. 3.1 Topologie vnitřní struktury CFA	33
Obr. 3.2 Zjednodušené schéma CFA	34
Obr. 3.1 Vnitřní zapojení CFA	35
Obr. 3.2 Frekvenční charakteristiky s různými zesíleními pro VFA a CFA	35
Obr. 5.1 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). Frekvenční charakteristika.	38
Obr. 5.2 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Frekvenční charakteristika.	38
Obr. 5.3 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). Závislost u_2/u_1.	39

Obr. 5.5 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). Závislost u_2/u_1.	40
Obr. 5.6 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). Závislost u_2/u_1.	40
Obr. 5.7 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). Závislost u_2/u_1.	41
Obr. 5.8 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). Závislost u_2/u_1.	41
Obr. 5.9 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	42
Obr. 5.10 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	42
Obr. 5.11 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	43
Obr. 5.12 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	43
Obr. 5.13 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	44
Obr. 5.14 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	44
Obr. 5.15 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	45
Obr. 5.16 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	45
Obr. 5.17 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). Závislost u_2/u_1.	46
Obr. 5.18 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.5). Filtr „sallen key“, přenosová charakteristika filtru	47
Obr. 5.19 (CFA,AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.7). Filtr „sallen key“, přenosová charakteristika filtru	47
Obr. 5.20 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.8). CMMR.	48
Obr. 5.21 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.8). CMMR.	48
Obr. 5.22 (VFA, $\mu A741$) SLEW RATE. Impulsní zdroj.	49
Obr. 5.23 (CFA, AD8011) SLEW RATE. Impulsní zdroj.	49
Obr. 8.1 (VFA) Neinvertující zapojení zesilovače $\mu A741$ se zesílením $A = 2$	55
Obr. 8.2 (VFA) Invertující zapojení zesilovače $\mu A741$ se zesílením $A = -1$	55
Obr. 8.3 (VFA) Zesilovač $\mu A741$ jako sledovač napětí.	56
Obr. 8.4 (VFA) Převodní charakteristika zesilovače $\mu A741$	56
Obr. 8.5 (VFA) Filtr typu „sallen key“ – dolní propust. Operační zesilovač $\mu A741$	57
Obr. 8.6 (CFA) Neinvertující zapojení zesilovače AD8011.	57
Obr. 8.7 (CFA) Invertující zapojení zesilovače AD8011 se zesílením $A = 2$	58

Obr. 8.8 (CFA) Filtr typu „ sallen key “ – dolní propust. Operační zesilovač AD8011	58
Obr. 8.9 (CFA, VFA) Zapojení OZ se zkratovanými vstupy AD8011, μ A741	59
Obr. 8.10 (VFA, μ A741) Invertující zapojení.	62
Obr. 8.11 (VFA, μ A741) Sledovač napětí.	62
Obr. 8.12 (CFA, AD8011) SLEW RATE. Impulsní zdroj.....	63
Obr. 8.13 (VFA, μ A741) Vliv parazitní výstupní kapacity na přenos zesilovače.	63
Obr. 8.14 (VFA, μ A741) Závislost výstupního napětí na velikosti zpětnovazebního rezistoru Rzp.	64
Obr. 8.15 (VFA, μ A741) Závislost výstupního napětí na velikosti zpětnovazebního rezistoru Rzp.	64
Obr. 8.16 (VFA, μ A741) Převodní charakteristika zesilovače se zpětnou vazbou. Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1.4).....	65

Seznam tabulek

Tab. 1 Naměřené hodnoty šumu na strukturách VFA a CFA.	29
Tab. 2 Parametry struktur	37
Tab. 3 Šířka pásmem s určitým zesílením pro $\mu\text{A}741$, AD8011.....	50
Tab. 4 Šířka pásmem s určitým zesílením pro $\mu\text{A}741$, AD8011 (u_2/u_1)	51

Seznam zkratek

VFA – Voltage feedback amplifier

CFA – Current feedback amplifier

OZ – Operační zesilovač

SR – Slew rate

CMMR - Common mode rejection

IO - Integrovaný obvod

1 TEORIE OZ

1.1 Úvod k Operačním Zesilovačům

Již z názvu těchto zesilovačů lze usoudit, že se jedná o prvky, které prováděly různé operace. Původní určení OZ se týkalo analogových počítačů, kde tento zesilovač dokázal provést základní matematické operace jako je např. sčítání, odčítání, násobení, dělení a později také složitější aplikace. To se týká prvních OZ, které se skládaly z elektronek. Tato zařízení zabírala velkou spoustu místa, spolehlivost byla mizerná a také tyto zesilovače spotřebovávaly velkou spoustu energie. Již v té době byly na tyto zesilovače kladeny velké nároky co se týče zesílení a linearitu provozu. Postupem času se přešlo na diskretní polovodičové součástky a poté na integrované obvody, čímž se vlastně radikálně snížily rozměry, spotřeba energie, výrobní náklady a zvýšila se spolehlivost. Kvůli snížení výrobních nákladů se tyto zesilovače začaly nevídaně rozšiřovat, což v té době bylo u IO nevídané.

První IO pocházejí z konce 60. let. Úplně prvním integrovaným operačním zesilovačem se stal obvod od americké firmy FAIRCHILD μ A709 (výrobce letadel). Tento obvod byl brzy nahrazen novým typem μ A741, který je naprostou klasikou mezi operačními zesilovači a tento obvod v různých verzích vyrábí spousta firem dodnes. Tyto operační zesilovače byly tvořeny výhradně bipolárními tranzistory. Teprve v 70. letech se začaly v operačních zesilovačích používat unipolární tranzistory FET a v 80. letech tranzistory MOS FET. Konstrukce mnohých operačních zesilovačů je stejná jako obvod 741, kde se pouze bipolární tranzistory vyměnily za unipolární. Díky těmto unipolárním tranzistorům se zvýšila vstupní impedance do zesilovače, tudíž se snížilo zatížení předchozího obvodu, příkon taktéž.

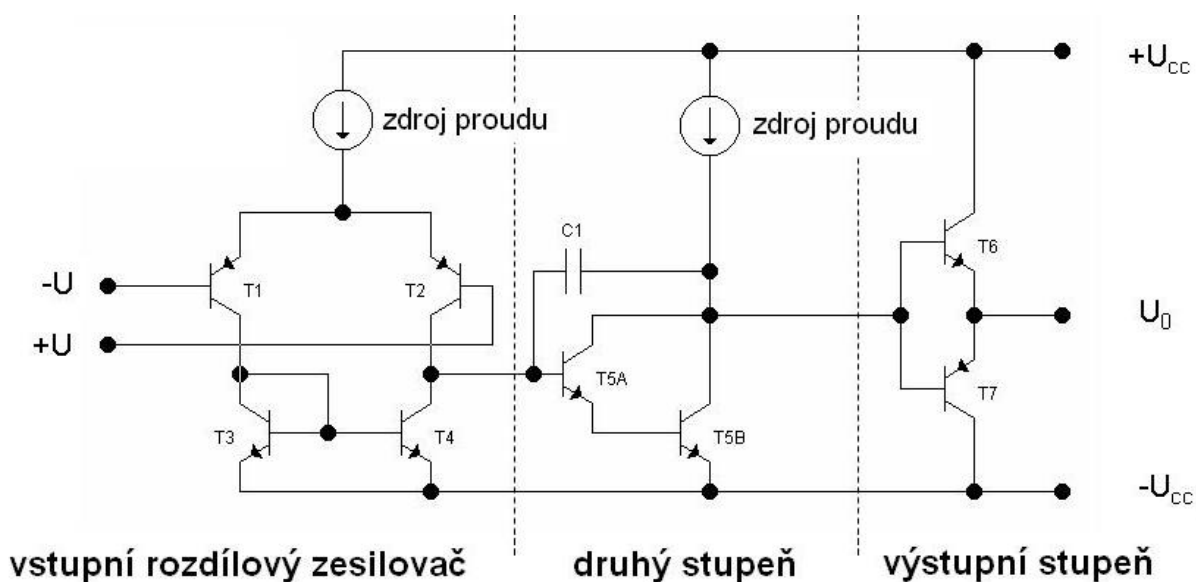
OZ v dnešní době patří k nejpoužívanějším elektronickým součástkám. Jejich využití stále roste kvůli dalším rozšiřujícím se oblastem elektroniky.

Pod pojmem OZ se rozumí stejnosměrný širokopásmový zesilovač s vysokým zesílením. Pomocí zpětné vazby se nám daří tvořit a realizovat různé přenosové funkce, jak lineární, tak nelineární.

Podle své struktury je OZ několikastupňový stejnosměrný zesilovač diferenčního typu. Všechny vedlejší vlivy, které se projevují u stejnosměrných zesilovačů jsou pomocí zpětných vazeb potlačovány, ale ne zcela potlačeny. V aplikačních zapojeních se k OZ přidávají další pasivní a aktivní součástky, které slouží např. k nastavení zesílení, citlivosti, zpětné vazby atd.

1.2 Operační zesilovače (OZ)

Stejnsměrný širokopásmový zesilovač s velkým zesílením, který pomocí vhodné zpětné vazby a různých korekcí umožňuje realizovat různé přenosové funkce (lineární, nelineární), potlačit rušivé vlivy vyskytující se u stejnosměrných zesilovačů. K OZ se přidávají další součástky (operační síť). OZ umožňují konstruovat obvody pro matematické operace, vyrábět kvalitní zesilovače, oscilátory, regulátory, klopné obvody apod. Nacházíme je i v modulátorech, demodulátorech, směšovačích, A/D a D/A převodnicích atd.



Obr. 1.1 Zjednodušené schéma operačního zesilovače.

1.3 Rozdělení operačních zesilovačů:

⇒ **Univerzální OZ** – určeny pro běžné použití, kde nejsou kladeny nadměrné požadavky na kvalitu. Parametry jsou průměrné. MAA 741,748, LM 301A, MAC 155

⇒ **Přístrojové OZ** – měření malých napětí, velké zesílení, malé zbytkové napětí, kladeny velké nároky i ohledně časové stability parametrů. WSH 526,527,530, HA2905

⇒ **Širokopásmové a rychlé OZ** – zpracovávání vysokých frekvencí až 700 MHz a impulsů, mají vysoký mezní kmitočet. MAC 157, WSH 115,217, HA 2525

⇒ **OZ pro velká výstupní napětí** – dosahují na výstupu až stovek voltů ± až 150V, parametry odpovídají univerzálním OZ, např. LM 344

⇒ **Speciální OZ** – patří sem mikropříkonové s malou spotřebou, OZ s výstupním výkonem přes 1W a výstupním proudem přes 100mA. MDA 2020, TDA 2030,2040, LM380.

1.4 Vlastnosti OZ

→ **IDEÁLNÍ OZ** by měl splňovat následující požadavky :

- nekonečně velké napěťové a proudové zesílení
- nekonečně velký vstupní odpor
- nulový výstupní odpor
- frekvenční nezávislost
- nekonečně velké potlačení součtového signálu (jedná se o signál pro oba vstupy)

Výrobci se snaží přiblížit těmto parametrům i reálné operační zesilovače.

→ **REÁLNÝ OZ** (operační zesilovač) a další důležité požadavky:

- OZ pracuje většinou se zpětnou vazbou (existuje i využití bez zpětné vazby) která je vedena z výstupu zpět na vstup. Je to obvykle záporná zpětná vazba, která zmenšuje zesílení. V tomto případě se do obvodu přidávají externí součástky, kterými se nastaví zesílení. Samotný operační zesilovač má sám o sobě vysoké zesílení, kterého ani nelze dosáhnout (10^4 až 10^8). Např. u zmiňovaného obvodu 741 výrobce udává zesílení 50000 až 150000. Tyto vnější prvky (např. 2 rezistory) pak nastaví zesílení tohoto zesilovače. Maximální zesílení se blíží k hodnotě napájecího napětí (kvůli různým úbytkům nedosahuje velikost zesílení napájecího napětí).

- Požaduje se, aby zesílení OZ bylo nezávislé na zatížení výstupu zesilovače. To znamená, že by zesilovač neměl být závislý na velikosti výstupní impedance. U tranzistorových zesilovačů tohoto požadavku dosáhnout nelze, u OZ je tato závislost na tuto výstupní impedanci nižší, tudíž je lepší než u tranzistorových zesilovačů, ale ne dokonalá. Výstupní impedance OZ má být co nejnižší, nejlépe rovna nule.

- Požadavek na vstupní odpor je, aby byl co nejvyšší, nejlépe nekonečný. U moderních operačních zesilovačů se využívá unipolárních tranzistorů FET. Ty mají mnohařádkově vyšší odpor než bipolární tranzistory, tudíž vstupní obvody skoro vůbec nezatěžují.

- Nulovému vstupnímu napětí musí odpovídat nulové výstupní napětí. Tento požadavek nepříznivě ovlivňuje několik skutečností:

a) **Vstupní napěťová nesymetrie**

Způsobuje ji nedokonalá symetrie vstupních obvodů. Tuto chybu je možné a zpravidla i nutné dodatečně kompenzovat. Kromě toho dochází samovolně ke změnám vstupní napěťové nesymetrie. Tomuto jevu se obvykle říká drift. Protože nejzávažnějším původcem driftu je teplota polovodičových přechodů, vstupní napěťovou nesymetrii se podaří zpravidla vykompenzovat až po zahřátí integrovaného obvodu na provozní teplotu.

b) **Vstupní klidový proud**

Způsobují ho nestejně velké proudy, které tečou do každého vstupu. Bipolární technologie tu o několik řádů prohrává proti moderním obvodům, což je dáno podstatou činnosti bipolárních a unipolárních tranzistorů. Vlivem driftu dochází k poměrně značné

změně klidového proudu právě u operačních zesilovačů s FET na vstupu. Je nutné, aby k oběma vstupům byly připojeny úplně stejné odpory.

- Při zesilování střídavého napětí se zesílení směrem k vyšším kmitočetům zmenšuje. Mění se i fáze signálu, což bývá příčinou nestability zesilovače, projevující se zakmitáváním, případně úplným rozkmitáním. K tomu dojde tím, že se fáze otočí až o 180° , takže z původní záporné zpětné vazby se stane zpětná vazba kladná. Proto se zavádí kmitočtová kompenzace pomocí jedné nebo několika externích pasivních součástek. Některé OZ mají již tuto kmitočtovou kompenzaci zabudovanou uvnitř a nazýváme ji vnitřní kmitočtovou kompenzací. Avšak vnitřní kompenzace je nastavena pro určitý mezní kmitočet s ohledem na co největší zesílení. V řadě případů je tento kmitočet příliš nízký. Chceme-li tedy dosáhnout širšího přenášeného pásma, volíme operační zesilovač s vnější kompenzací i za cenu menšího zesílení.

- Další důležitý parametr je **rychlost přeběhu**. Jde o rychlost změny výstupního napětí, kterou operační zesilovač dokáže vyvinout za jednu mikrosekundu. Udává se ve voltech za mikrosekundu ($V/\mu s$). Toto číslo slouží především pro porovnávání údajů jednotlivých součástek. Platí, že čím vyšší je rychlost, tím je větší šíře přenášeného pásma s menším nelineárním zkreslením.

1.5 Základní parametry OZ

Vlastnosti a parametry, které bývají většinou vypsány v katalogovém listu pro dobrou funkci tohoto zesilovače. Tyto pravidla by se měly dodržovat, aby OZ pracoval správně a nebo aby nedošlo k jeho poškození či zničení.

➤ Vstupní napěťová nesymetrie (U_{IO})

Vstupy OZ nemají úplně stejně symetrické vstupy, toto je zapříčiněno např. tím, že vstupní tranzistory nemají přesně stejné hodnoty. Z tohoto důvodu se na výstupu může objevit napětí U_{IO} , které je vlastně způsobeno rozdílem napěťové symetrie i tehdy, kdy na vstupech

není žádné napětí. U_{IO} je tedy napětí, které musíme přiložit na vstup, aby na výstupu OZ bylo nulové napětí.

➤ **Změna vstupní napěťové nesymetrie**

Napěťová nesymetrie je proměnná v čase, má závislost na teplotě, napájecím napětí a dalších různých vlivech okolí. Teplotní drift napěťové nesymetrie αU_{IO} . Udává se jako poměr změny napětí k danému teplotnímu stupni ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$).

➤ **Potlačení vlivu změn napájecího napětí (SVR)**

V ideálním operačním zesilovači by nestálost napájecího napětí nemělo mít vliv na výstup tohoto zesilovače. U reálných OZ však ke změnám na výstupu dochází. Tato změna se udává poměrem změn výstupního napětí a změny napájení. (mV/V nebo v dB).

➤ **Vstupní klidový proud (I_{IB})**

Napětí, které se objeví na výstupu OZ, i když je vstupní signál nulový, je způsobeno nejen vstupní napěťovou nesymetrií, ale i průchodem vstupního klidového proudu I_{IB} odporem vstupního zesilovače. Vzniklé napětí na odporu se pak zesilovačem zesílí a objeví na výstupu. Jedná se tedy o proud, který musíme přivést na vstup zesilovače, abychom na jeho výstupu dosáhli nulového napětí.

➤ **Vstupní proudová nesymetrie (I_{IO})**

Kvůli nesymetrickým vstupům jsou i proudy na vstupech jiné (mají od sebe velmi malou odchylku). Tato nesymetrie se projeví napětím na výstupu tohoto OZ.

➤ **Změna vstupního klidového proudu a vstupní proudové nesymetrie**

Tyto změny jsou opět vyvolány okolními vlivy. Nejvíce teplotou. Tato teplotní změna se udává v nA , $\text{pA} / ^\circ\text{C}$.

➤ **Vstupní rozdílová impedance**

Tato impedance se vyskytuje u OZ bez zpětné vazby. Je to vlastně poměr vstupních napětí a proudů. Tato impedance se měří tak, že se jeden vstup uzemní a měří se na druhém vstupu proti zemi a naopak.

➤ **Napájecí napětí**

Každý OZ má své maximální napájecí napětí. Při překročení této hranice napájení hrozí zničení zesilovače. Při dodržování hranice určené výrobcem by OZ měl pracovat správně a nemělo by hrozit žádné nebezpečí např. průrazem nebo přehřátím.

➤ **Maximální ztrátový výkon (P_{max})**

Je to hodnota výkonu, kterou může vyžárat OZ bez toho aby se poškodil. Při překročení této hranice se může zesilovač poškodit. Tato hranice je určena výrobcem.

➤ **Rozsah pracovní teploty**

Ne při všech aplikacích je OZ v podmínkách pokojové teploty. Různé provozy vyžadují spolehlivost těchto obvodů v různých teplotních oblastech. Např. řízení teploty v mrazničce, nebo použití v automobilu. Při výběru zesilovače do těchto aplikací se musí dbát na jejich rozsahy teplot použitelnosti.

➤ **Potlačení souhlasného signálu (CMMR)**

Pokud spojíme oba vstupy zesilovače, (kladný a záporný) tak by na výstupu mělo být stále nulové napětí. Pokud na zkratovaný vstup přiložíme vyšší napětí, tak by se situace na výstupu neměla změnit. V realitě to bohužel není pravdou. Se zvýšeným napětím na vstupu nepatrně roste i napětí na výstupu.

➤ **Kmitočtový rozsah**

Udává šířku přenášeného pásma obvodu. Většinou se jedná o šířku pásma, kde napěťový přenos nepřesáhne hodnotu -3dB.

➤ **Rychlost přeběhu (SR)**

SR (slew rate) udává maximální rychlost nárůstu napětí na výstupu aktivního prvku za jednotku času. Je to vlastně rychlost reakce výstupu do konečného stavu (jednotkový skok) v závislosti na změně vstupního signálu. Vyjádřeno derivací napětí v čase dV/dt . Jednotka této veličiny je V/s, ale častěji se používá $V/\mu s$ [1][2].

➤ **Transkonduktance g_m (S)**

Taky strmost – je to změna výstupního proudu jako odezva na změnu vstupního napětí.

➤ **Millerova kapacita**

Tato kapacita ovlivňuje přenosové vlastnosti zesilovačů při vysokých frekvencích. Spolu s předešlým stupněm obvodu (generátor, předzesilovač) tvoří článek RC. Časová konstanta $\tau = RC$ tudíž začne snižovat horní pásmo přenosové frekvence k nižším frekvencím. Z toho důvodu ovlivňuje zesilovač. Některé zařízení fungují na tomto principu, ale jinak je tato veličina nechtěná a měla by být co nejnižší kvůli zmiňovanému přenosu [7].

➤ **Napět'ové zesílení (Au) při otevřené smyčce zpětné vazby**

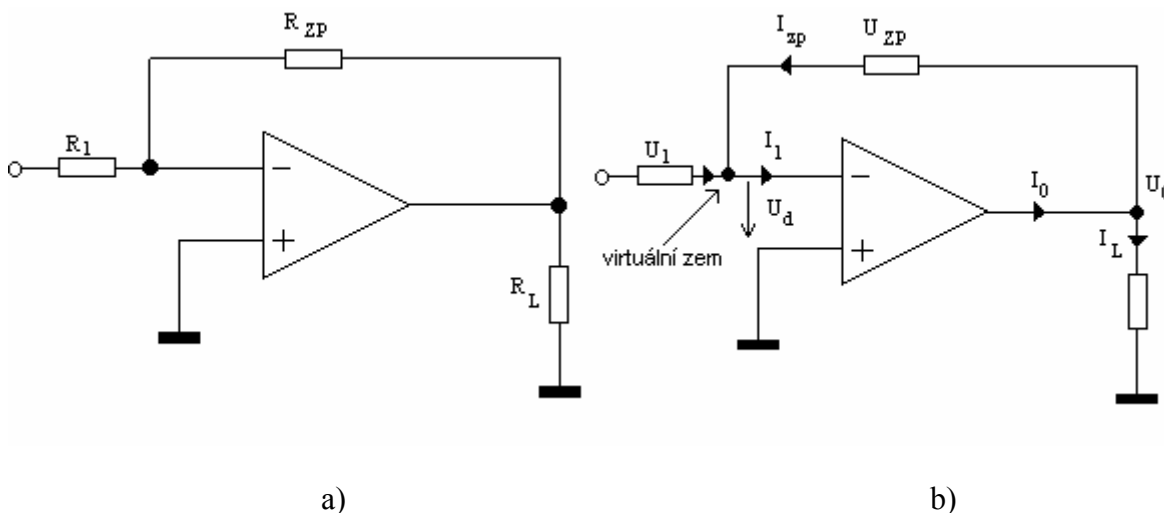
Tato hodnota se mění, závisí na U_{CC} (tedy na napájecím napětí), teplotě a frekvenci. Když OZ zpracovává stejnosměrný signál, frekvenční závislost nás nezajímá, při střídavém signálu je frekvenčně závislý. S rostoucí frekvencí klesá jeho zesílení, mění se fáze výstupního napětí – signál se natáčí. Při vyšší frekvenci se uplatňuje kapacita přechodu B-C, která se ještě více zvětšuje se zesílením Au.

➤ **Rozlišovací schopnost** – je definována jako nejmenší rozdíl napětí, které komparátor registruje.

Na funkci zesilovače má vliv ještě další spousta parametrů a vlastností OZ.

1.6 Základní zapojení s operačními zesilovači

1.6.1 Invertující OZ



Obr. 1.2 a) Zapojení invertujícího zesilovače, kde R_1 je vstupní odpor, R_{ZP} je zpětnovazební odpor a R_L je výstupní odpor, b) Proudy a napětí v OZ.

Nejčastěji se používá zapojení jako invertující zesilovač. Vstupní signál přichází do invertujícího vstupu (-) přičemž neinvertující vstup (+) je uzemněn. Na výstupu je připojena zátěž R_L a z výstupu na vstup je zapojen zpětnovazební odpor R_{ZP} . Rezistor R_1 určuje velikost vstupního odporu.

Při přiložení napětí U_1 na vstup se celé toto napětí rozloží na rezistoru R_1 . Na invertujícím vstupu (-) je tedy nulové napětí. Je zde tvořena tzv. virtuální (umělá) zem. Obvodem začne protékat proud I_1 . Do invertujícího vstupu začne také téci proud z výstupu přes zpětnovazební odpor R_{ZP} . Podle ohmova zákona :

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} I_{ZP} = -\frac{U_{ZP}}{R_{ZP}} \quad (1)$$

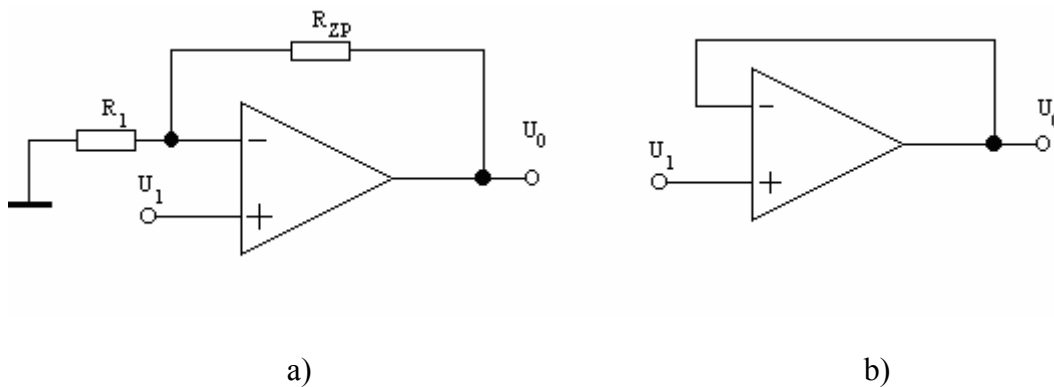
U zpětnovazebnímu odporu je znaménko (-) kvůli platnosti Kirchhoffova zákona, kde se velikost proudu vtékajícího do větve rovná proudu, který z této větve vyteče - matematicky -

$(I_1 + (-I_{ZP}) = 0)$. Z toho taky vyplývá, že invertující vstup má nulový potenciál, i když není uzemněn. Neinvertující vstup je uzemněn, tedy oba vstupy jsou na stejném potenciálu (0). Vztahy pro OZ platí tehdy, jestli-že se uvažuje nekonečné zesílení a nulový vstupní proud, a že se diferenční napětí (U_d) mezi vstupy se rovná nule. Proud I_0 z výstupu teče do zpětné vazby I_{ZP} a taky I_L přes zátěž na zem. Z toho $I_0 = I_{ZP} + I_L$. Z těchto vztahů lze pro ideální operační zesilovač vyvodit :

$$U_0 = -\frac{R_{ZP}}{R_1} \cdot U_1 \quad (2)$$

Výstupní napětí U_0 je přímo úměrné vstupnímu napětí U_1 a zpětnovazebnímu odporu R_{ZP} . Nepřímo úměrné je odporu R_1 . Čím bude větší zpětnovazební odpor R_{ZP} a čím nižší bude vstupní odpor R_1 , tím bude zesílení větší. Záporné znaménko v předešlém vzorci znamená, že čím kladnější bude napětí na invertujícím vstupu, tím zápornější bude napětí na výstupu. Při vstupním střídavém napětí se obrací fáze signálu. Invertující zesilovač obrací fázi o π , tedy o 180° (otočení vstupu ku výstupu).

1.6.2 Neinvertující OZ



Obr. 1.3 a) Základní zapojení (R_1 – vstupní odpor, R_{ZP} – zpětnovazební odpor),
b) Neinvertující zesilovač jako impedanční převodník.

U neinvertujícího zesilovače bývá většinou neinvertující vstup připojen na dělič, který se skládá ze vstupního odporu R_1 a zpětnovazebního odporu R_{ZP} . Zesílení tohoto zapojení je přibližně stejné jako u invertujícího zesilovače, rozdíl je ale však v polaritě napětí, toto

zapojení, které neobrací fázi o 180°, tudíž výstupní signál je ve fázi se vstupním. Invertující vstup je zde připojen na vstupní signál. Platí zde:

$$U_0 = U_1 \cdot \left(1 + \frac{R_{zp}}{R_1}\right) \quad (3)$$

I u tohoto zapojení je důležitý poměr vstupního a zpětnovazebního odporu. Zde je tento poměr zvětšen o jedničku, tudíž nelze dosáhnout záporného zesílení.

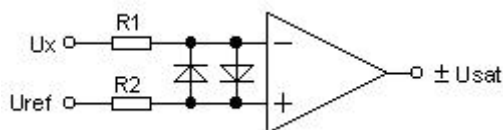
Nejdůležitější vlastností operačního zesilovače je jeho vysoký vstupní odpor. V případě připojení měkkého zdroje nebere tento zesilovač skoro žádnou energii a proto nezatěžuje tento vstupní obvod. Kvůli tomu, že jsou oba vstupy připojeny na signálové větve (ne na zem – nulový potenciál), tak musíme dbát na to, aby byl co nejlépe potlačený součtový signál (CMMR). Toto napětí je společné oběma vstupům a projevuje se jako zdroj chybovosti a zhoršuje linearitu přenosu.

Používá se také zapojení obrázku 1.3b. Tomuto zapojení je říká impedanční člen. Nemá vstupní odpory, na neinvertující vstup je přímo připojen signál z předchozího obvodu. Zesílení se rovná 1. Odděluje dva obvody tak, aby první nebyl vůbec zatížen, aby se nezkresloval výstupní signál tohoto obvodu atd. Tento mezičlen má vstupní odpor řádově desítky megaohmů a výstupní odpor skoro nulový. Impedanční člen se používá u obvodů, které nesnesou ani nejmenší zatížení. Tudíž např. u různých generátorů signálů.

1.6.3 OZ bez zpětné vazby

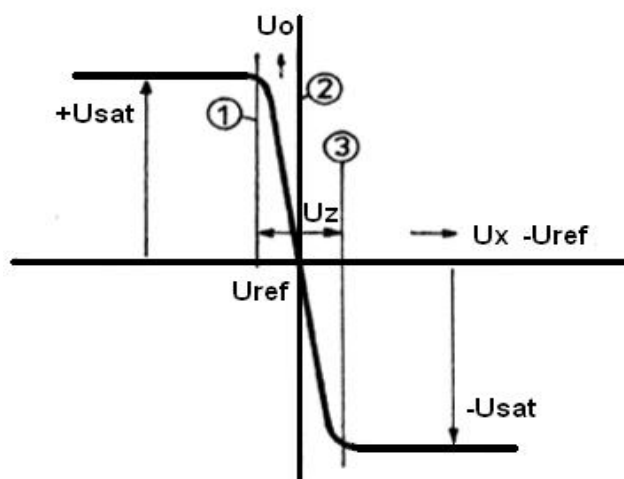
Pokud zapojíme OZ bez zpětné vazby, tak nebude jeho velké zesílení ničím omezené. Poté stačí, abychom přivedli na vstup nepatrné napětí, a výstup se dostane do saturace (maximální zesílení OZ až do výše napájecího napětí). O tom, jestli se OZ otevře do kladných hodnot rozhoduje ten vstup, který nabývá vyššího napětí. Takovému zapojení se říká komparátor. Na vstupu jsou antiparalelně zapojeny 2 diody, které mezi vstupy omezují kladné i záporné napětí, které kvůli nim nepřesáhnou prahového napětí diod (max. 0,7V). Je to vhodné kvůli tomu, že se často na vstupech porovnávají napětí, které se liší o několik řádů.

Lze taky použít vstupních napěťových děličů, kde se pomocí poměrů rezistorů nastaví úroveň napětí na vstupech.



Obr. 1.4 Komparátor.

Na vstup U_x v Obr. 1.4 se přivede napětí, které následovně komparátor porovnává s referenčním (nastaveným, přesným) napětím na vstupu U_{ref} . Podle tohoto napětí OZ zjišťuje, jestli je neznámé napětí na U_x větší, nebo menší, než napětí referenční. Výstupní napětí u komparátoru může dosahovat buď kladného, nebo záporného napětí v saturaci.



Obr. 1.5 Převodová charakteristika komparátoru [1].

Na Obr. 1.5 U_z udává napětí, které je potřebné k překlopení komparátoru [1].

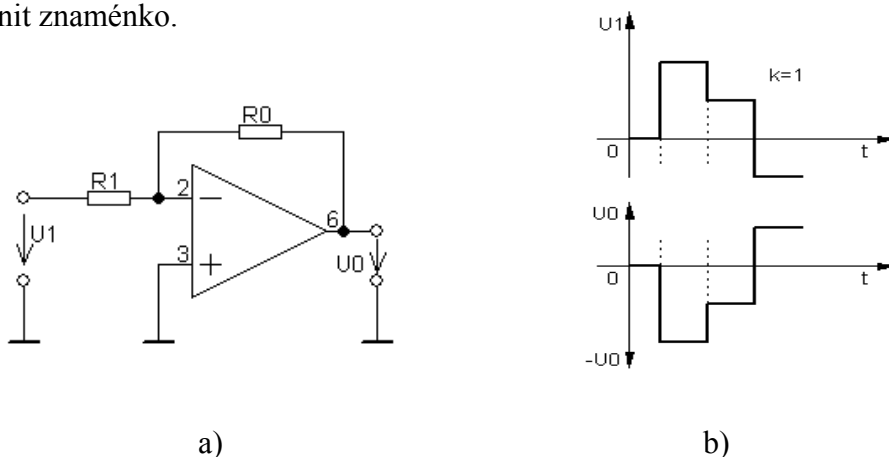
Komparátor reaguje řádově na μV . K tomu, aby byla detekce možná se někdy využívá vstupních větví s napěťovými děliči, aby se zvednul práh detekce.

1.6.4 Invertor

Velikost výstupního napětí je dána vztahem:

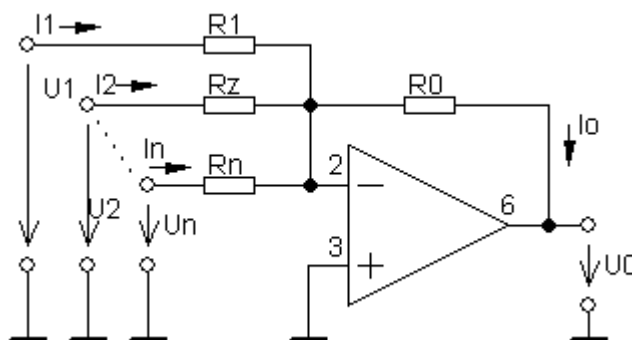
$$U_0 = \frac{R_0}{R_1} U_1 = -k U_1 \quad (4)$$

V případě, že $R_0 = R_1 \Rightarrow k = 1$, z toho plyne $U_0 = -U_1$. Výstupní napětí je tedy stejně velké jako vstupní napětí, má však opačné znaménko. Oba průběhy jsou identické, v případě že jsou oba rezistory stejné (doporučeno $R_0 = R_1 = 10\text{k}\Omega$). S invertory se setkáme tam, kde je třeba měnit znaménko.



Obr. 1.6 a) Zapojení invertoru, b) Závislost výstupu na vstupu investoru [1].

1.6.5 Součtový zesilovač (sumátor)



Obr. 1.7 Schéma součtového zesilovače.

Připojíme-li na vstup zesilovače několik rezistorů připojených na různá napětí, pak musí pro proud i_0 platit, že:

$$i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_n = i_0 \quad (5)$$

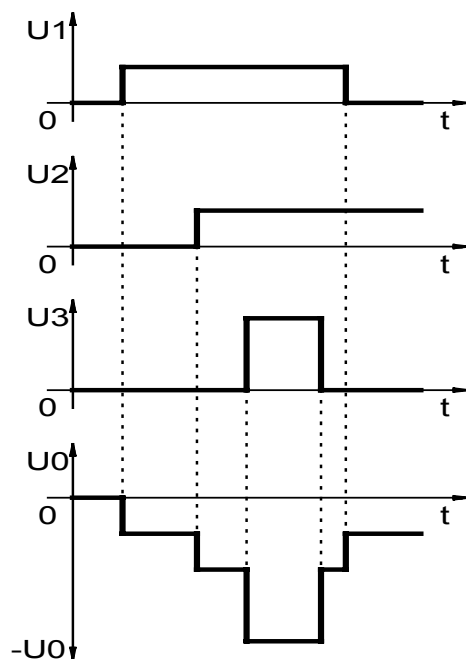
V případě napětí dostaneme obecně pro jednotlivé větve:

$$u_0 = -\frac{R_0}{R_x} U_x \quad (6)$$

$$U_0 = -\frac{R_0}{R_1} U_1 - \frac{R_0}{R_2} U_2 - \frac{R_0}{R_3} U_3 - \dots - \frac{R_0}{R_n} U_n \quad (7)$$

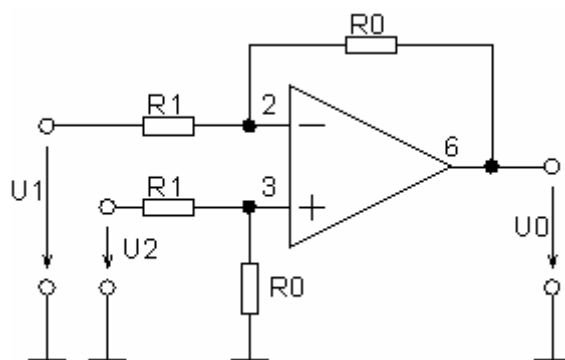
Při sčítání několika napětí často potřebujeme některé z těchto napětí upravit na žádanou hodnotu, a to změnou velikosti odporu příslušného rezistoru. Změna odporu jednoho rezistoru způsobí změnu pouze příslušného koeficientu přenosu k_x . V případě, že by měly všechny rezistory R_1 až R_n stejnou velikost, pak konstanta k je pro všechny sčítance stejná a výstupní napětí je k -násobkem součtu vstupních napětí: $U_0 = -k (u_1 + u_2 + u_3 + \dots + u_n)$

V případě, že bychom potřebovali jeden (popřípadě několik) signálů odečíst od signálů dalších, je nutná úprava, neboť sumátor pouze sčítá všechna vstupní napětí. Tato úprava spočívá v tom, že invertor vložíme pouze do příslušné větve napětí.



Obr. 1.8 Příklad výstupní charakteristiky sumačního zesilovače

1.6.6 Diferenční zesilovač (rozdílný zesilovač)



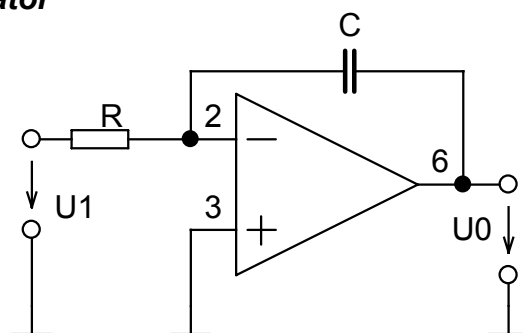
Obr. 1.9 Zapojení rozdílového zesilovače.

Pro výstupní napětí platí:

$$U_0 = \frac{R_0}{R_1} (U_2 - U_1) \quad (8)$$

Toto zapojení vytváří na výstupu signál úměrný rozdílu napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem. R_1 na obou vstupech musí být stejné, aby byly vytvořeny stejné vstupní podmínky pro obě napětí, a tím se dosáhlo co největšího činitele potlačení součtového signálu.

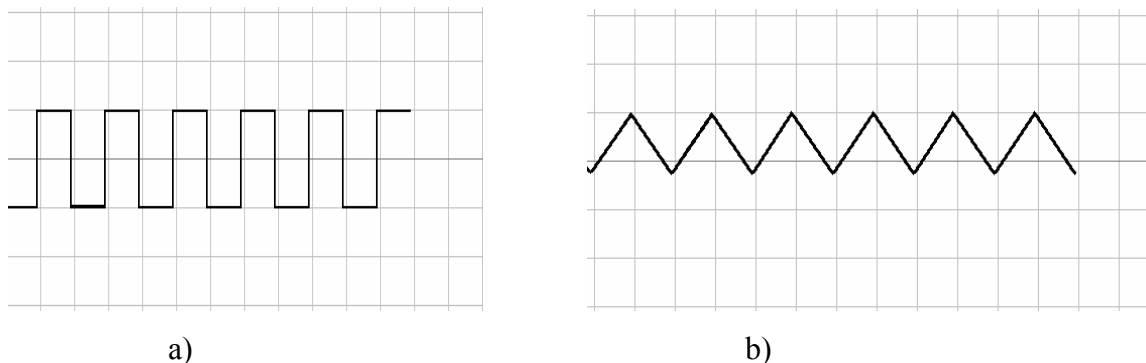
1.6.7 Integrátor



Obr.1.10 Zapojení integračního článku.

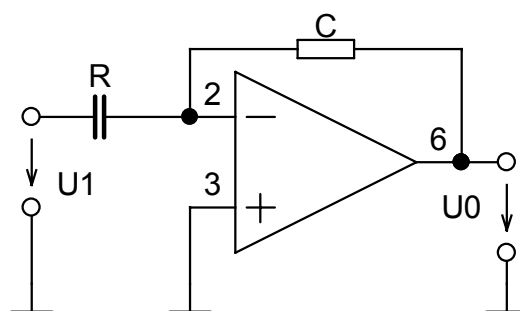
Integrátor se vyznačuje tím, že se postupně nabíjí, úměrně k jeho velikosti vstupního proudu. Rychlost nabíjení se ovšem řídí i kapacitou kondenzátoru. Čím je kapacita větší, tím

delší čas potrvá než se nabije na plné napětí přicházející na invertující vstup. Na výstupu integrátoru zjišťujeme trojúhelníkové kmity.



Obr. 1.11 a) U_1 vstupní signál integrátoru, b) U_0 výstupní signál integrátoru.

1.6.8 Derivátor



Obr. 1.12 Zapojení derivátoru.

Derivátor se používá jen ve výjimečných případech, neboť derivátorem se mění složky vyšší frekvence, které jsou vždy v signálu obsazeny (šum, zbytky síťové frekvence atd.)

Tyto výše zmíněná zapojení jsou nejvíce používána. Z některých zapojení budu vycházet při simulacích.

1.7 Proudová zrcadla

Tyto zrcadla se nejčastěji využívají při konstrukci IO. Jsou to stavební prvky, které jsou asi tak důležité jako rezistory při použití v běžných tranzistorových obvodech. Zrcadel se také často využívá jako zatěžovacích odporů v kolektorech zesilovacích stupňů a v diferenciálních stupních (operačních) zesilovačů.

Základní zapojení proudového zrcadla je uvedeno na obrázku 1.13a. Oba tranzistory musí být naprosto shodné. Princip je založen na platnosti rovnice 11:

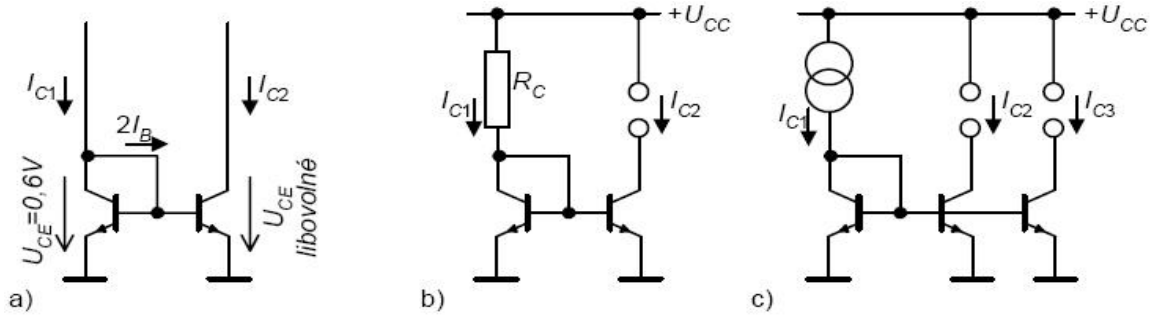
$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{q_e U_{BE}}{kT}} \Rightarrow U_{BE} = \frac{kT}{q_e} \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (9)$$

která říká, že velikost kolektorového proudu téměř nezávisí na velikosti napětí U_{CE} , ale pouze na velikosti U_{BE} . Mají-li oba tranzistory stejná bázová napětí (což mají, protože přechody B-E jsou zapojeny paralelně) a stejné teploty (tranzistory musí být na jednom čipu v těsné blízkosti), pak musí mít i stejně velké kolektorové proudy. „Diodové“ zapojení levého tranzistoru zajišťuje, že jeho kolektorové napětí má velikost $U_{CE} = U_{BE}$. Kolektorové napětí pravého tranzistoru bude libovolné, podle situace v jeho kolektoru. Levý tranzistor je řídicí, pravý tranzistor je řízený. Kolektorovým proudem levého tranzistoru je řízen proud pravého tranzistoru. Proudové zrcadlo je vlastně zdroj typu ZPŘP (zdroj proudu řízený proudem) s proudovým přenosem $K_I = 1$.

Na obrázku 1.13b je proud I_{C2} nepřímo řízen odporem R_C a napájecím napětím podle rovnice:

$$I_{C2} = I_{C1} = \frac{U_{CC} - 0,6V}{R_C} \quad (10)$$

Obrázek 1.13c ukazuje, že řídicím proudem I_{C1} lze řídit i více tranzistorů.



Obr. 1.13 a) Základní zapojení proudového zrcadla, b) Proud I_{C2} je nepřímo řízen odporem R_C , c) Proudem I_{C1} lze řídit více tranzistorů [9].

Na obrázku 1.14 je ukázáno „nesymetrické proudové zrcadlo“. Zanedbáme-li oba bázové proudy proti proudům kolektorovým, pak lze s využitím rovnice :

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{q_e U_{BE}}{kT}} \Rightarrow \ln \frac{I_C}{I_S} = \frac{q_e}{kT} \cdot U_{BE} \Rightarrow U_{BE} = \frac{kT}{q_e} \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (11)$$

můžeme psát:

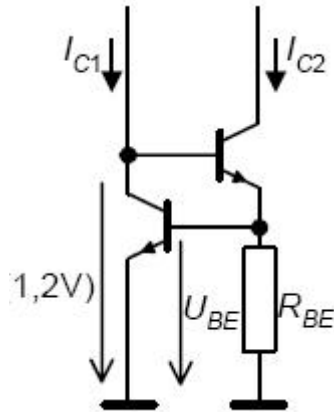
$$I_{C2} \cong \frac{U_{BE}}{R_{BE}} = \frac{1}{R_{BE}} \cdot \frac{kT}{q_e} \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} \quad (12)$$

Na tuto rovnici se lze dívat ze tří možných úhlů:

Proud I_{C2} je v prvním přiblížení konstantní, nezávislý na I_{C1} (Ohmův zákon)

Proud I_{C2} je závislý na logaritmu I_{C1} , což je závislost velmi plochá, málo strmá.

Při konstantním I_{C1} lze zapojení chápat jako lineární převodník teploty T na proud I_{C2} [9].



Obr. 1.14 „Nesymetrické proudové zrcadlo“ [9].

1.8 Šumová analýza VFA a CFA

Abychom mohli porozumět rozdílům šumu mezi napěťovou a proudovou zpětnou vazbou, musíme srovnat architekturu jejich vstupů (porovnání můžeme vidět na obrázcích (vnitřní struktury viz. níže). Struktura VFA má na vstupu diferenční pár. Proto jsou v bipolární technologii vstupy připojeny k bázím PNP nebo NPN tranzistorových párů. Bázové proudy, které tudy protékají, jsou velmi malé a šum je úměrný velikostem těchto proudů.

Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou má dva vstupy spojující velmi různé struktury. Neinvertující vstup operačního zesilovače spojuje do báze bipolární tranzistory tak, aby byl vstupní šum srovnatelný se vstupem VFA. Naopak invertující vstup operačního zesilovače je výstup z bufferu - z pravidla NPN a PNP emitory.

Emitterový proud je mnohonásobně větší než proud bázový (vlivem faktoru beta). Tedy šum je taky úměrně vyšší. Na invertujícím vstupu ve strukturách CFA se vstupní šum pohybuje kolem 20-30pA/√Hz, u struktur VFA se vstupní šum pohybuje zpravidla kolem 1-5pA/√Hz (Poznatky zveřejnil INTERSIL, 2005) [6].

Tento šumový proud je transformován na napětí přes zpětnovazební rezistor R_F . Určit přesnou velikost vstupního šumu je komplikovaný parametr. Jeho velikost určuje nejen druh tranzistoru, ale také vstupní signál. V našem případě porovnání stačí uvést, že struktura CFA má šumové napětí přinejmenším takové jako zesilovač struktury VFA, který není pro nízký šumový signál optimalizován. Dále uvedená tabulka ukazuje typické velikosti proudového šumu a napětí pro struktury CFA a VFA.

Tab. 1 Naměřené hodnoty šumu na strukturách VFA a CFA.

		VFA	CFA
Napájecí napětí	U_{cc}	0,86nV/√Hz	4nV/√Hz
Invertující vstup	In-	1,4pA/√Hz	20pA/√Hz
Neinvertující vstup	In+	1,4pA/√Hz	8pA/√Hz

Toto měření provedla a zveřejnila firma INTERSIL, 2005

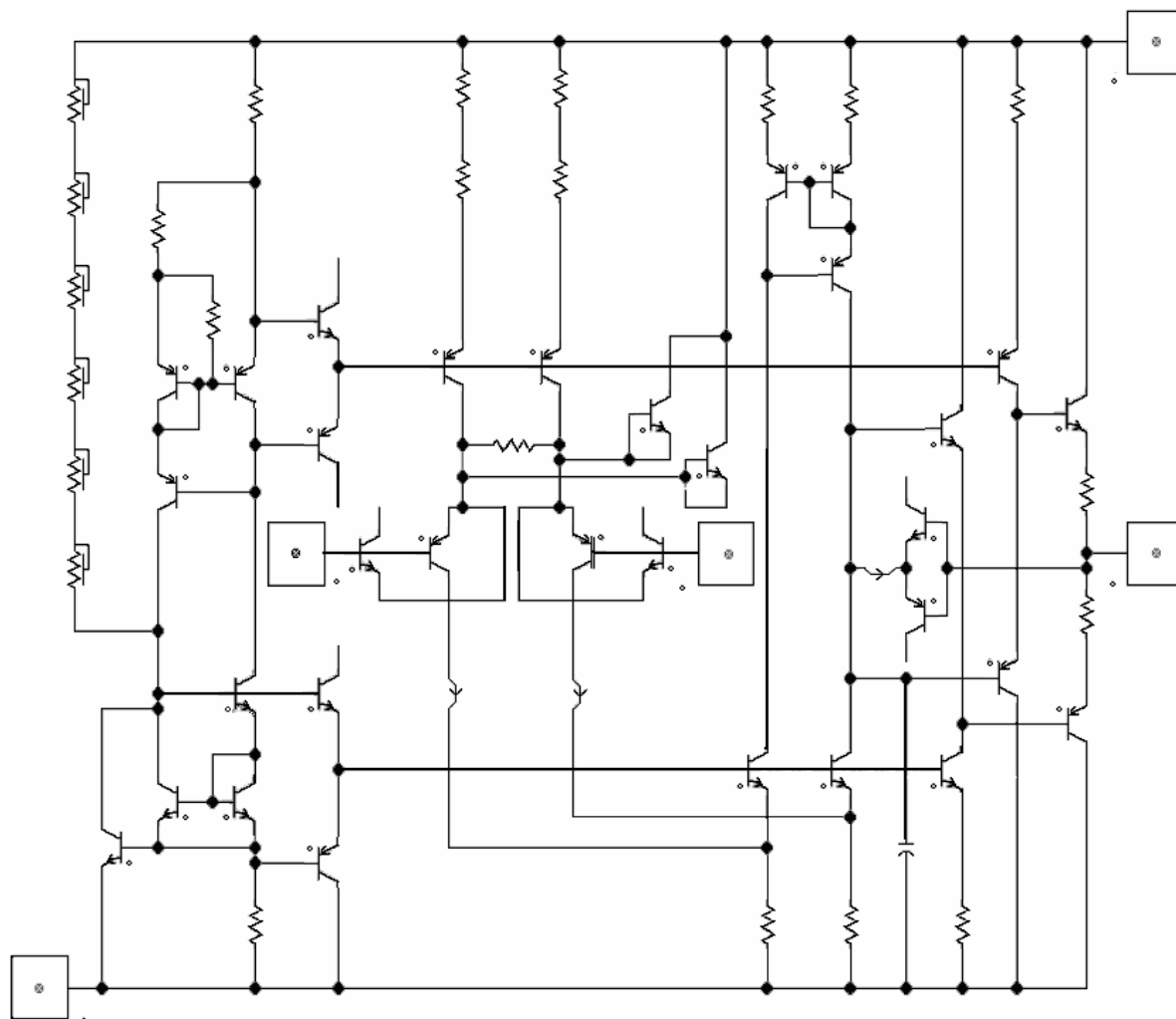
V zesilovači se strukturou VFA byl obvod optimalizován pro citlivost na rozdílové (diferenciální) napětí vstupu. Proto je šum u tohoto zesilovače mnohem nižší. Šumový proud je na obou vstupech nízký, protože proud, který teče do každého vstupu, je maličký.

V zesilovači CFA se zpětnovazebním uzlem teče proud spíše emitorem nežli bází. Tento proud v sobě bude mít přirozeně větší šumovou složku [6].

2 TEORIE VFA (Voltage Feedback Amplifier)

2.1 Úvod

Struktura napěťového zesilovače je asi nejznámější a nejvíce používaná. Nejčastěji se používá u diferenčních vstupů, ziskových stupňů a koncových zesilovačů. Zde uvedené schéma představuje vnitřní schéma napěťového zesilovače EL5157.

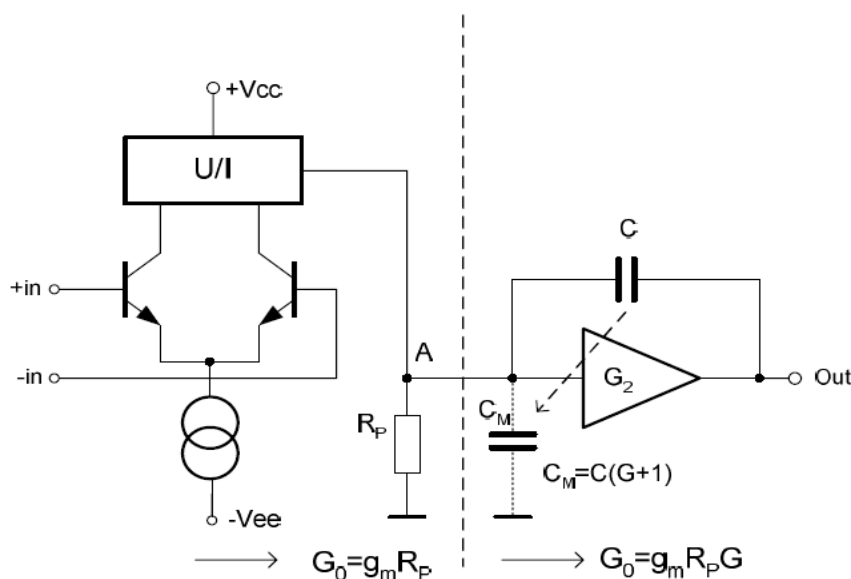


Obr. 2.1 Vnitřní struktura VFA zesilovače EL5157 [6].

Vstupní jednotkou je NPN rozdílový (diferenční) pár v paralelním zapojení s dvojicí NPN tranzistorů. Druhá část se skládá z proudového zdroje. Za povšimnutí stojí, že zde není žádná diference signálu (nebo chyba) v proudových signálových cestách tranzistorů, projevuje se přes výstupní impedanci proudového zdroje ve vysokoimpedančním uzlu. Koncový stupeň bufferu je na výstupu vysokoimpedanční uzel [6].

2.2 Dynamické vlastnosti

Z tohoto pohledu je třeba zabývat se vnitřní strukturou operačního zesilovače.



Obr. 2.2 Zjednodušené schéma vnitřního zapojení OZ s napěťovou zpětnou vazbou [3].

Vnitřní strukturu veškerých OZ můžeme rozdělit na 2 části:

- vstupní diferenciální stupeň s převodníkem U/I
- výstupní zesilovač (obr. 2.1)

Vstupní diferenciální stupeň s převodníkem transformuje vstupní napětí na jediný souměrný signál (vzhledem k zemi). Proud z převodníku je veden na impedanci R_p , která dosahuje vysokých hodnot (je realizována parazitními vodivostmi ve struktuře zesilovače). Označíme-li transkonduktaci převodníku U/I g_m (vztaženo k výstupním svorkám zesilovače), pak je zisk G_1 prvního stupně, tj. v uzlu A roven:

$$G_1 = g_m \cdot R_p \quad (13)$$

Napětí je poté zesíleno v druhé části zesilovače se zesílením G_2 . K tomu, aby byl OZ stabilní se používá kompenzační kapacity C . Kapacita mezi vstupem a výstupem se nazývá

Millerova kapacita C_M , která je transformována v poměru:

$$C_M = (G + 1) \cdot C \quad (14)$$

Dále přenos v uzlu A je pak dán paralelním spojením kapacity C_M a rezistoru R_p :

$$G_1 = g_m \cdot Z = g_m \cdot \frac{R}{RCs + 1} = \frac{G_1}{\tau \cdot s + 1} \quad (15)$$

Z je impedance tvořena paralelním zapojením kapacity C_M a rezistoru R_p . Z předešlého vztahu pak vyplývá, že při přenosu v OZ vzniká pól, označovaný jako dominantní. Celkové zesílení pro nižší frekvence, než je kmitočet dominantního pólu, je pak $G_0 = G_1 \cdot G_2$. Pokud vynásobíme celkové zesílení G_0 hodnotou dominantního kmitočtu dostaneme pak tzv: Gain BandWidth product (GBW). Pokud navrhne signálový zesilovač za použití OZ na zesílení G , pak je hodnota mezního kmitočtu pro pokles o -3dB dána vztahem :

$$f_M = \frac{GBW}{G} \quad (16)$$

Je zřejmé, že pro zesílení rovno jedné je zesílení G rovno GBW.

Rezistor R_p má vysoký odpor a proto kondenzátor a převodník U/I tvoří v předešlém obrázku integrátor proudu I . Odezvu napětí na kondenzátoru na jednotkový skok vstupního proudu I můžeme vyjádřit jako:

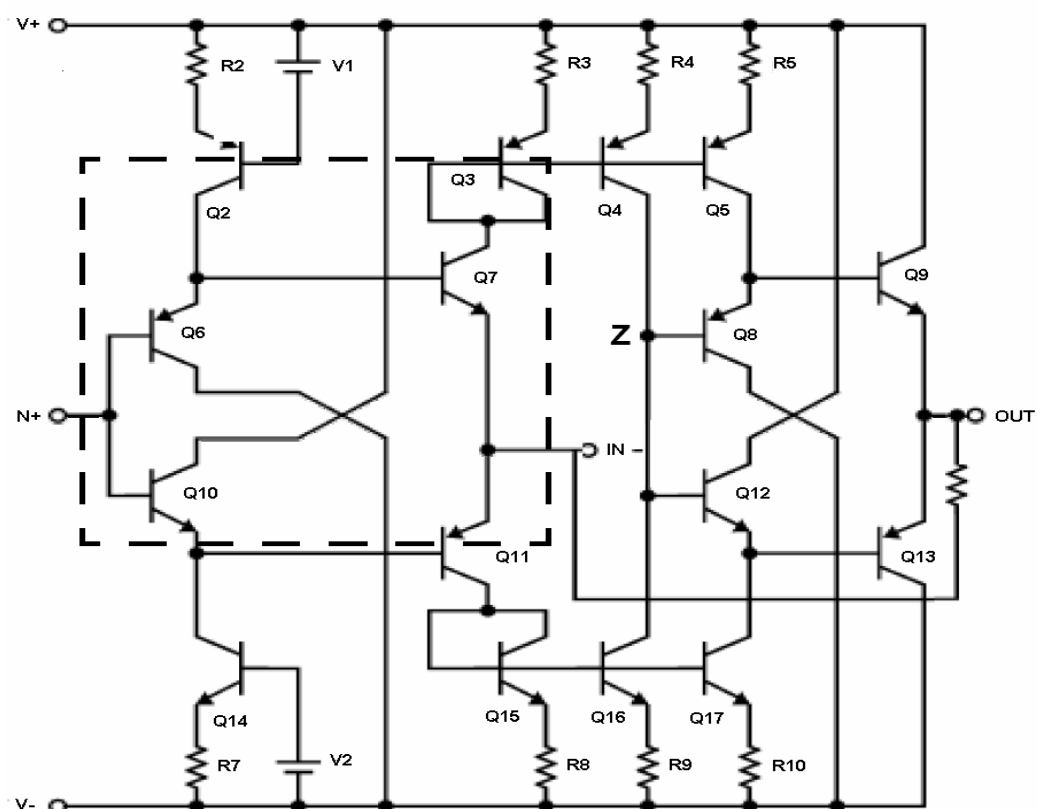
$$u_c(t) = \frac{1}{C} \cdot I_{\max} \cdot t \quad (17)$$

Velikost proudu I nemůže dosáhnout nekonečné hodnoty a stejně tak i rychlost integrátoru je omezená. Lze proto spočítat rychlost přeběhu SR [3].

3 TEORIE CFA (Current Feedback Amplifier)

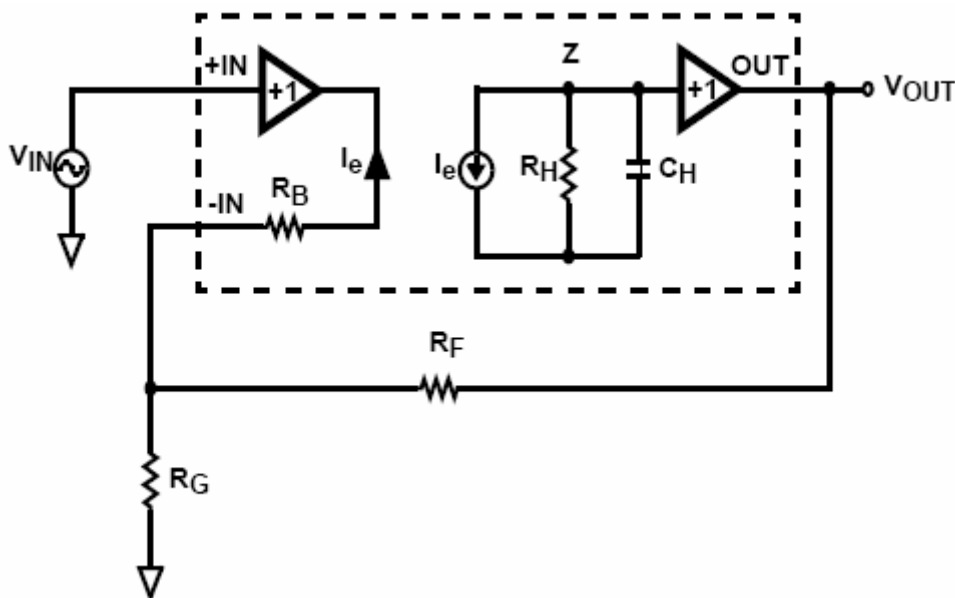
3.1 Úvod

Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou se hodně liší od napět'ových. Tento rozdíl je hlavně ve struktuře vstupu zesilovače. Ve skutečnosti má tento zesilovač mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem ziskovou jednotku (jedná se o proudové zrcadlo). Takovéto řešení vstupu dává struktuře CFA značné výhody v určitých vlastnostech. Popularita této stuktury se opozdila za VFA do doby, než se objevila plná komplementární struktura v bipolárním provedení. V dnešní době už jsou tyto zesilovače dostupné a můžeme využívat jejich značného rozsahu šířky pásma. Výhodou je taky rychlost přeběhu na vstupech, kde jsou rychlejší než u VFA, kvůli vstupní parazitní kapacitě. Vstupní impedance invertujícího vstupu je velmi nízká, jeho vstupní signál dosahuje velmi vysoké impedance přes vstupní proudové zrcadlo. Zde je tento vysokoimpedanční uzel přemístěn na výstup.



Obr. 3.1 Topologie vnitřní struktury CFA [6].

Na obrázku 3.2 je tato struktura zobrazena blokově. Zdůrazňuje rozdělení a zrcadlení vstupu a výstupu.

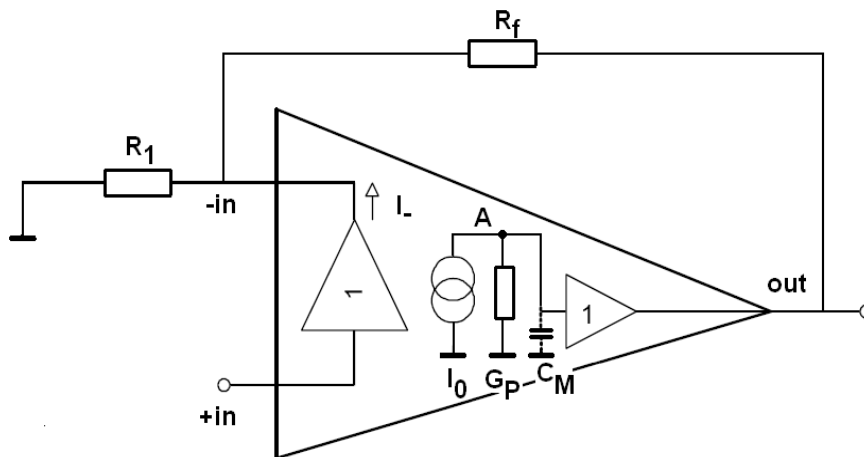


Obr. 3.2 Zjednodušené schéma CFA [6].

Každá napěťová diference jde přes zpětnovazební rezistor R_F , kde vytváří proudovou chybu invertujícího vstupu. Impedance na invertujícím vstupu je nízká, zpětná vazba je proudová. CFA je také nazvaný jako **transimpedanční** zesilovač, to protože proudová změna v invertujícím vstupu má za následek změnu napětí na výstupu. Při funkci proudová zrcadla napájí vysokonapěťový uzel na výstupu pomocí napájecího napětí, CFA nabývají vysokou rychlost přeběhu hrany (SR). Buffer dokončuje kruhový oběh, dává napětí na výstup pro minimalizaci chyby proudu zpětné vazby. Hodnota rozsahu R_F určuje množství proudového napájení zpět do invertujícího vstupu. Proto při proměnném zisku z CFA je hodnota R_G nastavitelná. Zatím co VFA má kompromisní šířku pásma, šířka pásma CFA je nepřímo úměrná hodnotě R_F .

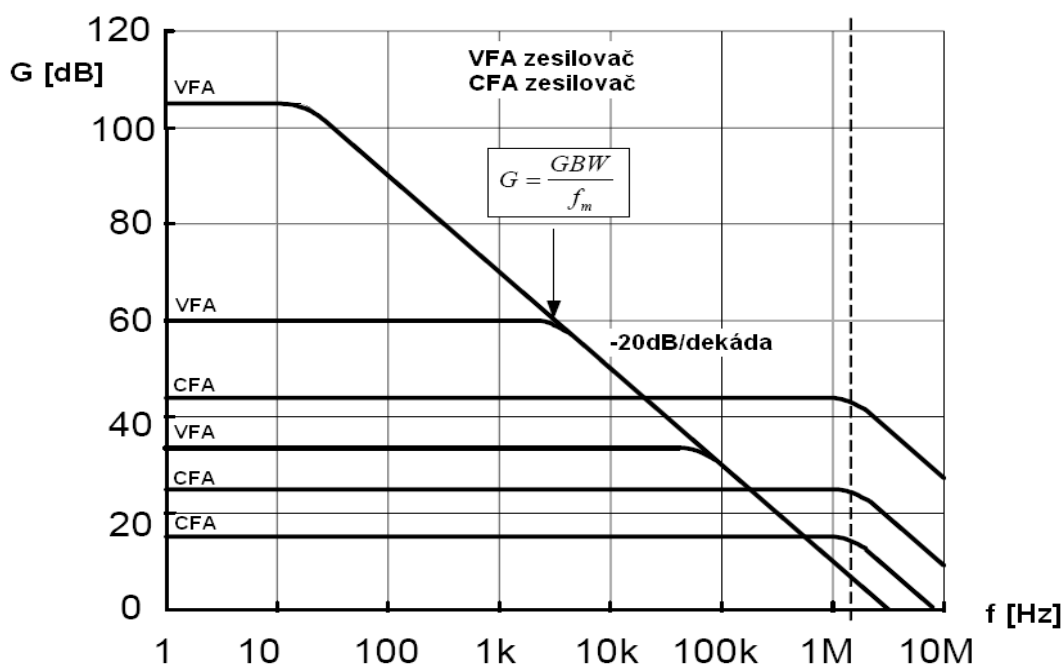
3.2 Dynamické vlastnosti

U zesilovačů s napěťovou zpětnou vazbou (VFA) se nastavuje na vstupech diferenční napětí na nulu. U zesilovačů s proudovou zpětnou vazbou je tomu tak, že se nastavuje nulový proud na neinvertujícím vstupu.



$$I_1 = I_0 \quad U_A = U_{out} = I_0 R_P \quad A = 1 + R_f / R_1$$

Obr. 3.1 Vnitřní zapojení CFA [3].



Obr. 3.2 Frekvenční charakteristiky s různými zesíleními pro VFA a CFA [3].

Funkci CFA můžeme vyvodit z obrázku 3.1. Na vstupu je jednotkový zesilovač s vysokoimpedančním napěťovým vstupem, který je na kladné svorce ($in+$) a výstup je na záporném vstupu ($in-$). Proud I_0 je proud, který se zrcadlí obrazem proudu $I-$, který prochází invertujícím vstupem. Tento proud vytváří úbytek napětí na vodivosti G_P (tato vodivost dosahuje vysokých hodnot). Právě v tomto bodě je realizováno veškeré zesílení obvodu. Zesílení oddělovacího stupně je nastaveno na hodnotu 1, z toho tedy vyplývá, že Millerova kapacita dosahuje podstatně nižších hodnot než hodnota u zesilovačů s napěťovou zpětnou vazbou (VFA). To je také hlavním důvodem, proč zesilovače CFA mají mnohonásobně kratší rychlost přeběhu nežli VFA. (u CFA se tato hodnota pohybuje kolem statisíců $V/\mu s$, kde u VFA se jedná o desítky voltů za μs).

Snímání proudu $I-$ se většinou provádí proudovými zrcadly zapojenými ve výstupním obvodu jednotkového zesilovače. Je zřejmé, že veličina, která se převádí (zrcadlí) ze vstupu na výstup je proud. Přenos těmito proudovými zrcadly vyvolávají jen nepatrné variace na jeho signálovém vstupu. Z toho plyne, že případnými parazitními kapacitami tohoto vstupu protéká zanedbatelný proud, který je o poznání menší, nežli by byl proud v struktuře VFA [3].

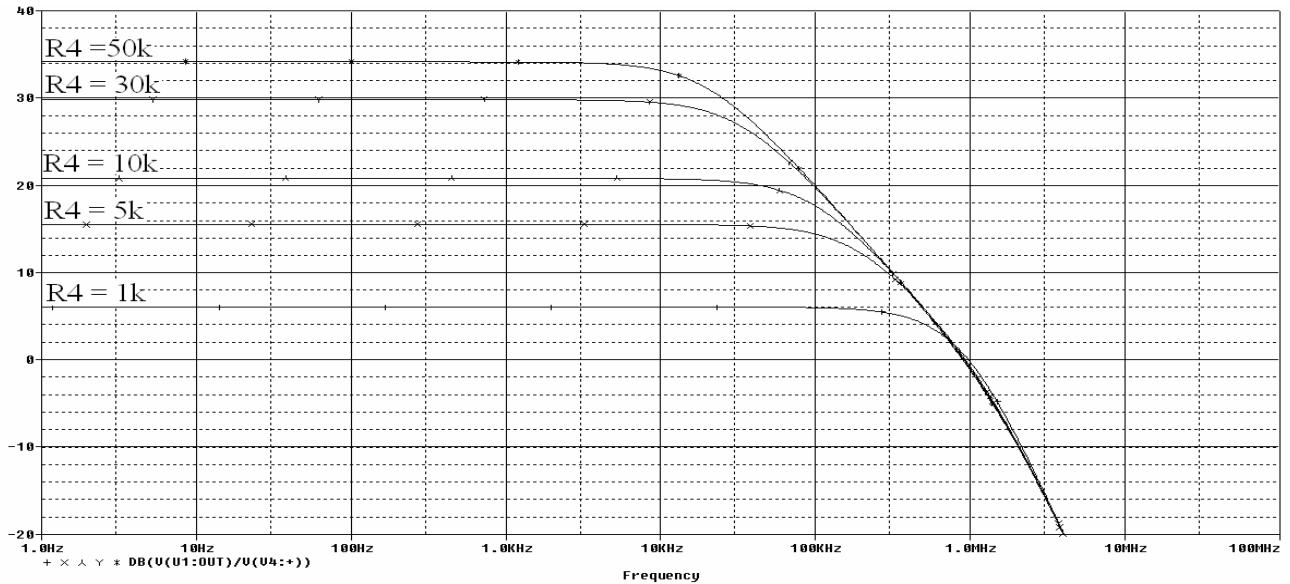
4 Srovnání parametrů

Tab. 2 Parametry struktur

TOPOLOGIE	
VFA	CFA
x	- velmi krátká doba rychlosti přeběhu
- šířka pásma (desítky MHz)	- velká šířka pásma (stovky MHz)
- nízké vstupní napětí a šumový proud	x
- nízké zkreslení @ nízká frekvence	- nízké zkreslení @ vysoká frekvence
- šířka pásma závisí na zisku	- šířka pásma nezávisí na zisku
- všeobecné použití	- použití hlavně ve videotechnice
- dobré SS vlastnosti	- SS vlastnosti jsou dány konstrukcí vstupního sledovače
- má možnost kapacitní vazby z výstupu na invertující vstup	- nemá možnost kapacitní vazby z výstupu na invertující vstup
- větší parazitní kapacity z důvodu Millerova jevu.	- malé parazitní kapacity dané konstrukcí
- velká vstupní symetrie	x
x	- nízká parazitní kapacita na vstupech

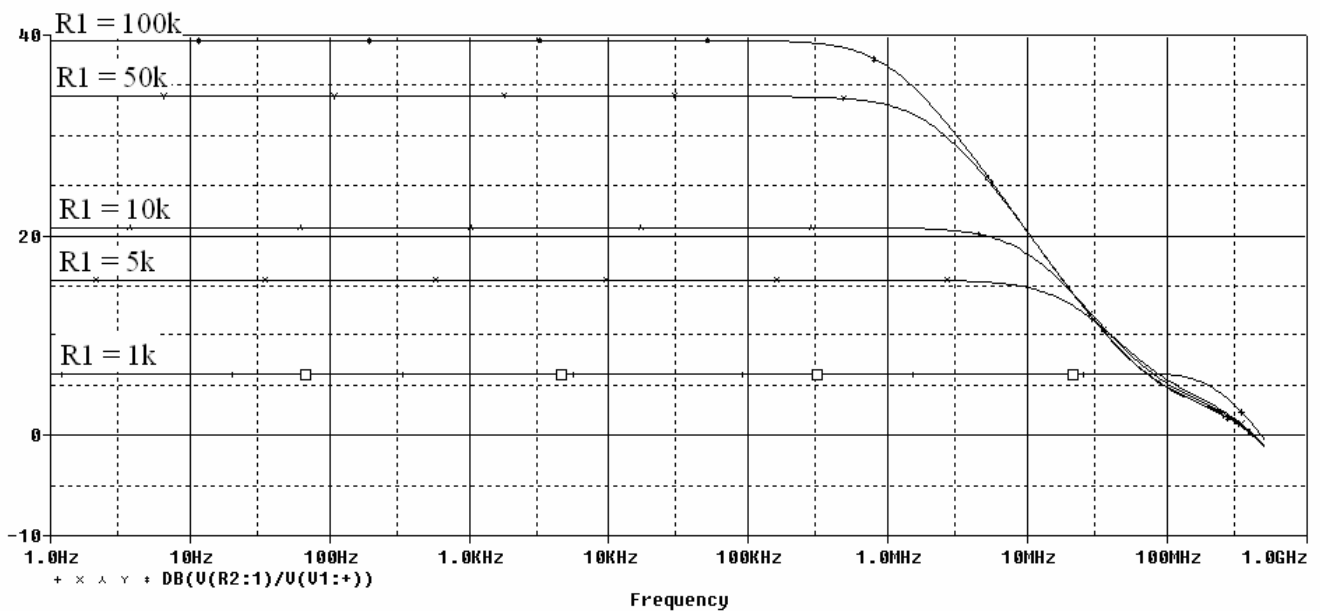
5 SIMULACE ZAPOJENÍ VFA A CFA

5.1 Měření frekvenční charakteristiky



Obr. 5.1 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). **Frekvenční charakteristika.**

Zde měníme hodnotu zpětnovazebního rezistoru $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $5 \text{ k}\Omega$, $10 \text{ k}\Omega$, $30 \text{ k}\Omega$, $50 \text{ k}\Omega$.

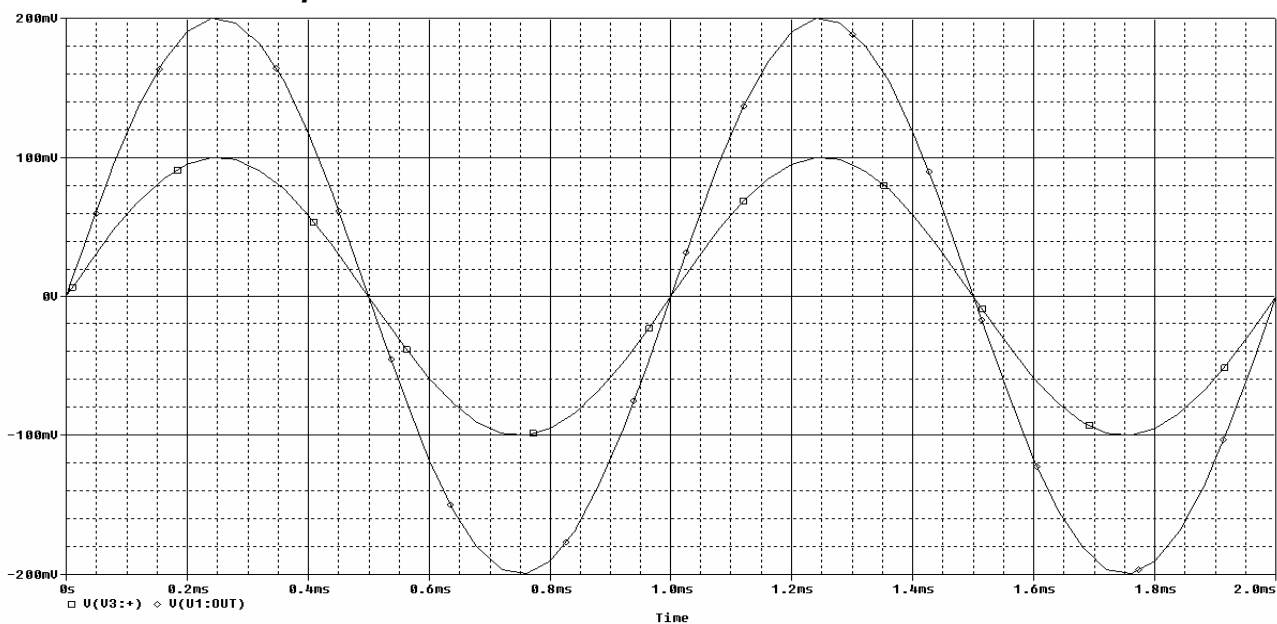


Obr. 5.2 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Frekvenční charakteristika.**

Měníme zde hodnotu zpětnovazebního odporu a sledujeme pro různý zisk různé šířky pásma. $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $5 \text{ k}\Omega$, $10 \text{ k}\Omega$, $50 \text{ k}\Omega$, $100 \text{ k}\Omega$.

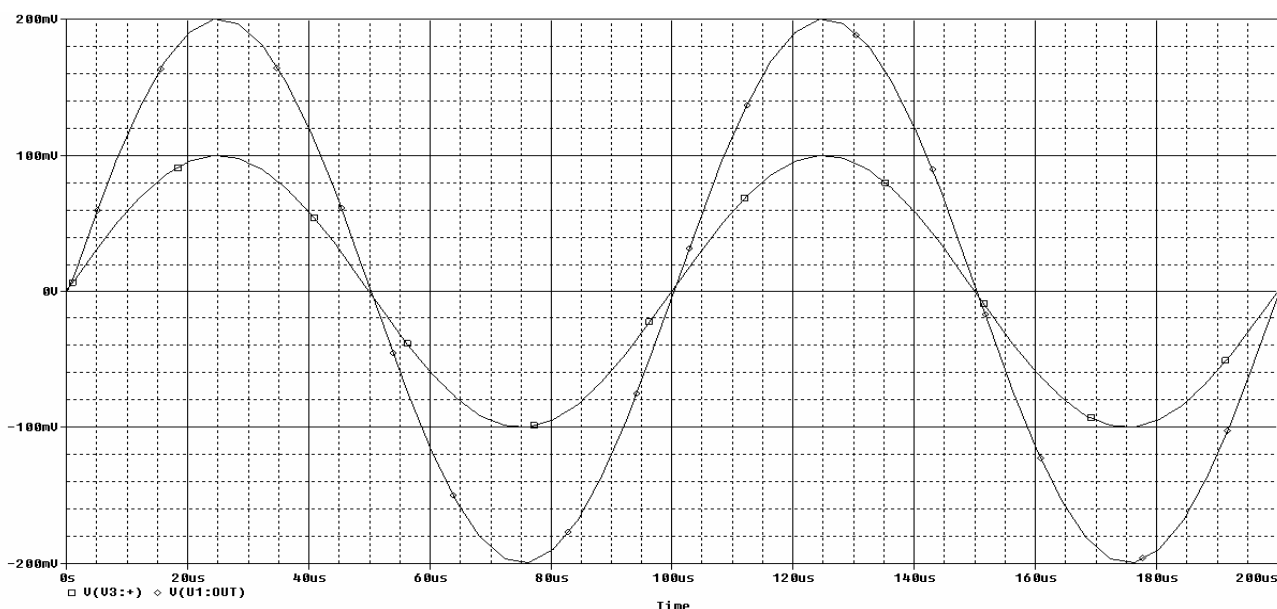
5.2 Závislost výstupního signálu na vstupním signálu

5.2.1 $\mu A741$



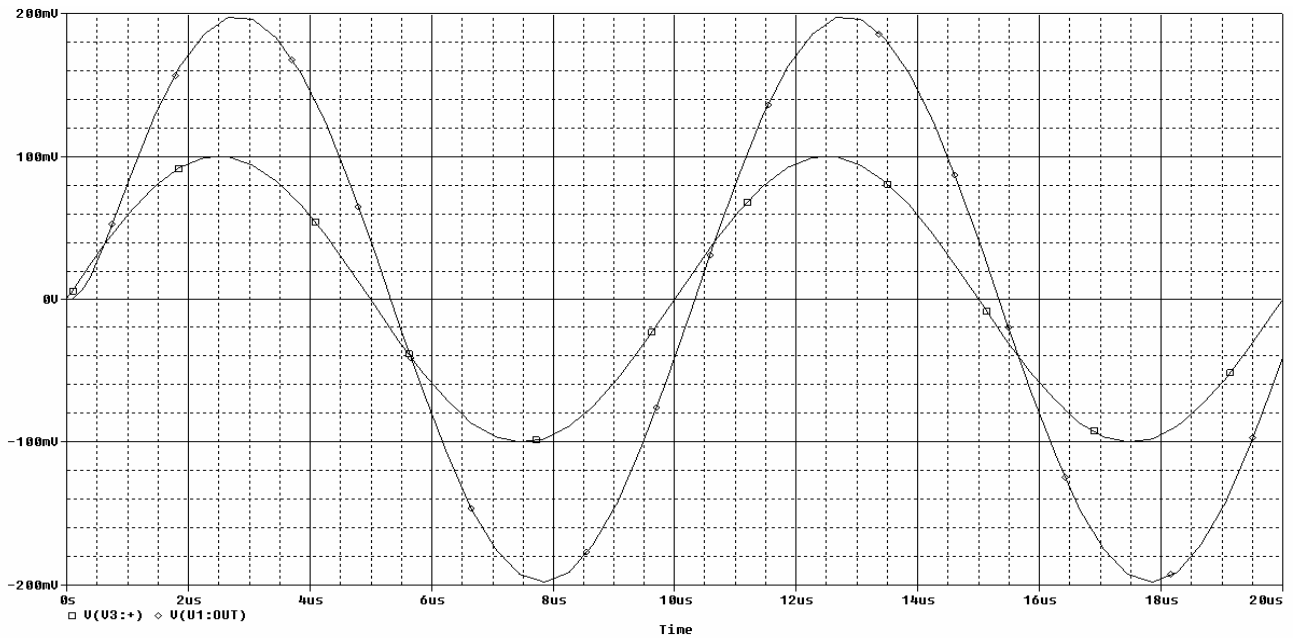
Obr. 5.3 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). Závislost u_2/u_1 .

Měření s nastavenými parametry: $f = 1 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$. Výstup nevykazuje žádné zkreslení.



Obr. 5.4 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). Závislost u_2/u_1 .

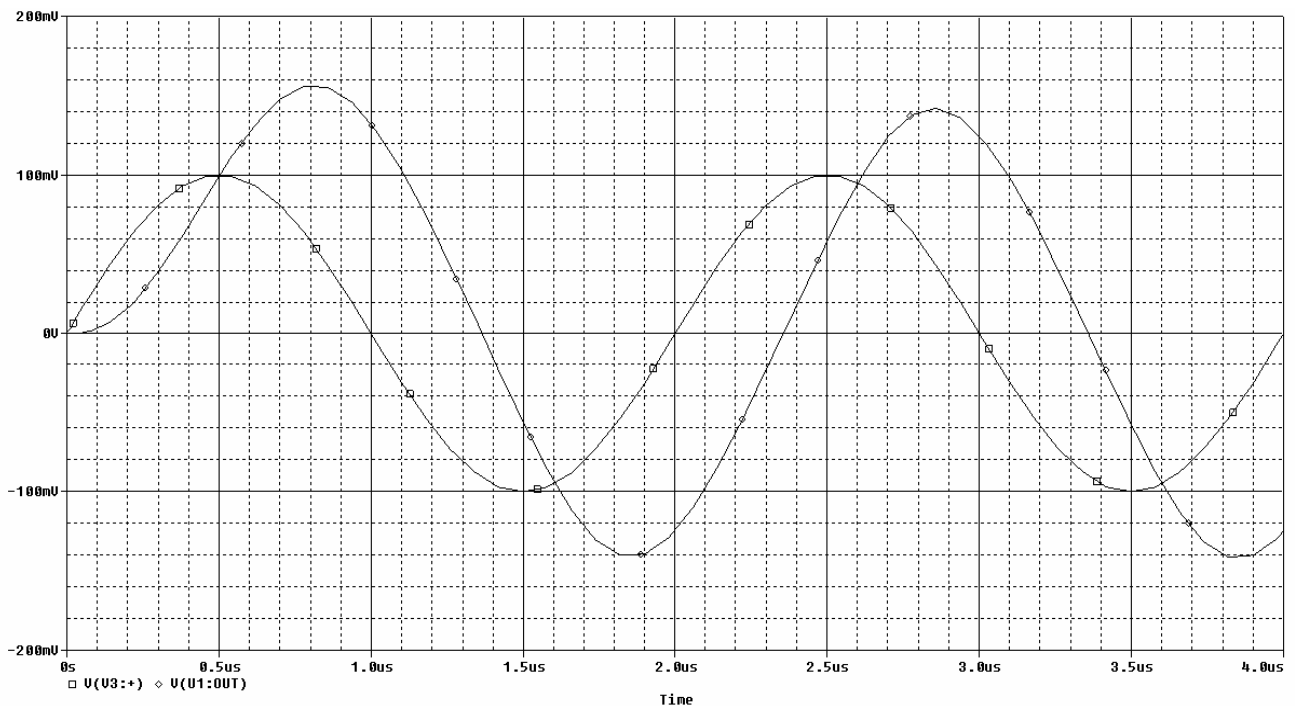
Měření s nastavenými parametry: $f = 10 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$. Výstup je bez zkreslení.



Obr. 5.5 (VFA, μ A741) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). **Závislost u_2/u_1 .**

Měření s nastavenými parametry: $f = 100 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$.

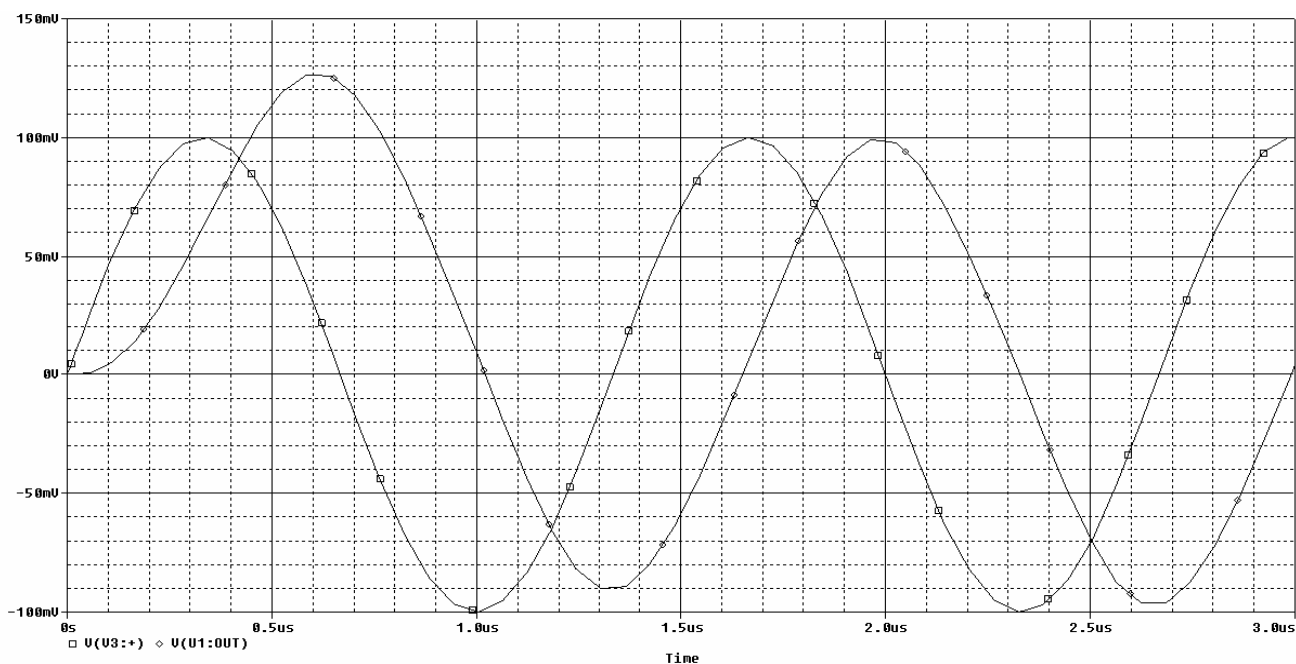
Pozorujeme malé zkreslení, výstupní amplituda má stále správnou hodnotu 200 mV .



Obr. 5.6 (VFA, μ A741) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). **Závislost u_2/u_1 .**

Měření s nastavenými parametry: $f = 500 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 156 \text{ mV}$.

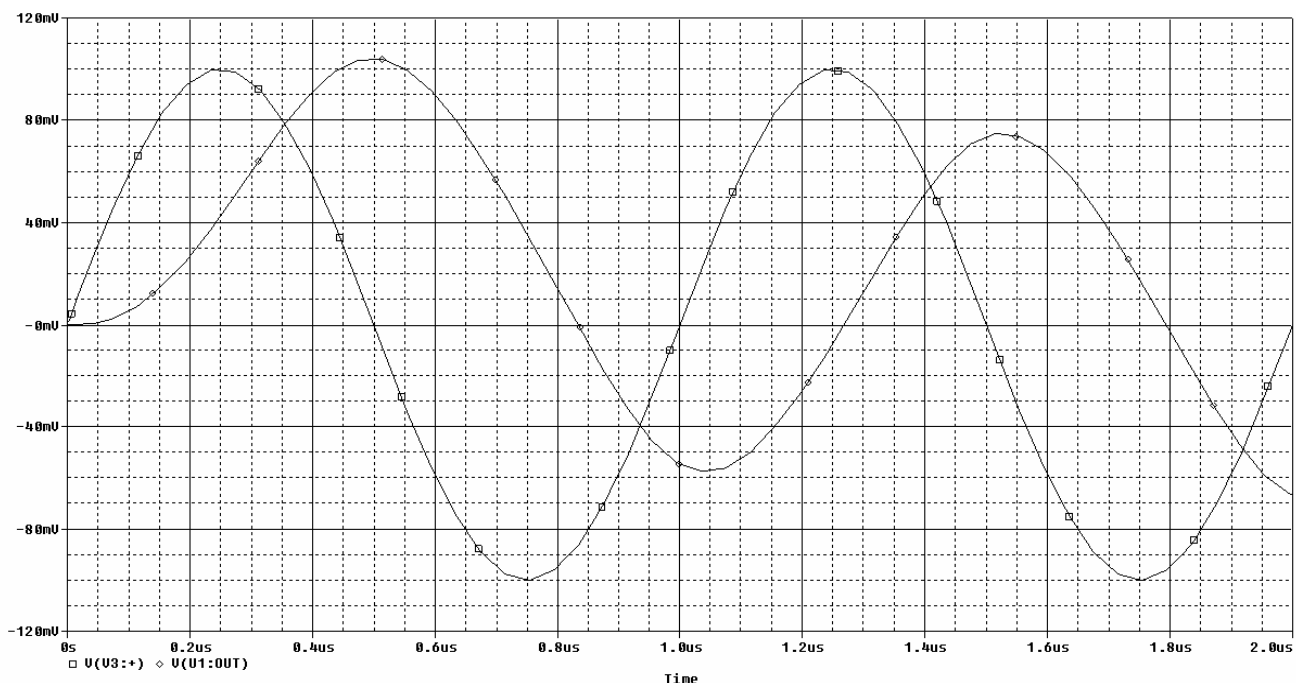
Zkreslení výstupního signálu se zvětšuje, výstupní amplituda nemá správnou hodnotu ($u_2 \neq 200 \text{ mV}$).



Obr. 5.7 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). **Závislost u_2/u_1 .**

Měření s nastavenými parametry: $f = 750 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 95 \text{ mV}$.

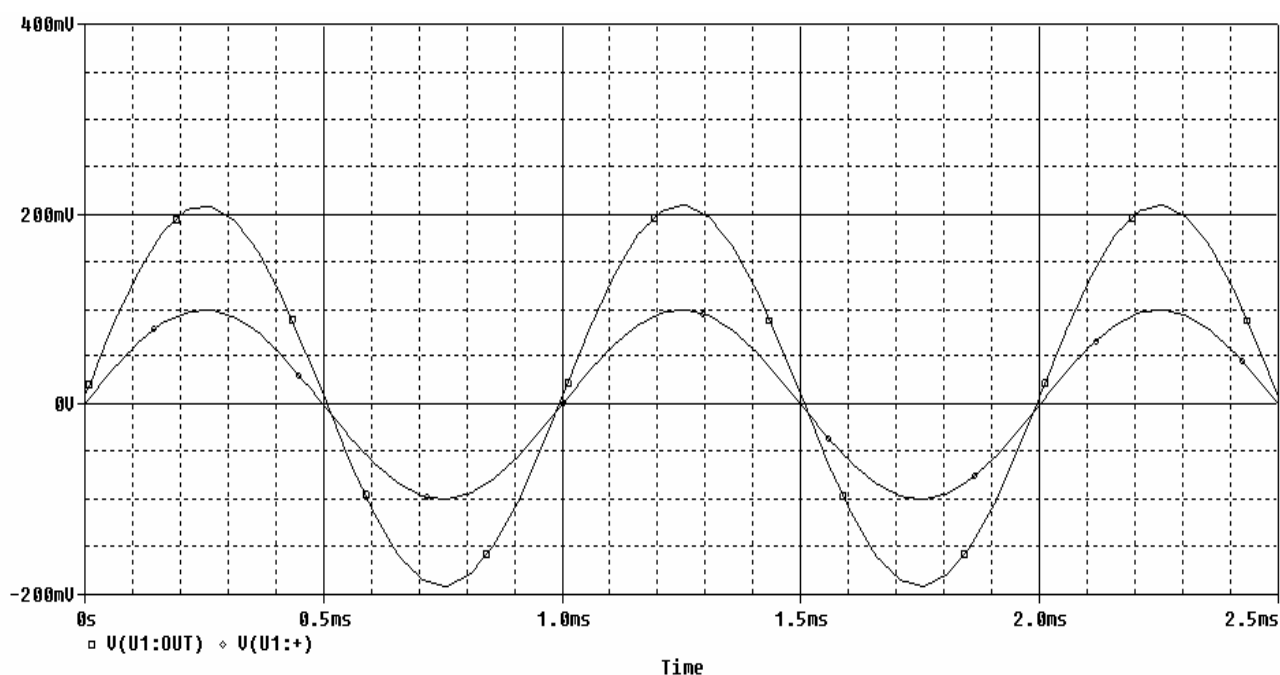
Zkreslení výstupního signálu je značné, zesilovač mírně zeslabuje, dochází k fázovému posunu, zesílení je těsně za hranicí tranzitního kmitočtu.



Obr. 5.8 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1). **Závislost u_2/u_1 .**

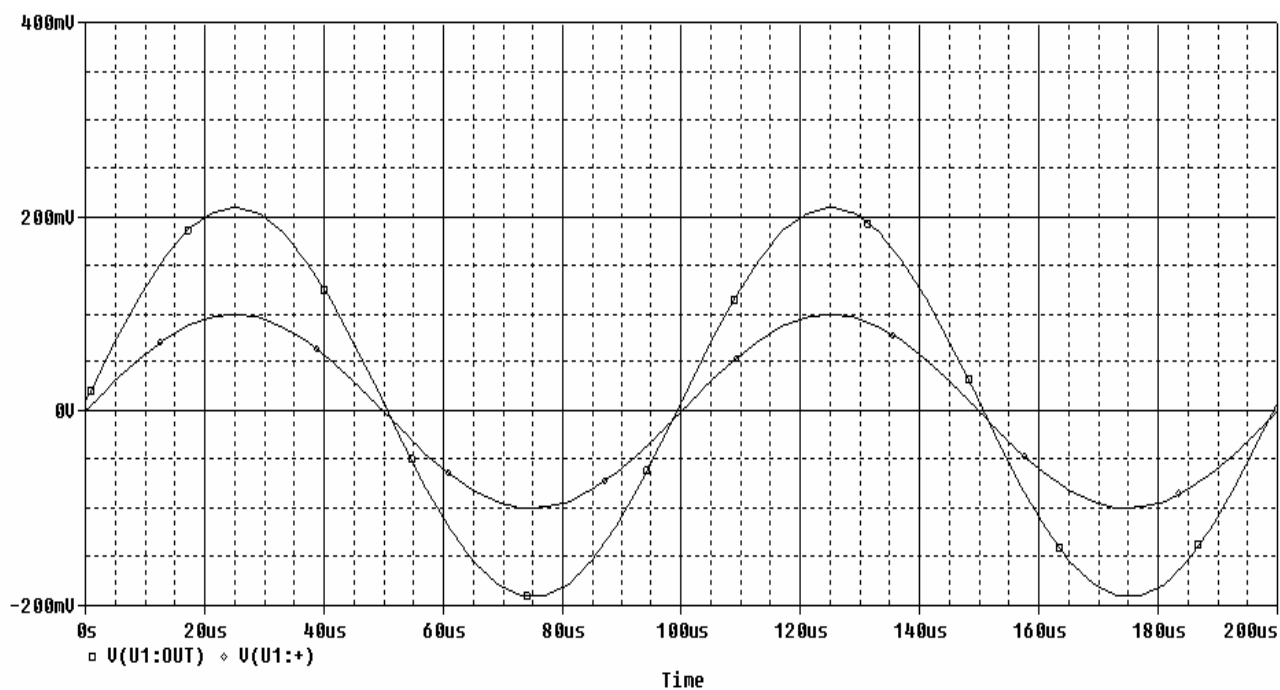
Měření s nastavenými parametry: $f = 1 \text{ MHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 75 \text{ mV}$. Zkreslení výstupu je velké, výstupní amplituda nemá správnou hodnotu, zesilovač zeslabuje.

5.2.2 AD8011



Obr. 5.9 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

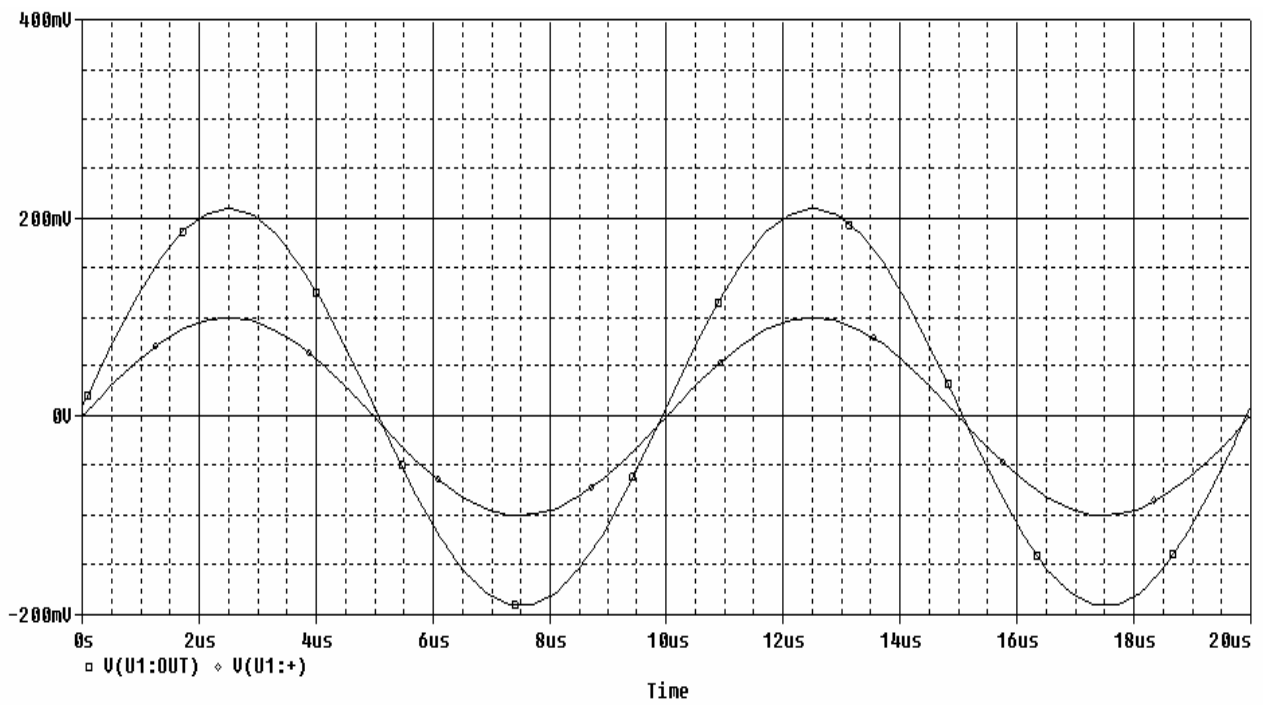
Měření s nastavenými parametry: $f = 1 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$. Zesilovač pracuje správně.



Obr. 5.10 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

Měření s nastavenými parametry: $f = 10 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$.

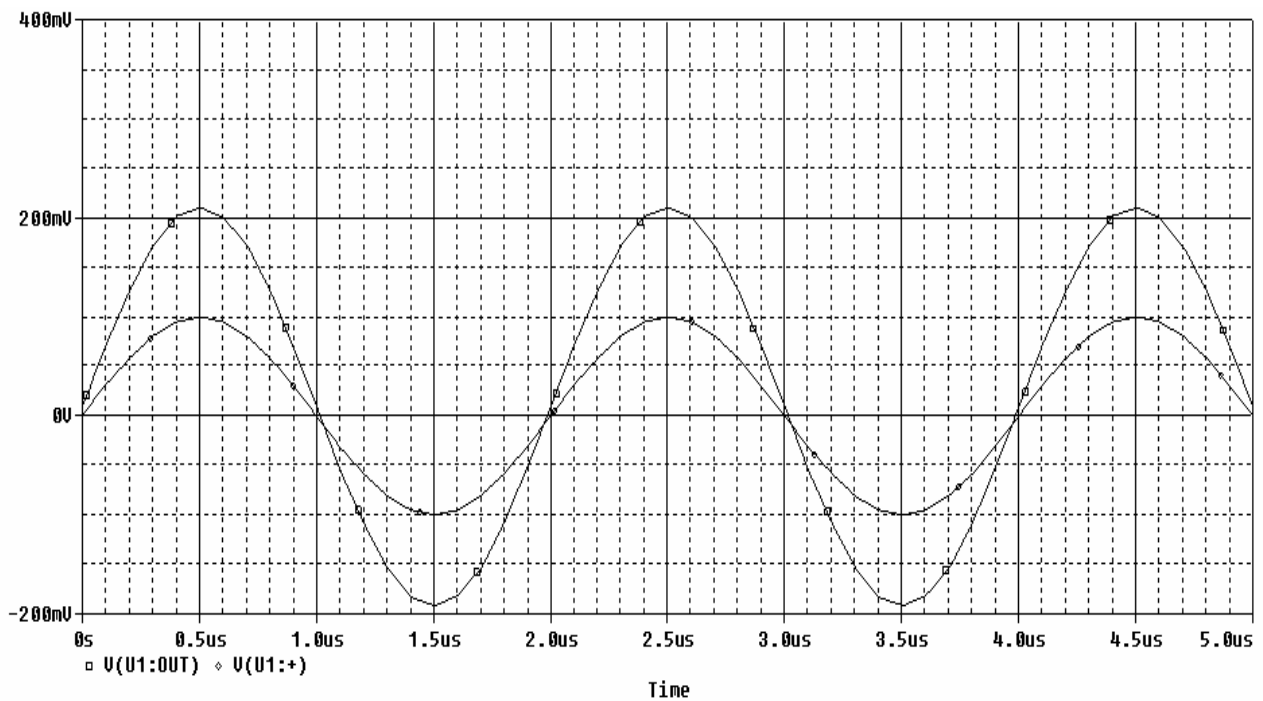
Zesilovač pracuje správně.



Obr. 5.11 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

Měření s nastavenými parametry: $f = 100 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$.

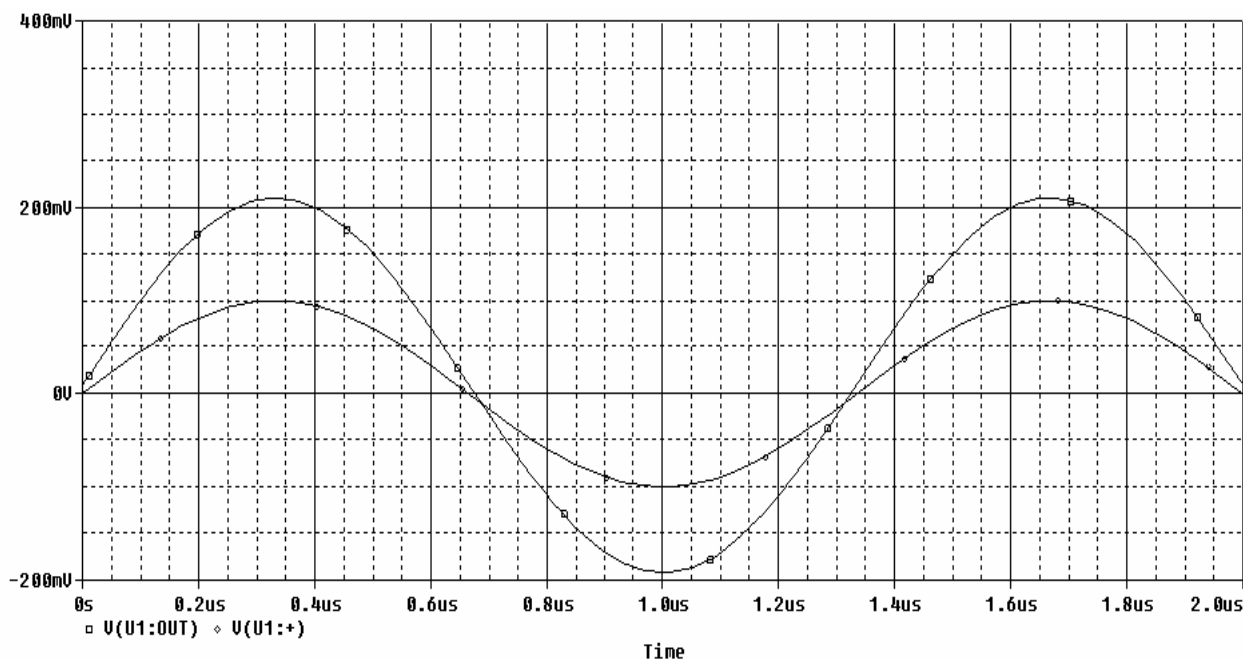
Zesilovač pracuje správně.



Obr. 5.12 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

Měření s nastavenými parametry: $f = 500 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$.

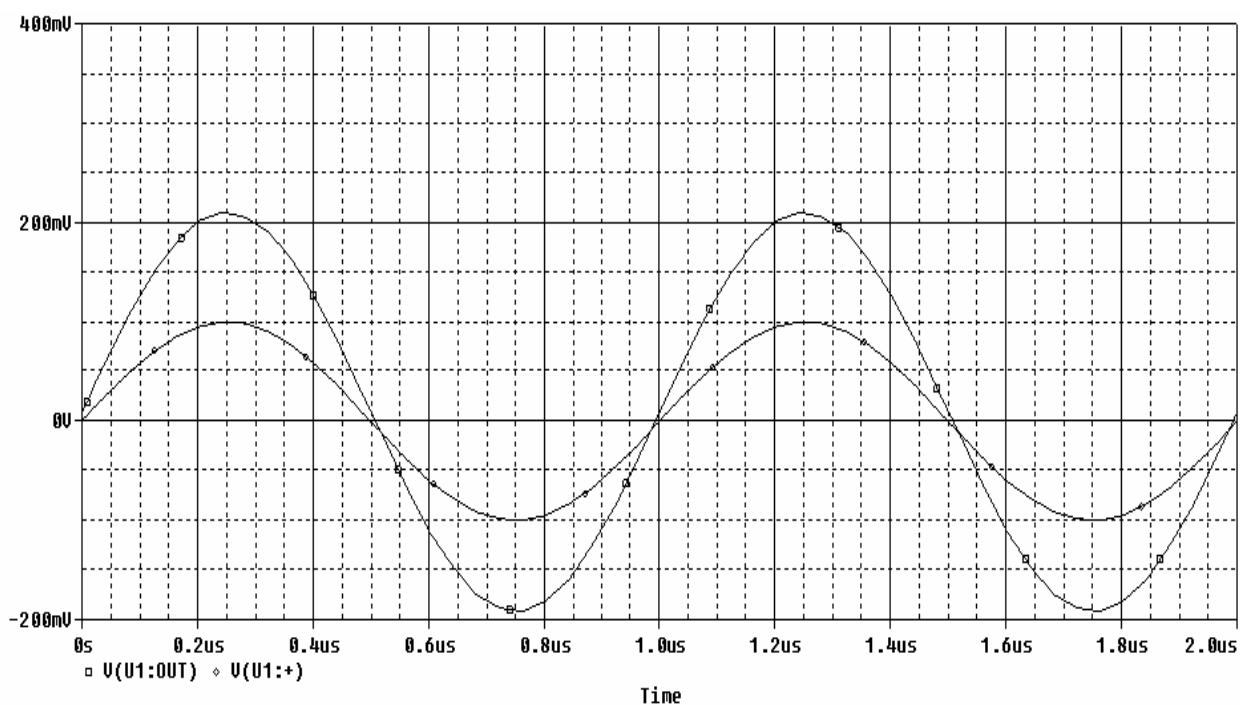
Zesilovač pracuje správně.



Obr. 5.13 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

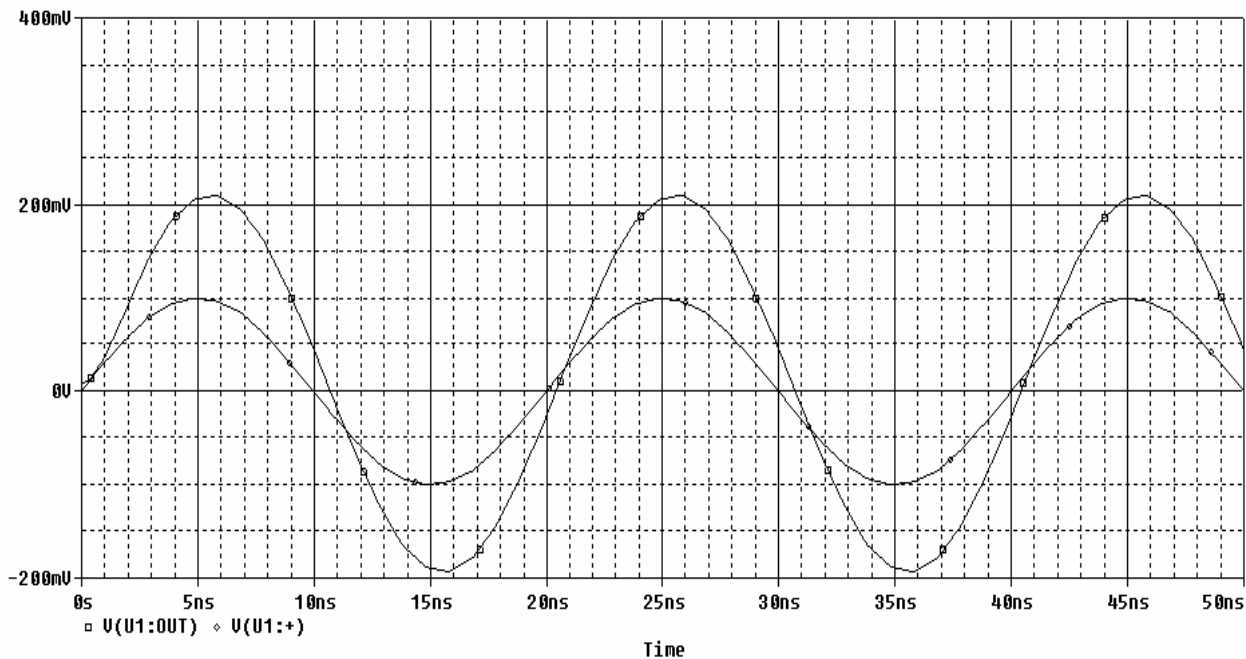
Měření s nastavenými parametry: $f = 750 \text{ kHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$.

Zesilovač pracuje správně.



Obr. 5.14 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

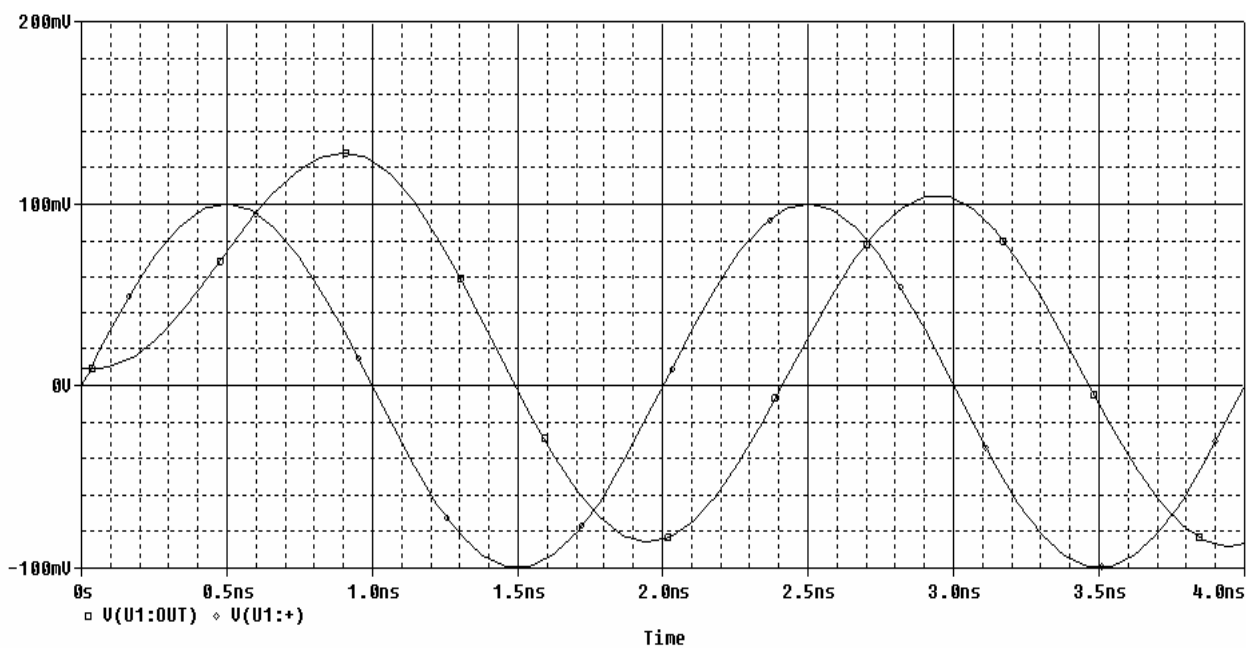
Měření s nastavenými parametry: $f = 1 \text{ MHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$. Zesilovač ještě stále pracuje správně, dochází k velmi nepatrnému zkreslení (posun fáze).



Obr. 5.15 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

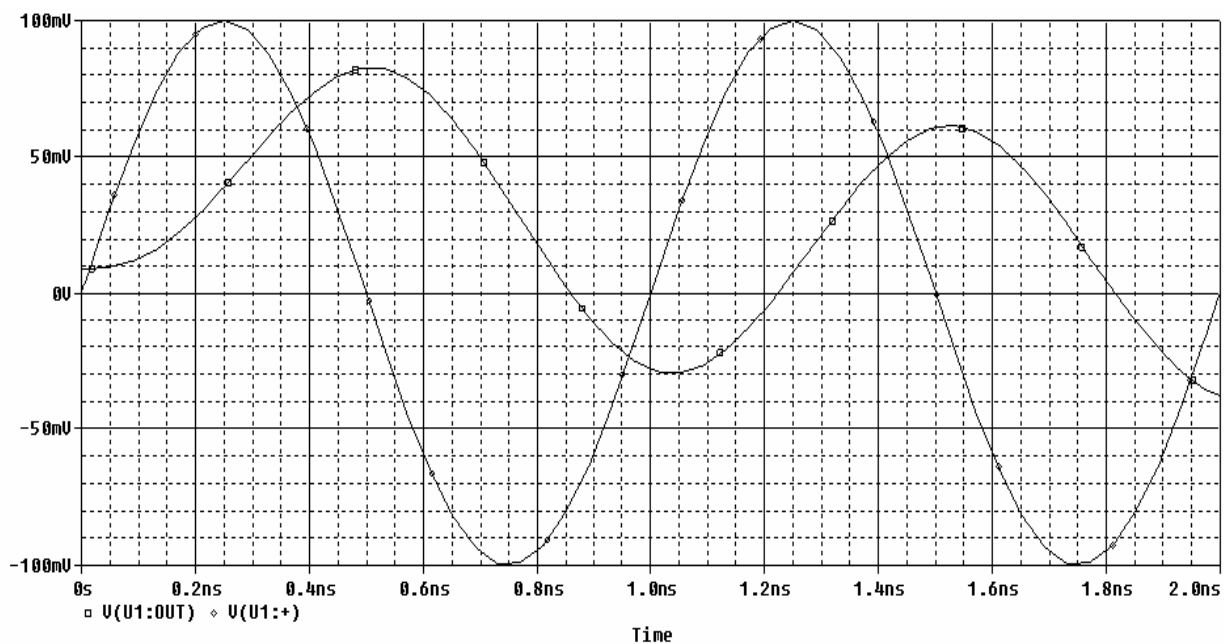
Měření s nastavenými parametry: $f = 50 \text{ MHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 200 \text{ mV}$.

Zesilovač stále pracuje se správnou amplitudou, dochází k malému fázovému posunu (zpoždění).



Obr. 5.16 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

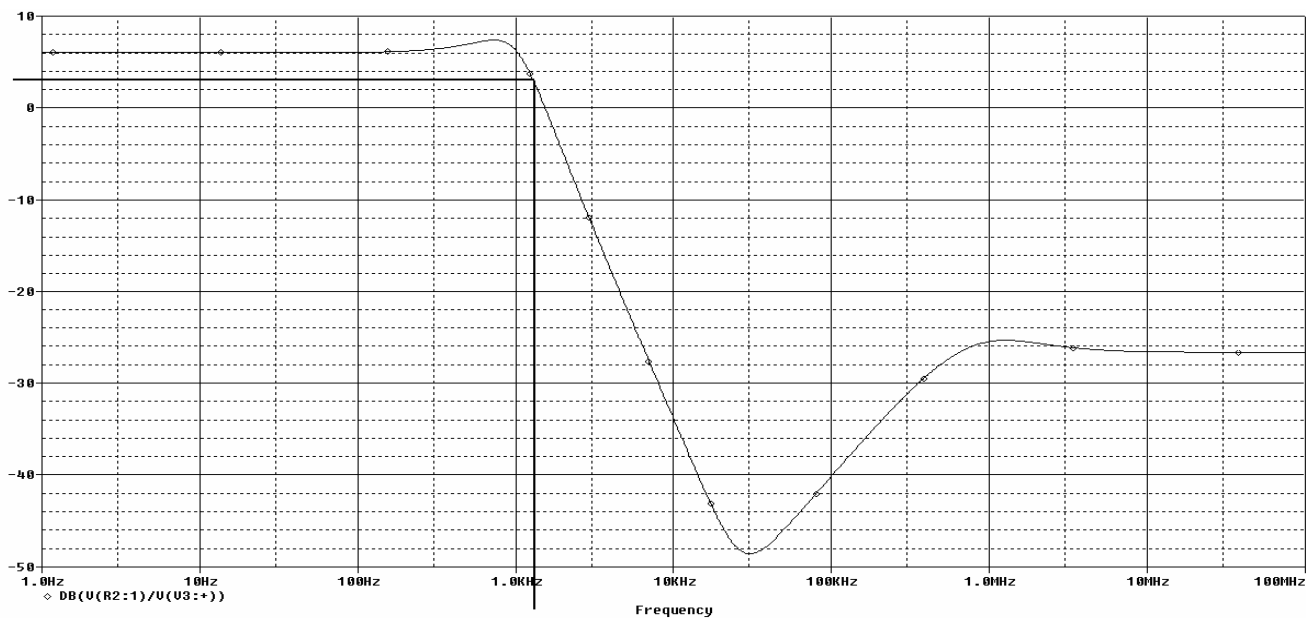
Měření s nastavenými parametry: $f = 500 \text{ MHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 105 \text{ mV}$. Při frekvenci 500 MHz dochází k posunu fáze výstupního signálu a k jeho mírnému zeslabení. Došlo k překročení tranzitního kmitočtu.



Obr. 5.17 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.6). **Závislost u_2/u_1 .**

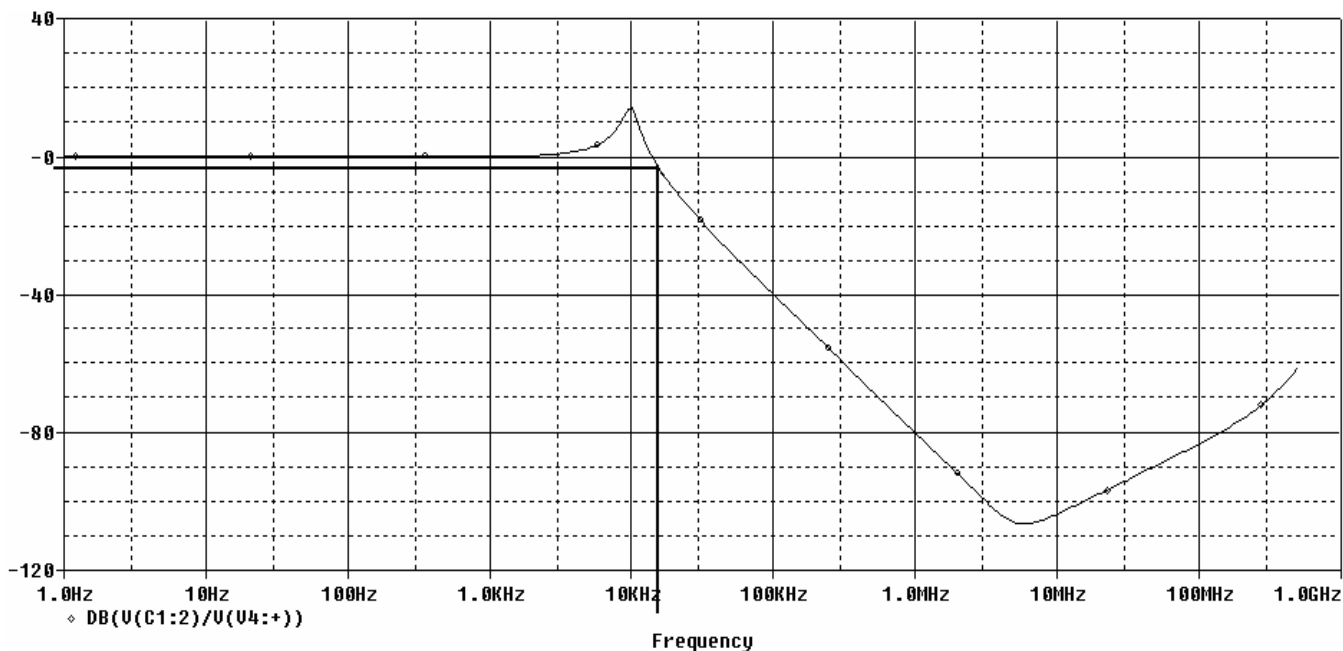
Měření s nastavenými parametry: $f = 1 \text{ GHz}$, $A = 2$, $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 82 \text{ mV}$. Projevuje se zkreslení výstupního signálu, zesilovač již není schopen na výstup dodat napětí 200 mV , dochází k zeslabení výstupního signálu. Frekvence 1 GHz se tedy nachází za tranzitním kmitočtem.

5.3 Dolní propust



Obr. 5.18 (VFA, μ A741) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.5). Filtr „sallen key“, přenosová charakteristika filtru [10].

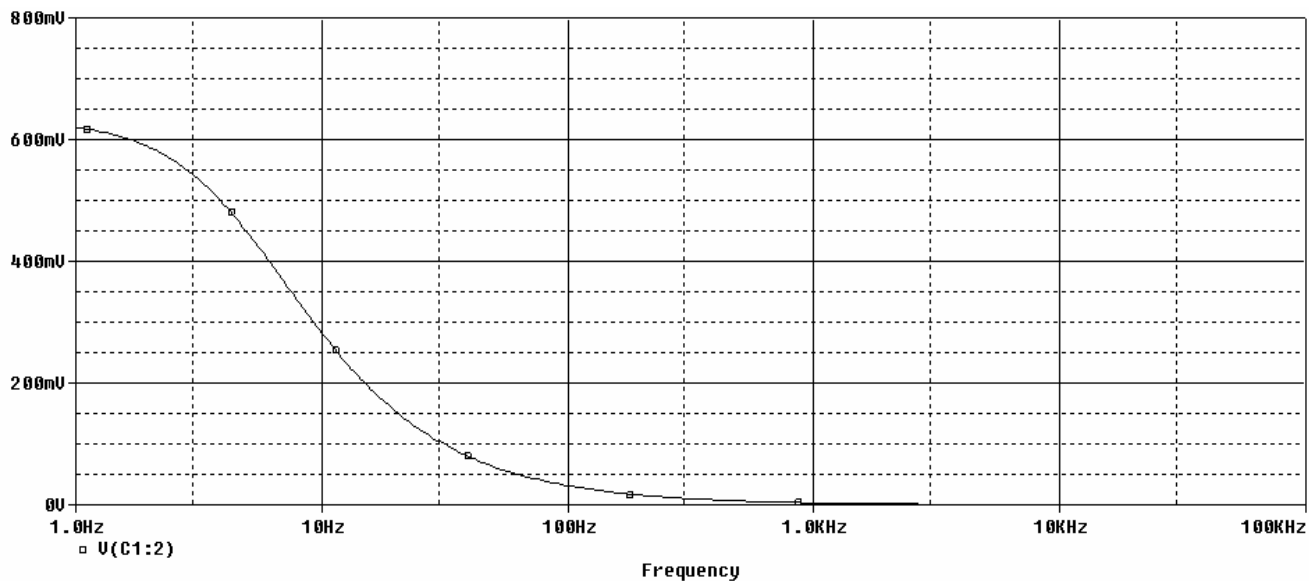
K poklesu o -3 dB dochází při frekvenci 2 kHz.



Obr. 5.19 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.7). Filtr „sallen key“, přenosová charakteristika filtru [10].

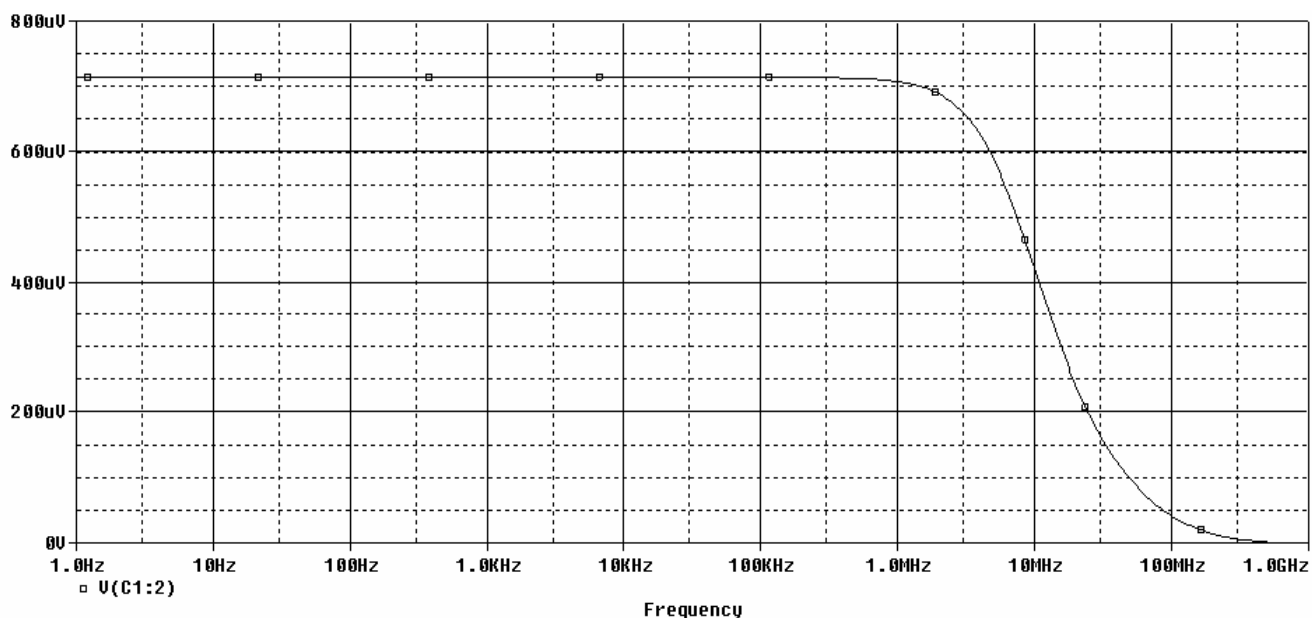
K poklesu o -3 dB dochází při frekvenci 20 kHz.

5.4 Potlačení souhlasného signálu CMMR



Obr. 5.20 (VFA, $\mu A741$) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.8). **CMMR**.

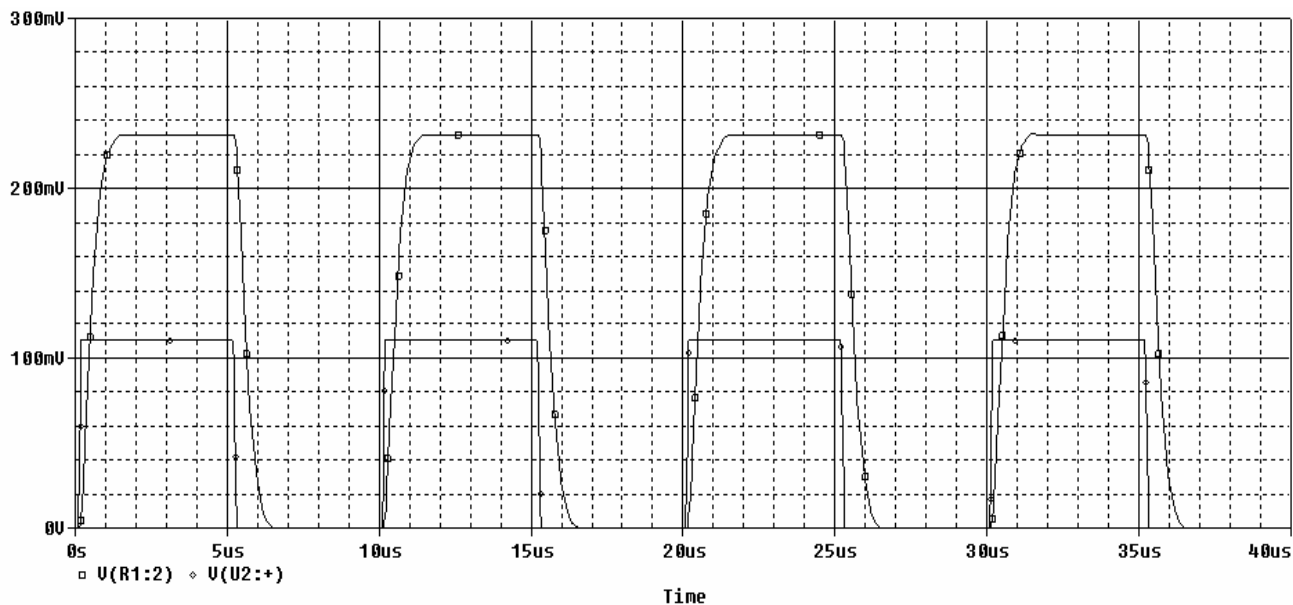
Zde si můžeme všimnout, že výstupní napětí napěťová nesymetrie se pohybuje v řádech mV (maximální hodnota je 620 mV).



Obr. 5.21 (CFA, AD8011) Schéma zapojení (příloha Obr. 8.8). **CMMR**.

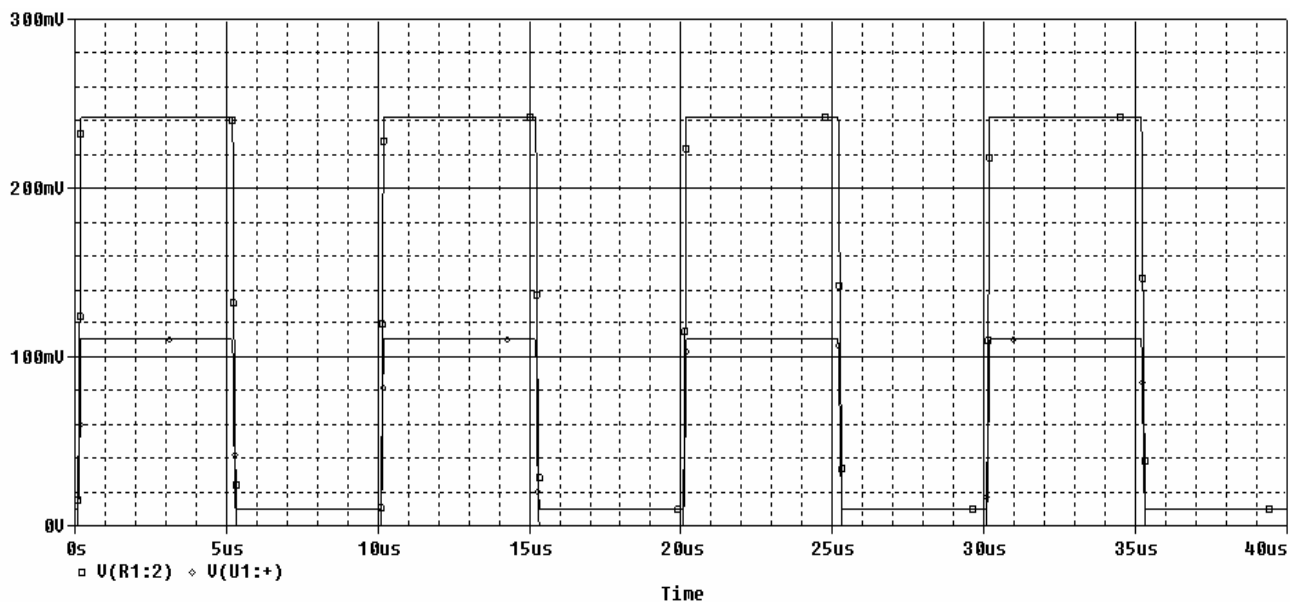
Zde si můžeme všimnout, že výstupní napěťová nesymetrie se pohybuje v řádech μV (maximální hodnota je 710 μV).

5.5 Měření rychlosti přeběhu SR



Obr. 5.22 (VFA, $\mu\text{A}741$) SLEW RATE. Impulsní zdroj.

Měření s nastavenými parametry: $f = 100 \text{ kHz}$, $A = 2$, Velikost zesílení je správná, ale již při této frekvenci je patrné zpoždění vzestupné a sestupné hrany.



Obr. 5.23 (CFA, AD8011) SLEW RATE. Impulsní zdroj.

Měření s nastavenými parametry: $f = 100 \text{ kHz}$, $A = 2$, Velikost zesílení je správná, zpoždění vzestupné a sestupné hrany je velmi nepatrné.

5.6 Srovnání výsledků

⇒ Frekvenční charakteristika

Při simulaci této charakteristiky jsem stanovil tranzitní kmitočet VFA ($\mu A741$) na hodnotu 950 kHz a tranzitní kmitočet zesilovače CFA (AD8011) na 500 MHz.

Tab. 3 Šířka pásmem s určitým zesílením pro $\mu A741$, AD8011

<i>zpětnovazební rezistor R_{zp}</i>	<i>zesílení</i>	<i>VFA</i>	<i>CFA</i>
50 k Ω	51	13 kHz	3,3 MHz
10 k Ω	11	100 kHz	10 MHz
5 k Ω	6	290 kHz	38 MHz
1 k Ω	2	800 kHz	500 Mhz

Tranzitní kmitočet zesilovače AD8011 (CFA) je mnohonásobně vyšší, než tranzitní kmitočet zesilovače $\mu A741$ (VFA). V tabulce 3 jsou uvedeny hodnoty šířky pásem odečtené z příslušných nasimulovaných grafů. Jde vidět, že zesilovač struktury CFA má mnohonásobně vyšší šířku pásma.

⇒ Závislost výstupního signálu na vstupním signálu

Při této simulaci se obě struktury chovaly správně do frekvence 100 kHz. Při této frekvenci se u zesilovače VFA začalo na výstupu projevovat zkreslení. U zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (CFA) se zkreslení výstupu začalo projevovat až okolo frekvence 50 Mhz, kde ještě stále zesiloval se správnou amplitudou a pouze s malým fázovým posunem výstupního signálu. Tudíž pro frekvence nad 100 kHz se operační zesilovač se strukturou VFA jevil jako nedostatečný. Naopak CFA si zde vedl velmi dobře. U aplikací, které používají frekvencí do 100 kHz nezáleží na typu použitého zesilovače, obě struktury zde pracují správně.

Tab. 4 Šířka pásmem s určitým zesílením pro $\mu A741$, AD8011 (u_2/u_1)

<i>vstupní frekvence</i>	<i>VFA ($\mu A741$)</i>	<i>CFA (AD8011)</i>
100 kHz	- malý fázový posun výstupu.	- zesilovač pracuje správně.
500 kHz	- výstupní signál fázově posunutý, výstupní amplituda $u_2 = 156$ mV (namísto 200 mV).	- zesilovač pracuje správně.
750 kHz	- fázový posun výstupu, zesilovač zeslabuje ($u_2 = 95$ mV), zesílení leží těsně za hranicí tranzitního kmitočtu.	- zesilovač pracuje správně.
1 MHz	- velké zkreslení výstupní amplitudy, zesilovač zeslabuje ($u_2 = 75$ mV).	- zesilovač pracuje správně, dochází k velmi nepatrnému fázovému posunu výstupního signálu (opozdění výstupu).
50 MHz	X	- zesilovač pracuje správně, na výstupu dochází k malému fázovému posunu.
500 MHz	X	- dochází k mírnému zeslabení výstupního signálu a k jeho zpoždění, byla překročena hranice tranzitního kmitočtu.

⇒ Dolní propust

Zde jsem zvolil filtr „sallen key“. Jedná se o dolní propust a tedy ani zesilovač se strukturou VFA nemá při nízkých kmitočtech žádné problémy. Záleží zde pouze na nastavení parametrů filtru. Další simulace podobného charakteru je zbytečné provádět, protože nevypovídají nic o rozdílech v obou strukturách [10].

⇒ **Potlačení souhlasného signálu CMMR**

Při této simulaci jsem zkratoval vstupy a připojil na ně napětí. Rozdíl napětí na vstupech zesilovače se rovná nule, tudíž i na výstupu by mělo být nulové napětí. Vstupní tranzistory však nejsou ideálně shodné a proto dochází k nesymetrii, která se projevuje nenulovým výstupním napětím. To je způsobeno zesílením rozdílu vstupní nesymetrie. U struktur VFA se nasimulované hodnoty pohybovaly v řádech mV (maximum 620 mV) a u struktury CFA se nasimulované výsledky pohybovaly v řádech μV (maximum 710 μV). Výstupní napětí je u struktury CFA nižší asi o 3 řády. V teorii se hovoří o tom, že zesilovače VFA mají velkou vstupní symetrii. Avšak při simulacích si struktura CFA vedla ještě mnohem lépe.

⇒ **SR (rychlost přeběhu)**

Tyto simulace jsem provedl při frekvenci 100 kHz. Strmost hran u struktury VFA ($\mu\text{A}741$) je již při této frekvenci nedostatečná, dochází ke značnému zpoždění hran signálu. U struktury CFA (AD8011) došlo jen k zanedbatelnému zpoždění hran signálu. O kvalitách této struktury vypovídá i graf přiložený v příloze, kde je tato simulace provedena při frekvenci 16,7 MHz.

6 Závěr

V této práci jsem se snažil poukázat na vlastnosti, parametry a nejčastější zapojení s operačními zesilovači. Dále jsem popisoval struktury VFA a CFA, s kterými jsem provedl simulace a porovnával jejich výsledky. Snažil jsem se simulovat takové průběhy a zapojení, kde se výstupní veličiny těchto struktur liší. Nemělo by například smysl simulovat filtry s nízkým zesílením na nízkých kmitočtech, kde obě struktury pracují naprosto správně. Nejpoužívanější je struktura VFA. Je tomu tak proto, že se technologicky dala vyrábět na tranzistorové úrovni mnohem dříve než zesilovače CFA. Proto se veškerý vývoj soustředil na VFA. Vnitřní struktura CFA se na tranzistorové úrovni začala vyrábět až o mnoho let později, kdy byly už zesilovače VFA vyvinuté a rozšířené. Rozdíl mezi těmito zesilovači spočívá hlavně v rozdílu konstrukce vnitřní struktury. Struktura VFA je oproti struktuře CFA charakteristická poměrně nízkou šířkou frekvenčního pásma, ale zato vykazuje vysoké zesílení. Je proto vhodná na mnohé frekvenčně nenáročné, nebo všeobecné aplikace (např. audio technika). Struktura CFA nedosahuje tak vysokého zesílení, ale nabývá velké šířky frekvenčního pásma. Proto je vhodný pro aplikace, kde se pracuje s vysokými kmitočty (např. video aplikace).

V simulacích této práce snad všude vycházela struktura CFA mnohonásobně lépe, než VFA. Výsledky VFA vycházely dobře pouze v oblasti nízkých kmitočtů. Na této skutečnosti má také zásluhu parazitní kapacita Millerova jevu, která se u struktury CFA projevuje v mnohonásobně nižší míře kvůli zmíněné vnitřní struktuře. Jedná se ale pouze o simulace, tudíž při praktickém měření může být dosaženo jiných výsledků.

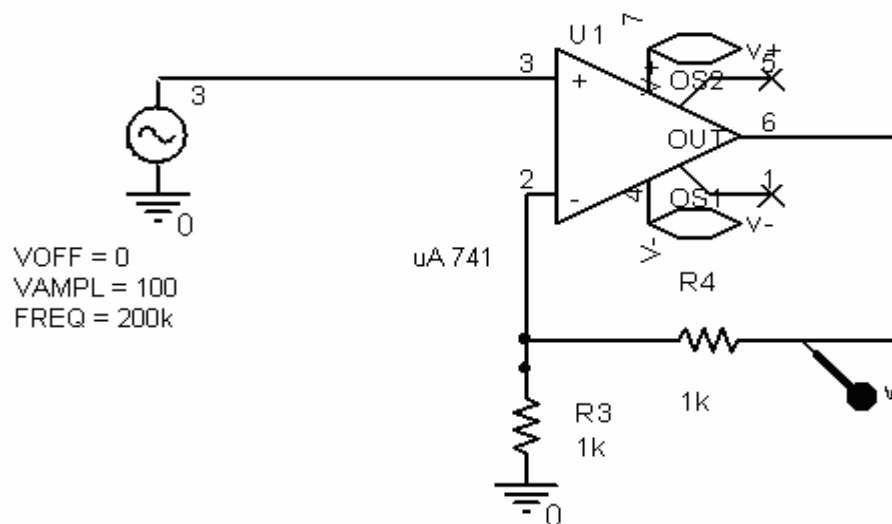
V dnešní době se začíná od všech zařízení požadovat co nejvyšší rychlost, tudíž je potřeba vysoké frekvence. CFA vykazují velmi dobré parametry a proto si myslím, že se tyto zesilovače budou dále rozšiřovat a stanou se nedílnou součástí elektronických obvodů.

7 Použitá literatura

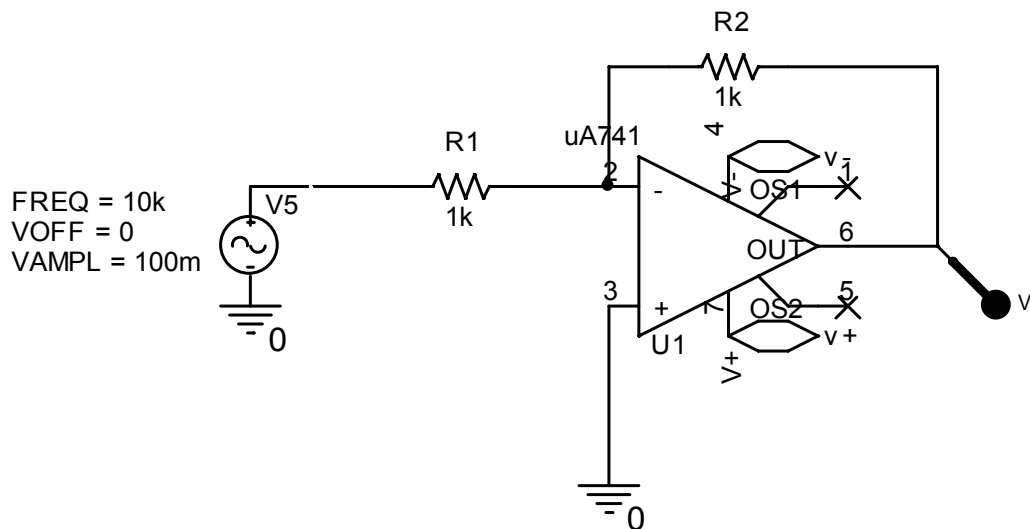
- [1] MALINA V. *Poznáváme elektroniku III*, nakladatelství KOPP 2003.
- [2] BEZDĚK M. *Elektronika I*, nakladatelství KOPP 2002.
- [3] MICHAL V. Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napěťovém módu.
Odkaz: <<http://www.postreh.com/vmichal/articles/current%20and%20voltagea%20feedback%20amplifiers.pdf>>
- [4] MORAVEC Z. rozhraní web - teorie elektronika.
Odkaz: <http://www.z-moravec.net/ext_el/main.php>
- [5] VOCHYÁN J. Porovnání vlastností aktivní dolní propusti s VFA a s CFA.
Odkaz: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/04063/index.html>>
- [6] Intersil. VFA, CFA, Bipolar or CMOS. 2005.
Odkaz: <<http://www.intersil.com/data/an/an1213.pdf>>
- [7] ŽATKOVIČ A. Vlastnosti zesilovače s RC vazbou.
Odkaz: <http://alzat.spseke.sk/Zosil/rc_vezba/rc_vezba.htm>
- [8] <http://cs.wikipedia.org/> - téma Operační zesilovač
Odkaz: <http://cs.wikipedia.org/wiki/Opera%C4%8Dn%C3%AD_zezilova%C4%8D#Ide.C3.A1ln.C3.AD_oper.C4.8Dn.C3.AD_zezilova.C4.8D>
- [9] PATOČKA M, VOREL P. *Řídící elektronika 2. díl*. FEKT Brno, říjen 2004
- [10] BIOLEK D. Analogové elektronické obvody, Brno 2003

8 Seznam příloh

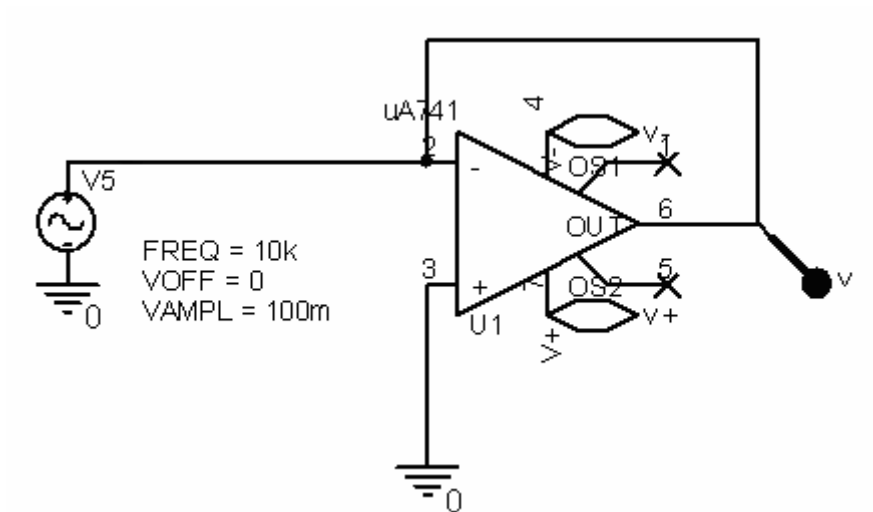
8.1 Použitá schémata (AD8011, μ A741)



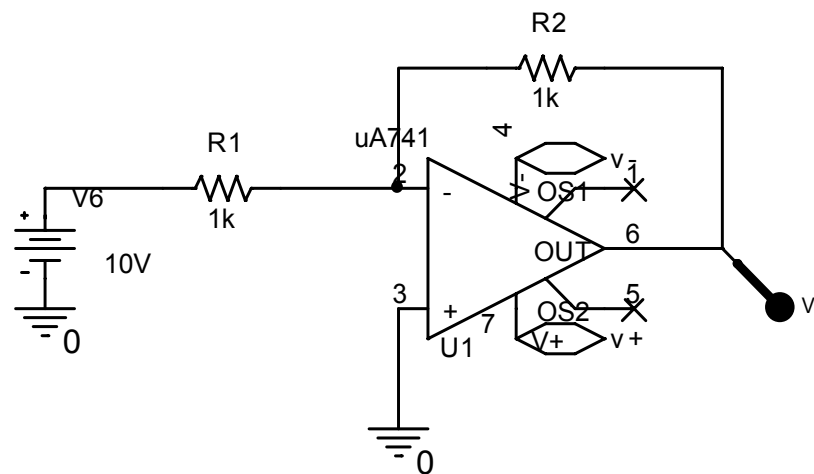
Obr. 8.1 (VFA) Neinvertující zapojení zesilovače μ A741 se zesílením $A = 2$.



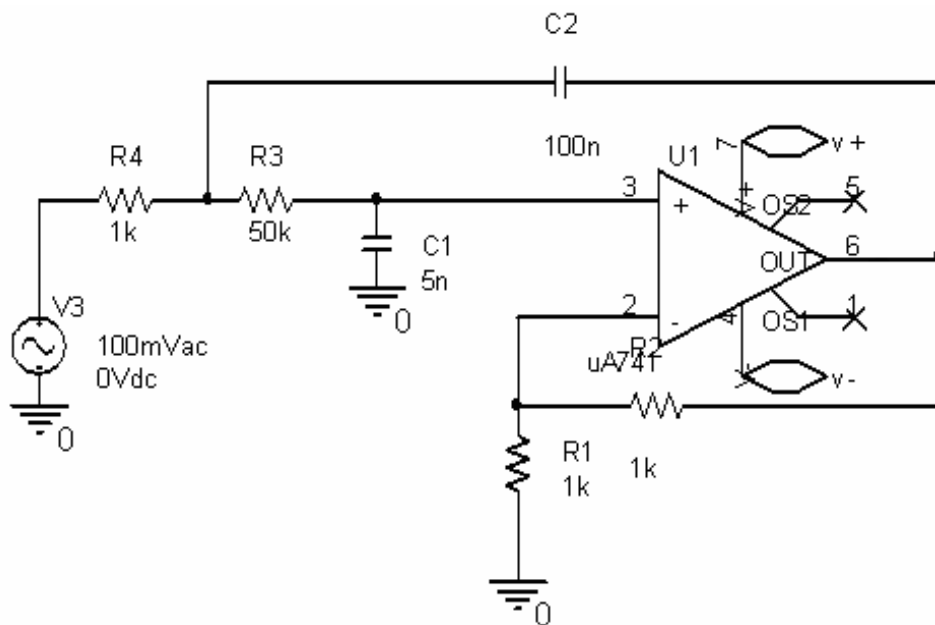
Obr. 8.2 (VFA) Invertující zapojení zesilovače μ A741 se zesílením $A = -1$.



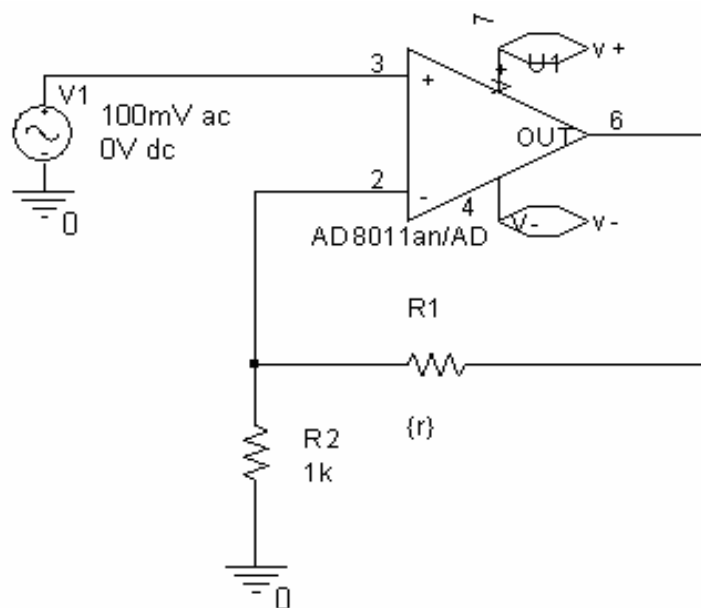
Obr. 8.3 (VFA) Zesilovač $\mu A741$ jako sledovač napětí.



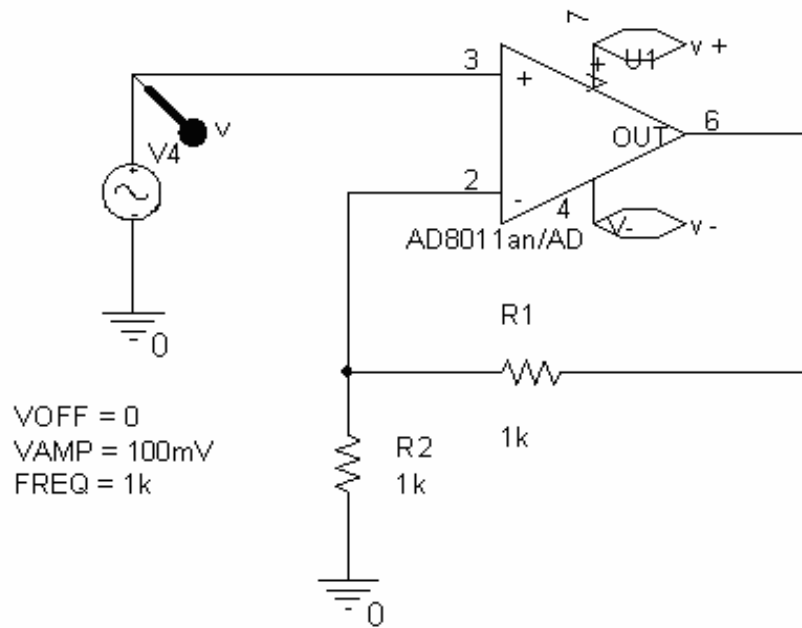
Obr. 8.4 (VFA) Převodní charakteristika zesilovače $\mu A741$



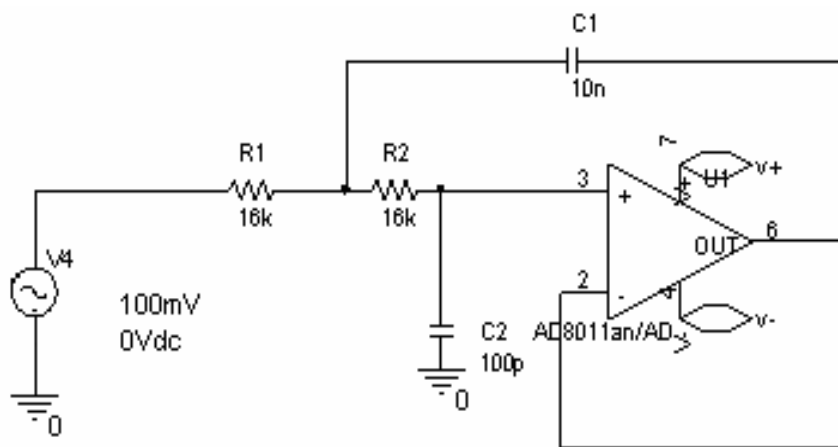
Obr. 8.5 (VFA) Filtr typu „sallen key“ – dolní propust. Operační zesilovač $\mu A741$



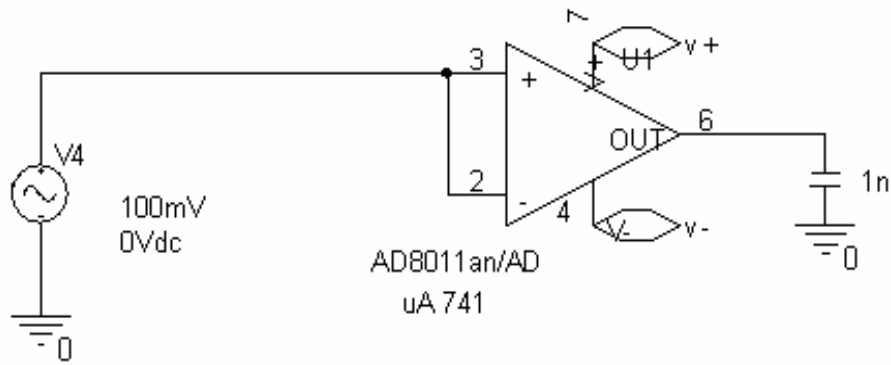
Obr. 8.6 (CFA) Neinvertující zapojení zesilovače AD8011.



Obr. 8.7 (CFA) Invertující zapojení zesilovače AD8011 se zesílením $A = 2$.



Obr. 8.8 (CFA) Filtr typu „sallen key“ – dolní propust. Operační zesilovač AD8011



Obr. 8.9 (CFA, VFA) Zapojení OZ se zkratovanými vstupy AD8011, μ A741

8.2 Výpis knihoven (μ A741, AD8011)

8.2.1 μ A741

```

* connections:  non-inverting input
*               | inverting input
*               | | positive power supply
*               | | | negative power supply
*               | | | | output
*               | | | | |
.subckt  $\mu$ A741  1 2 3 4 5
*
c1  11 12 8.661E-12
c2  6 7 30.00E-12
dc  5 53 dy
de  54 5 dy
dlp 90 91 dx
dln 92 90 dx
dp  4 3 dx
egnd 99 0 poly(2), (3,0), (4,0) 0 .5 .5
fb  7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 10.61E6 -1E3 1E3 10E6 -10E6
ga  6 0 11 12 188.5E-6
gcm 0 6 10 99 5.961E-9
iee 10 4 dc 15.16E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1  11 2 13 qx
q2  12 1 14 qx
r2  6 9 100.0E3
rc1 3 11 5.305E3
rc2 3 12 5.305E3
re1 13 10 1.836E3
re2 14 10 1.836E3
ree 10 99 13.19E6
ro1 8 5 50
ro2 7 99 100
rp  3 4 18.16E3
vb  9 0 dc 0
vc  3 53 dc 1
ve  54 4 dc 1

```

```

vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 40
vln 0 92 dc 40
.model dx D(Is=800.0E-18 Rs=1)
.model dy D(Is=800.00E-18 Rs=1m Cjo=10p)
.model qx NPN(Is=800.0E-18 Bf=93.75)
.ends

```

8.2.2 AD8011

```

***** AD8011 SPICE model          Rev A SMR/ADI 9-30-97
* Copyright 1997 by Analog Devices, Inc.
* Refer to "README.DOC" file for License Statement. Use of this model
* indicates your acceptance with the terms and provisions in the License
* Statement.
* This model will give typical performance characteristics
* for the following parameters;
*   closed loop gain and phase vs bandwidth
*   output current and voltage limiting
*   offset voltage (is static, will not vary with vcm)
*   ibias (again, is static, will not vary with vcm)
*   slew rate and step response performance
*   (slew rate is based on 10-90% of step response)
*   current on output will be reflected to the supplies
*   vnoise, referred to the input
*   inoise, referred to the input
*   distortion is not characterized
* Node assignments
*
*           non-inverting input
*           | inverting input
*           | | positive supply
*           | | | negative supply
*           | | | | output
*           | | | | |
.SUBCKT AD8011an/AD 1 2 99 50 28
* input stage *
q1 50 3 5 qp1
q2 99 5 4 qn1
q3 99 3 6 qn1
q4 50 6 4 qp1
i1 99 5 0.26e-3
i2 6 50 0.26e-3
cin1 1 98 1e-12
cin2 2 98 2.3e-12
v1 4 2 0
* input error sources *
eos 3 1 poly(1) 20 98 2e-3 1
fbn 2 98 poly(1) vnoise3 5e-6 1e-3
fbp 1 98 poly(1) vnoise3 5e-6 1e-3
* gain stage *
f1 98 7 poly(1) v1 0 1 0 100
rgain 7 98 1.3e6
cgain 7 98 1.5e-12
dcl1 7 8 d1

```

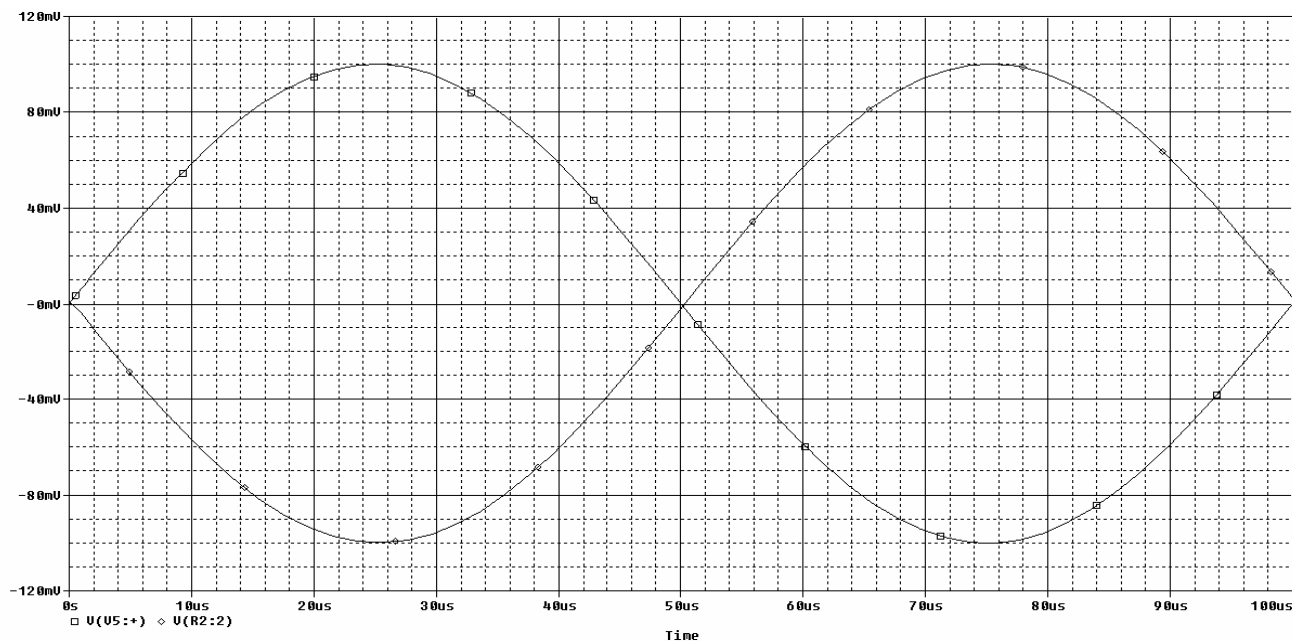


```

dcl2 9 7 d1
vcl1 99 8 1.54
vcl2 9 50 1.54
gcm 98 7 poly(2) 98 0 30 0 0 1e-5 1e-5
* second pole *
epole 14 98 7 98 1
rpole 14 15 1
cpole 15 98 0.4e-9
* reference stage *
eref 98 0 poly(2) 99 0 50 0 0 0.5 0.5
ecmref 30 0 poly(2) 1 0 2 0 0 0.5 0.5
* vnoise stage *
rnoise1 19 98 10.6e-3
vnoise1 19 98 0
vnoise2 21 98 0.53
dnoise1 21 19 dn
fnoise1 20 98 vnoise1 1
rnoise2 20 98 1
* inoise stage *
rnoise3 22 98 0.46e-3
vnoise3 22 98 0
vnoise4 24 98 0.6
dnoise2 24 22 dn
fnoise2 23 98 vnoise3 1
rnoise4 23 98 1
* buffer stage *
gbuf 98 13 15 98 1e-2
rbuf 98 13 1e2
* output current reflected to supplies *
fcurr 98 40 voc 1
vcur1 26 98 0
vcur2 98 27 0
dcur1 40 26 d1
dcur2 27 40 d1
* output stage *
vo1 99 90 0
vo2 91 50 0
fout1 0 99 poly(2) vo1 vcur1 -9.27e-3 1 -1
fout2 50 0 poly(2) vo2 vcur2 -9.27e-3 1 -1
gout1 90 10 13 99 0.1
gout2 91 10 13 50 0.1
rout1 10 90 10
rout2 10 91 10
voc 10 28 0
rout3 28 98 1e6
dcl3 13 11 d1
dcl4 12 13 d1
vcl3 11 10 -0.64
vcl4 10 12 -0.64
.model qp1 pnp(kf=1e-30)
.model qn1 npn(kf=1e-30)
.model d1 d(af=0 kf=1e-30)
.model dn d(af=1 kf=1e-8)
.ends

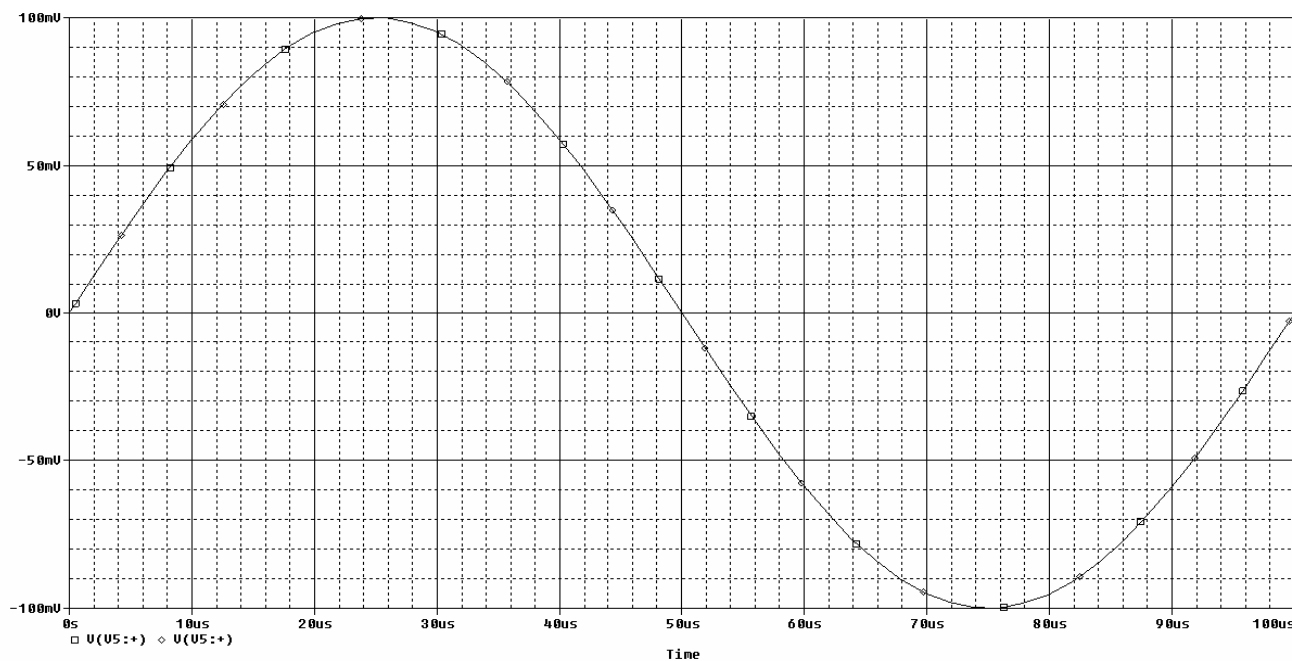
```

8.3 Další naměřené charakteristiky



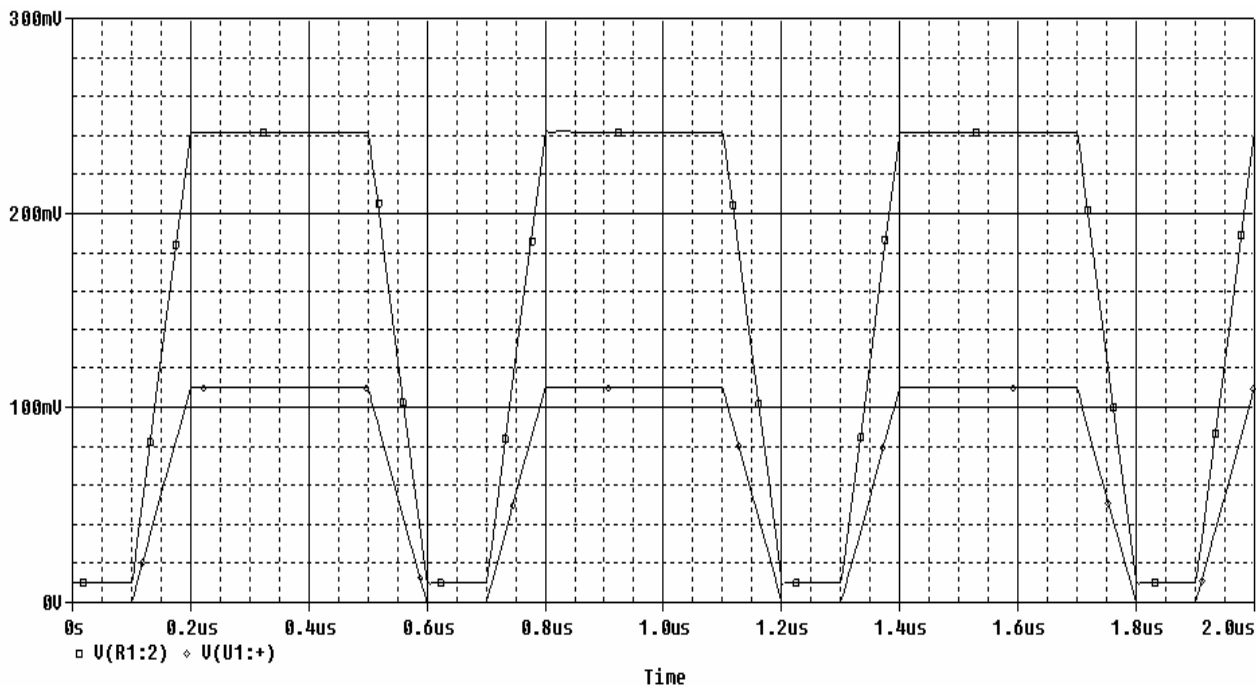
Obr. 8.10 (VFA, $\mu A741$) **Invertující zapojení.**

Měření s nastavenými parametry: $f = 10 \text{ kHz}$, $A = 1$. $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 100 \text{ mV}$. Při těchto frekvencích pracuje OZ $\mu A741$ zcela správně.



Obr. 8.11 (VFA, $\mu A741$) **Sledovač napětí.**

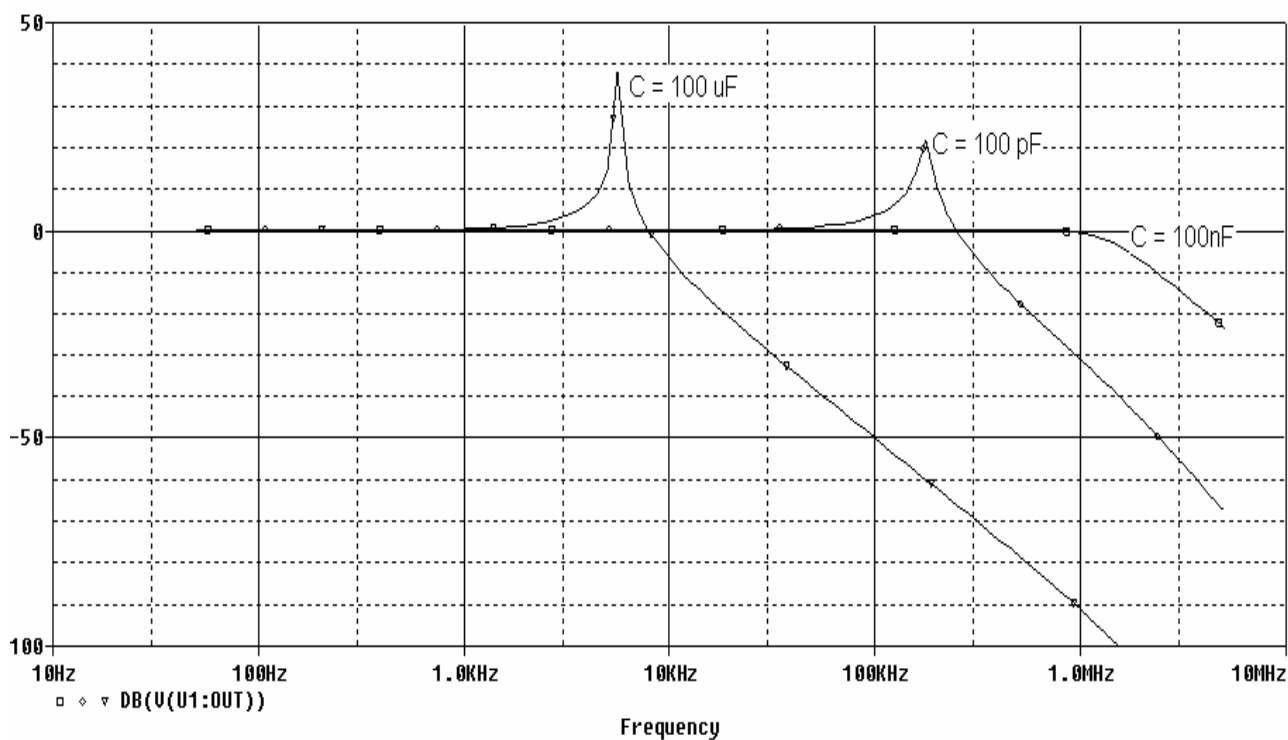
Měření s nastavenými parametry: $f = 10 \text{ kHz}$, $A = 1$. $u_1 = 100 \text{ mV}$, $u_2 = 100 \text{ mV}$. Vstupní i výstupní křivky leží na sobě. Zesilovač nevykazuje sebemenší zkreslení.



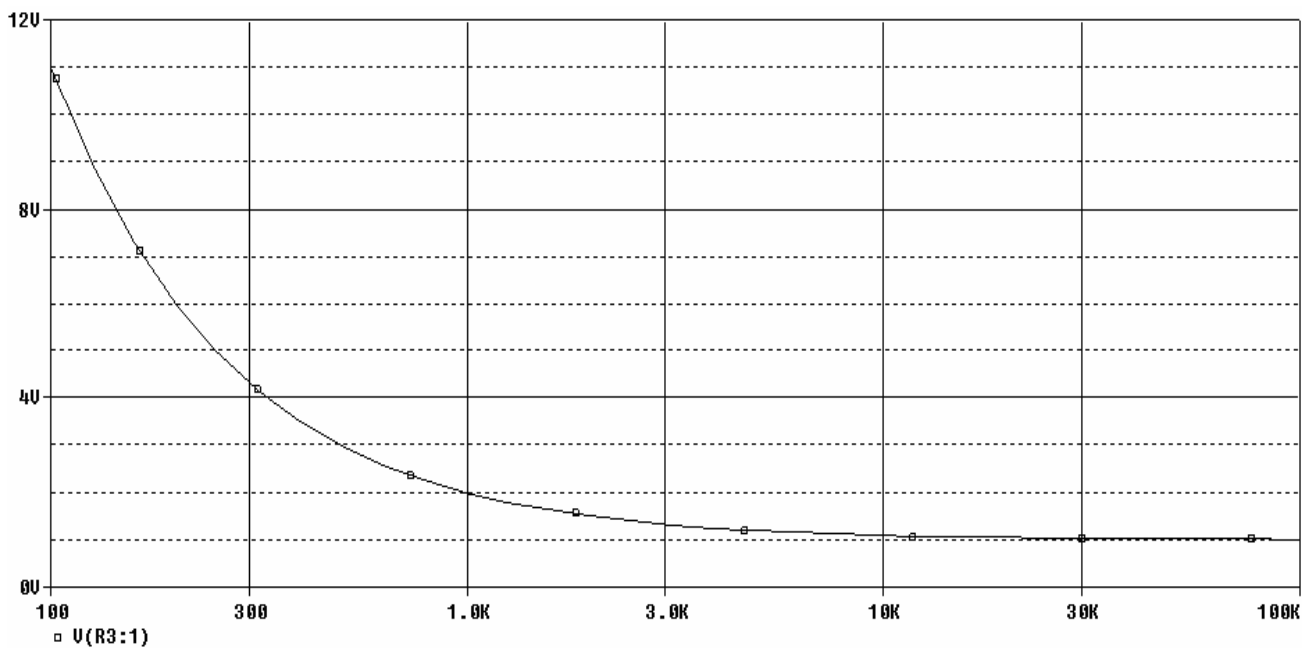
Obr. 8.12 (CFA, AD8011) SLEW RATE. Impulsní zdroj.

Měření s nastavenými parametry: $f = 16,7 \text{ MHz}$, $A = 2$. $u_1 = 120 \text{ mV}$, $u_2 = 240 \text{ mV}$.

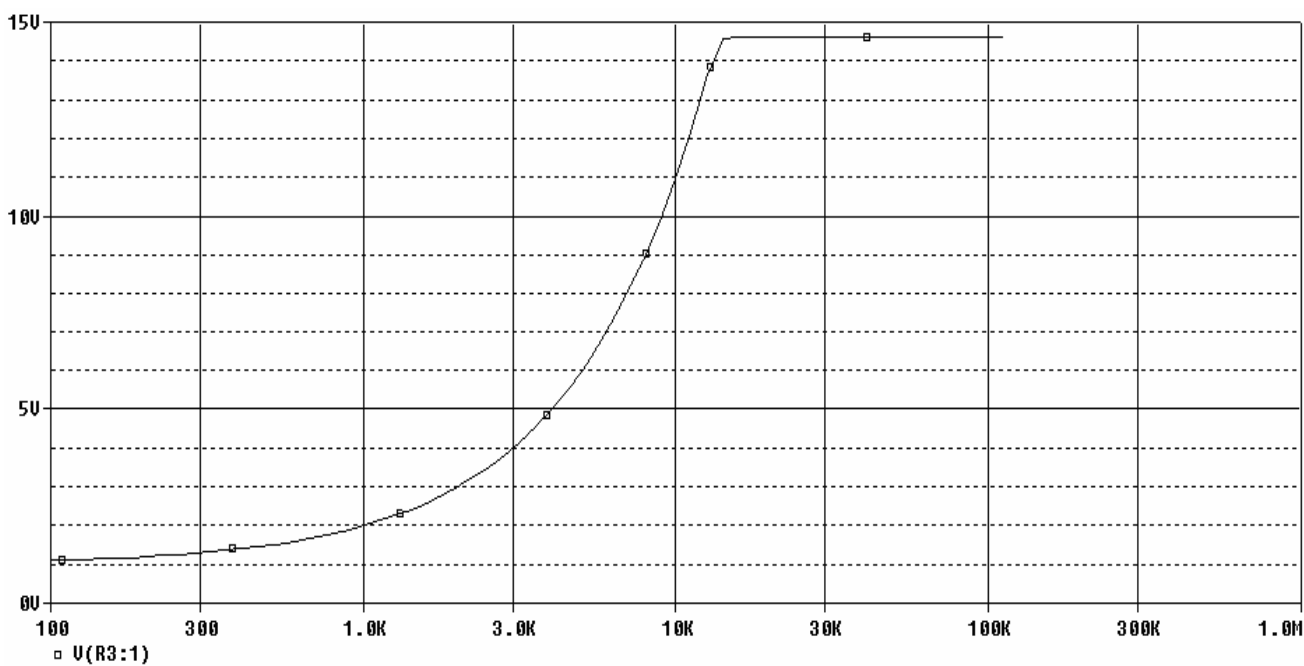
Velikost amplitudy je správná, nedochází ke zkreslení a opoždění hran.



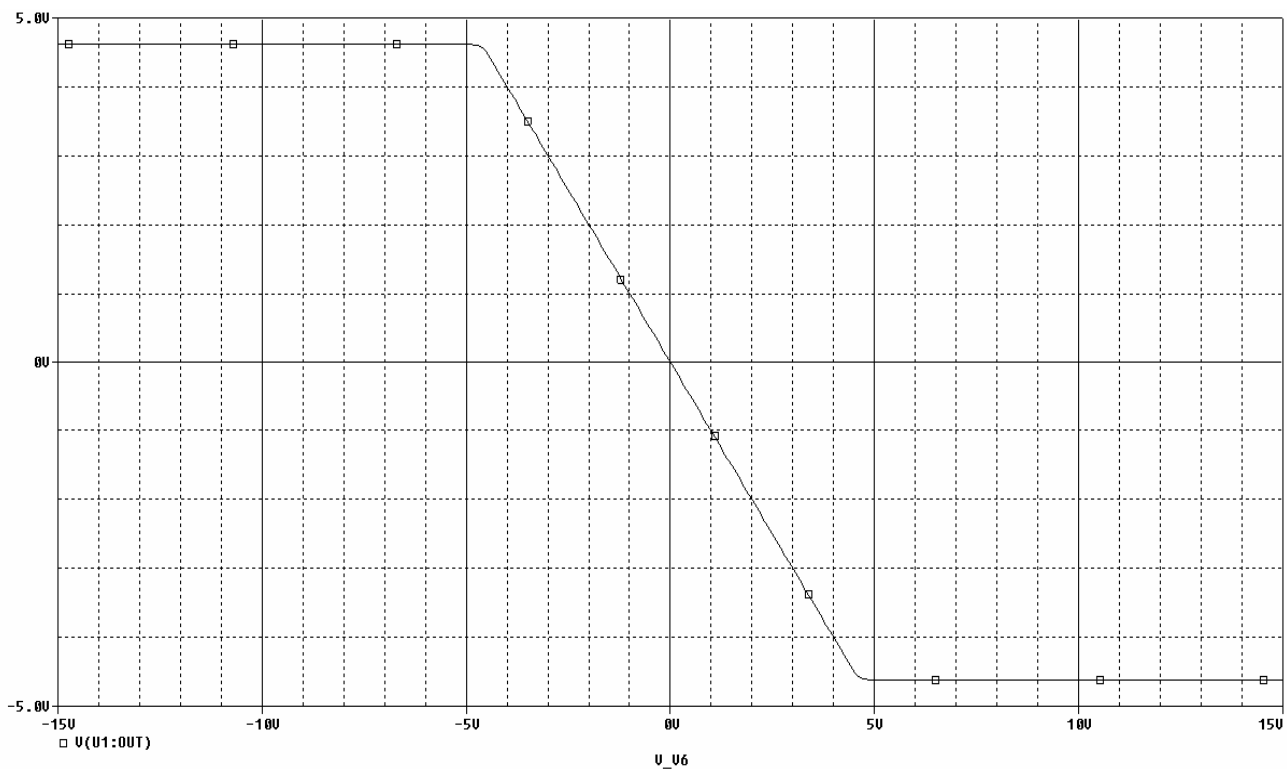
Obr. 8.13 (VFA, μA741) Vliv parazitní výstupní kapacity na přenos zesilovače.



Obr. 8.14 (VFA, $\mu A741$) Závislost výstupního napětí na velikosti zpětnovazebního rezistoru R_{zp} .



Obr. 8.15 (VFA, $\mu A741$) Závislost výstupního napětí na velikosti zpětnovazebního rezistoru R_{zp} .



Obr. 8.16 (VFA, $\mu A741$) **Převodní charakteristika zesilovače se zpětnou vazbou.** Schéma zapojení (příloha Obr. 8.1.4).

Na vstupu je zdroj napětí, který rozmítáme od -15 V do 15 V. Charakteristika je omezena napájecím napětím -5 V a +5 V.