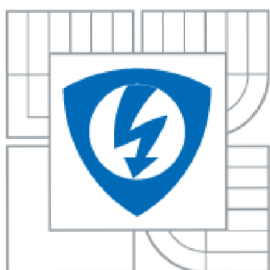




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VYTVÁŘENÍ SPICE MODELŮ OZ S OVĚŘENÍM JEJICH PŘESNOSTI

THE DESIGN SPICE MODELS OA WITH VERIFICATION THEIR ACCURACY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

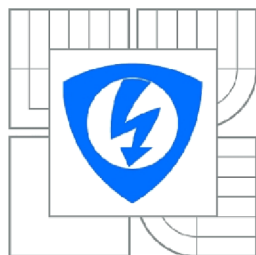
TOMÁŠ KUČERA

VEDOUcí PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ZDENĚK ROUBAL

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Elektronika a sdělovací technika

NÁZEV TÉMATU:

Vytváření Spice modelů OZ s ověřením jejich přesnosti

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s možností vytváření makromodelů OZ v Pspice. Porovnejte jednotlivé modely z hlediska přesnosti a složitosti. Vytvořte Boyleův model pro zvolený typ OZ. Porovnejte nasimulované hodnoty s naměřenými a diskutujte rozdíly.

Zaměřte se na vytvoření MPZ modelu OZ a diskutujte jeho lepší vlastnosti oproti Boyleově modelu. Zvláště se zaměřte na modelování vstupní části OZ, na přesnost modelování vstupního offsetu a vstupního klidového proudu. V dalším kroku zakomponujte šumové vlastnosti OZ do modelu. Porovnejte výsledky pro vámi vytvořený model s měřením na reálném OZ.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ALEXANDER, M. ; BOWERS, D. F. Spice-compatible Op Amp Macro-Models. In. Norwood, Massachusetts : Precision Monolithics Inc., 1990 [cit. 2010-05-19]. Dostupné na [www: <http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/48136144500269408631801016AN138.pdf>](http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/48136144500269408631801016AN138.pdf).

[2] DOSTÁL, J. Operační zesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 2005.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 27.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Roubal

prof. Dr. Ing. Zbynek Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNENÍ:

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

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem makromodelu operačního zesilovače 5. úrovně. Makromodel je navržen z naměřených parametrů integrovaného obvodu a vytvořen nejprve Boyleho model a následně model multiple pole/zero. Z navržených obvodů jsou vytvořeny kompletní makromodely pomocí knihoven programu OrCad PSpice. Ve vytvořeném makromodelu je možné zadávat některé běžné parametry a tím simulovat výrobní tolerance modelovaného OZ a v určité omezené míře i jiné typy OZ. Naměřené parametry budou porovnány s výsledky simulací v programu PSpice a tím ověřena přesnost použité metody pro návrh makroobvodu. Modely jsou dále vhodně upraveny pro simulaci šumového napětí.

KLÍČOVÁ SLOVA

Makromodel, Boyleho model, multiple pole/zero, MPZ, operační zesilovač, LM358, OPA129

ABSTRACT

This bachelor thesis describes the design macromodels of operational amplifiers on the 5th level. Macromodel is designed from the measured parameters of the integrated circuit and created first Boyleho model and later model of multiple pole/zero. The proposed circuits are created using the entire library program OrCAD PSpice. The created macromodel can enter certain common parameters and simulate the manufacturing tolerance and mark modeled to a limited extent, other types of OA. The measured parameters are compared with results of PSpice simulation program and verified the accuracy of the method used for the design macromodel. Models are also suitably modified to simulate the noise voltage.

KEYWORDS

Macromodel, Boyle's model, multiple pole/zero, MPZ, operational amplifier, , LM358, OPA129

KUČERA, T. *Vytváření Spice modelů OZ s ověřením jejich přesnosti*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 71 s., 62 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: ing. Zdeněk Roubal

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Vytváření Spice modelů OZ s ověřením jejich přesnosti jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce ing. Zdeňku Roubalovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

iii	Seznam obrázků	viii
	Seznam tabulek	x
1	Úvod	1
1.1	Operační zesilovač	1
1.2	Modely reálného operačního zesilovače	1
2	Měření parametrů operačního zesilovače LM358	5
2.1	Měření proudové nesymetrie OZ	5
2.1.1	Vstupní zbytkový proud I_{OS}	5
2.1.2	Vstupní klidové proudy I_B^+ a I_B^-	6
2.2	Měření vstupního zbytkového napětí	9
2.3	Měření rychlosti přeběhu OZ	11
2.4	Měření potlačení vstupního souhlasného napětí	11
2.5	Měření skokové odezvy jednotkového zesilovače zatíženého kapacitorem C_L	12
2.6	Měření zesílení OZ	14
2.7	Měření příkonu OZ	15
3	Návrh makromodelu	16
3.1	Úvod	16
3.2	Návrh Boyleova makromodelu	17
3.3	Parametry a hodnoty prvků	19
3.3.1	Vstupní část	20
3.3.2	Mezistupeň	23
3.3.3	Výstupní část	24
4	Vytvoření makromodelu v PSpice	28
4.1	Vytvoření knihovny .LIB	28
4.2	Vytvoření knihovny .OLB	29
5	Porovnání naměřených parametrů se simulovanými parametry v PSpice	33
5.1	Závislost zesílení A na kmitočtu	33

5.2	Závislost potlačení souhlasného napětí na kmitočtu.....	34
5.3	Časové závislosti rychlosti přeběhu OZ	34
5.4	Odezva na obdélníkový signál s kapacitní zátěží $C_L = 220\text{pF}$	35
5.5	Frekvenční závislost jednotkového zesilovače s kapacitní zátěží $C_L = 47\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	35
6	Vstupní šum operačního zesilovače	37
7	Měření parametrů OZ OPA129	40
7.1	Měření vstupního klidového a zbytkové proudu	40
7.2	Měření vstupního zbytkového napětí	42
7.3	Měření rychlosti přeběhu	43
7.4	Měření odezvy na obdélníkový signál	44
7.5	Měření zesílení v otevřené smyčce	44
7.6	Měření potlačení souhlasného napětí <i>CMRR</i>	45
7.7	Měření výstupního odporu.....	45
7.8	Měření příkonu OZ	47
8	MPZ – Multiple pole ZERO	48
8.1	Vývoj lepšího makromodelu.....	48
8.2	Vlastnosti jednotlivých částí modelu	51
8.3	Výpočet parametrů modelu.....	52
8.3.1	Výpočet vstupní a zesilovací části:	53
8.3.2	Vstupní zbytkové napětí	54
8.3.3	Výpočet vstupní části tvořené tranzistorem JFET:.....	56
8.3.4	Výpočet částí tvarující frekvenční charakteristiku	57
8.3.5	Výpočet částí pro modelování potlačení souhlasného napětí	57
8.3.6	Výpočet parametrů prvků ve výstupní části	58
9	Šumové vlastnosti OZ	59
9.1	Návrh měřicího přípravku.....	59
9.2	Měření spektrální hustoty kvadrátu šumového napětí	60
9.3	Návrh obvodu pro simulaci šumového napětí	60
10	Porovnání přenosti MPZ s naměřenými hodnotami	63
10.1	Zesílení v otevřené smyčce.....	63
10.2	Teplotní závislost vstupního zbytkového napětí.....	64

10.3	Závislost vstupního zbytkového napětí na velikosti napájecího napětí ..	64
10.4	Závislost vstupního zbytkového proudu na nesymetrii napájení	65
10.5	Frekvenční závislost potlačení souhlasného napětí	65
10.6	Časový průběh rychlosti přeběhu	66
	Závěr	67
	Literatura	68
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	70
	Seznam příloh	72

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Lineární statický model 1. úrovně reálného OZ.	2
Obr. 1.2:	Lineární statický model 2. úrovně reálného OZ.	2
Obr. 1.3:	Lineární dynamický jednopólový model 3. úrovně reálného OZ (převzato z [6]).	2
Obr. 1.4:	Nelineární dynamický model 4. úrovně reálného OZ (převzato z [6]).	3
Obr. 1.5:	Model (makromodel) 5. úrovně reálného OZ (převzato z [6]).	3
Obr. 1.6:	Model (mikromodel) 6. úrovně operačního zesilovače LM741	4
Obr. 2.1:	Schéma zapojení pro měření vstupního zbytkového proudu OZ.	6
Obr. 2.2:	Závislost vstupního klidového proudu na nesymetrii napájení U_{CM}	7
Obr. 2.3:	Závislost vstupních klidových proudů OZ3b na velikosti napájecího napětí.	8
Obr. 2.4:	Schéma zapojení pro měření vstupního zbytkového napětí OZ.	9
Obr. 2.5:	Závislost vstupního zbytkového napětí U_{OS} na souhlasném vstupním napětí U_{CM}	10
Obr. 2.6:	Frekvenční závislost zesílení A operačního zesilovače OZ1b.	14
Obr. 2.7:	Frekvenční závislost zesílení A operačního zesilovače OZ3b.	15
Obr. 3.1:	Schéma zapojení Boyleova makromodelu pro OZ s PNP tranzistory na vstupu.	17
Obr. 3.2:	Principiální schéma zapojení operačního zesilovače LM358 (převzato z [8]).	18
Obr. 3.3:	Zjednodušený obvod výstupní části (převzato z [3]).	25
Obr. 3.4:	Schéma zapojení navrženého modelu v programu OrCAD PSpice.	27
Obr. 4.1:	Kopírování značky do nově vytvořené knihovny	30
Obr. 4.2:	Schématická značka vytvořeného makromodelu OZ	31
Obr. 4.3:	Krokování zesílení A_0 v závislosti na frekvenci.	31
Obr. 4.4:	Krokování potlačení souhlasného napětí $CMRR$ v závislosti na frekvenci.	32
Obr. 4.5:	Krokování rychlosti přeběhu S_R	32
Obr. 5.1:	Závislost zesílení a fáze na kmitočtu.	33
Obr. 5.2:	Závislost souhlasného napětí na kmitočtu.	34

Obr. 5.3	Rychlost přeběhu OZ.	34
Obr. 5.4:	Časový průběh odezvy na obdélníkový signál s kapacitní zátěží.	35
Obr. 5.5:	Frekvenční závislost zesílení jednotkového zesilovače.	35
Obr. 6.1:	Náhradní schéma zapojení odporu ideálním zdrojem proudu řízeného napětím.	37
Obr. 6.2:	Simulace šumu samotného makromodelu.	38
Obr. 6.3:	Zapojení šumového odporu R_S na invertující vstup operačního zesilovače.	38
Obr. 6.4:	Simulace vstupního šumového napětí pro navržený makromodel.	39
Obr. 7.1:	Schéma zapojení pro měření vstupních klidových proudů.	40
Obr. 7.2:	Teplotní závislost vstupního zbytkového napětí při napájecím napětí $U_{CC} = \pm 12V$	42
Obr. 7.3:	Závislost vstupního zbytkového napětí na napájecím napětí při teplotě 30 °C.	43
Obr. 7.4:	Závislost vstupního zbytkového napětí na nesymetrii napájení při $U_{CC} = \pm 12V$ a teplotě 30 °C.	43
Obr. 7.5:	Frekvenční závislost zesílení v otevřené smyčce.	45
Obr. 7.6:	Schéma zapojení pro měření výstupního odporu.	46
Obr. 7.7:	Frekvenční závislost výstupního odporu operačního zesilovače.	46
Obr. 7.8:	Závislost napájecího proudu na velikosti napájecího napětí U_{CC}	47
Obr. 8.1:	Blokové schéma makromodelu operačního zesilovače - MPZ.	48
Obr. 8.2:	Vstupní část makromodelu MPZ pro OZ OPA129.	49
Obr. 8.3:	Stupeň pro frekvenční tvarování pro OZ OPA129.	49
Obr. 8.4:	Výstupní část makromodelu MPZ pro OZ OPA129.	50
Obr. 8.5:	Schéma zapojení řízených zdrojů pro nastavení zbytkového napětí OZ.	54
Obr. 8.6:	Schéma zapojení pro převedení nesymetrického napětí na symetrické.	56
Obr. 9.1:	Schéma zapojení pro modelování šumového napětí OZ.	61
Obr. 9.2:	Porovnání naměřených hodnot šumové napětí OZ se simulovanými.	62
Obr. 10.1:	Schématická značka makromodelu MPZ pro OZ OPA129.	63
Obr. 10.2:	Frekvenční závislost zesílení v otevřené smyčce.	63
Obr. 10.3:	Teplotní závislost zbytkového napětí při napájecím napětí $U_{CC} = \pm 12V$	64
Obr. 10.4:	Graf závislosti zbytkového napětí na velikosti napájecího napětí.	64
Obr. 10.5:	Graf závislosti zbytkového napětí na nesymetrii napájecího napětí.	65
Obr. 10.6:	Frekvenční závislost potlačení souhlasného napětí.	65
Obr. 10.7:	Časový průběh rychlosti přeběhu.	66

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1:	Seznam měřených operačních zesilovačů.....	5
Tab. 2.2:	Změřené vstupní zbytkové proudy pro dané operační zesilovače	6
Tab. 2.3:	Naměřené hodnoty vstupního klidového proudu pro oba vstupy a jeho průměrná hodnota.....	7
Tab. 2.4:	Závislost vstupních klidových proudů na souhlasném vstupním napětí U_{CM}	8
Tab. 2.5:	Naměřené hodnoty vstupního zbytkového napětí	10
Tab. 2.6:	Naměřené hodnoty rychlosti přeběhu pro jednotlivé operační zesilovače .	11
Tab. 2.7:	Tabulka hodnot pro měření potlačení souhlasného stejnosměrného napětí.	12
Tab. 2.8:	Tabulka naměřených hodnot zesílení pro stejnosměrné napětí, tranzitního kmitočtu a fázového posuvu při tranzitním kmitočtu	14
Tab. 2.9:	Naměřené hodnoty příkonu OZ	15
Tab. 3.1:	Důležité parametry OZ LM358 udávané výrobcem a naměřené hodnoty OZ3b	19
Tab. 5.1:	Přehled naměřených a nasimulovaných parametrů LM358 OZ3b a typické hodnoty udávané v katalogovém listě výrobce	36
Tab. 7.1:	Seznam měřených operačních zesilovačů OPA129.....	40
Tab. 7.2:	Neměřené hodnoty rychlosti přeběhu	44
Tab. 7.3:	Tabulka hodnot pro měření potlačení souhlasného stejnosměrného napětí	45
Tab. 8.1:	Důležité parametry OZ OPA129 udávané výrobcem a naměřené hodnoty OZ1	53
Tab. 10.1:	Naměřené a nasimulované hodnoty parametrů OZ OPA129	66

1 ÚVOD

1.1 Operační zesilovač

Operační zesilovač je univerzální zesilovací prvek určený původně k vytváření lineárních matematických operací na analogovém počítači. Během postupného obvodového a technologického vývoje, který do značné míry odrazil vývoj aktivních elektronických součástek od elektronky až po monolitický integrovaný obvod, ovládl operační zesilovač (dále jen OZ) pro své vlastnosti, přizpůsobivost a nízkou cenu konstrukci analogových elektronických systémů.

Vnitřní struktura OZ je většinou tvořena třemi zesilovacími stupni. Vstupní část zesilovače je tvořena diferenčním zesilovačem s velkým vstupním odporem, velkým zesílením rozdílu vstupních signálů a malým zesílením souhlasných signálů přivedených současně na oba vstupy. Za vstupní zesilovací částí následuje jeden nebo i několik středních zesilovacích stupňů, které určují napěťové zesílení. Toto napěťové zesílení pak zabezpečí celkový zisk OZ. Proudové zesílení OZ tvoří obvody v koncovém stupni s malým výstupním odporem.

OZ téměř výhradně se zpětnou vazbou vedenou z výstupu zpět na vstup. Je to obvykle záporná zpětná vazba, která zmenšuje zesílení. O celkovém zesílení pak nerozhoduje vlastní OZ, ale nastavení prvků zpětné vazby. Tyto požadavky však může splňovat pouze ideální OZ, který má nekonečně velké zesílení. U reálného OZ se zesílení pohybuje obvykle v rozmezí desítek až stovek tisíc, u nejlepších typů i řádu milionů [1], [5].

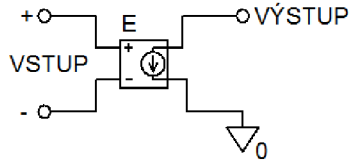
1.2 Modely reálného operačního zesilovače

Pro popis nelineárního prvku v okolí jeho pracovního bodu se často využije přibližného nahrazení jeho nelineární části lineární. Příkladem může být tranzistor s h-parametry, kdy se tímto postupem při popisu obvodu pro malé signály výrazně zjednodušují jeho řešení. Podobně jsou vytvářeny vhodné lineární modely původně nelineárního obvodu. Tyto modely jsou nazývány lokální, protože popisují prvek pouze v okolí jeho pracovního bodu.

Globální modely popisují chování prvku v celé jeho pracovní charakteristice. Tyto modely jsou obecně brány jako nelineární. Princip vytvoření lineárního modelu spočívá v aproximaci charakteristik v celé jeho pracovní oblasti lomenými přímkami. Při modelování těchto lomených přímek se vychází ze známých charakteristik ideálních i řízených rezistorů, zdrojů napětí a proudů či ideálních diod pracujících jako spínače.

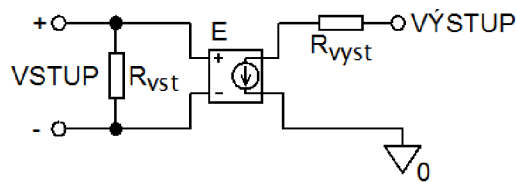
Modely pro OZ se rozdělují na jednotlivé stupně, podle toho kolik uvažují jeho reálných parametrů. Model 1. úrovně uvedený na obr. 1.1 uvažuje pouze jeden parametr OZ, kterým je napěťový přenos A_0 . Model obsahuje pouze ideální zdroj napětí řízeného napětím s parametrem zesílení odpovídající hodnotě A_0 , diferenční vstup s impedancí $Z_{vst} \rightarrow \infty$ a symetrický výstup s impedancí $Z_{výst} = 0$. Jde tedy

o nejjednodušší ideální model.



Obr. 1.1: Lineární statický model 1. úrovně reálného OZ.

Model 2. úrovně zahrnuje kromě napěťového přenosu i vstupní a výstupní odpor s konkrétními hodnotami.

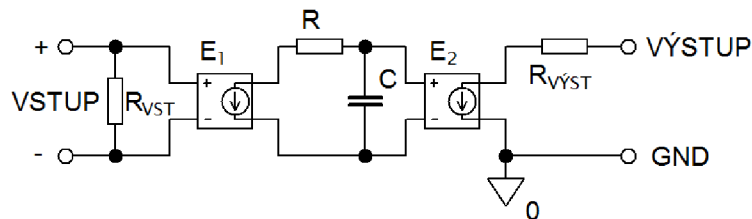


Obr. 1.2: Lineární statický model 2. úrovně reálného OZ.

Model 3. úrovně na obr. 1.3 aproximuje kmitočtovou závislost zesílení $A(f)$ reálného OZ s jedním dominantním pólem, odpovídající vztahu (1.1)

$$A(s) = \frac{A_0 \omega_0}{s + \omega_0}. \quad (1.1)$$

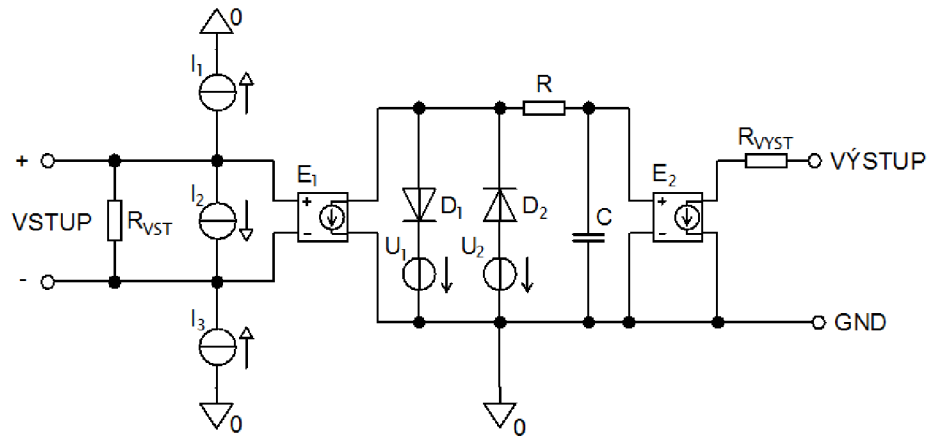
Napěťové zesílení celého modelu odpovídá přenosu prvního zdroje napětí řízeného napětím. Kmitočtovou závislost zesílení simuluje dolní propust RC. Použitím ABM bloků s definovaným Laplaceovým obrazem přenosu je možné simulovat i složitější kmitočtové závislosti u vícepólových modelů.



Obr. 1.3: Lineární dynamický jednopólový model 3. úrovně reálného OZ (převzato z [6]).

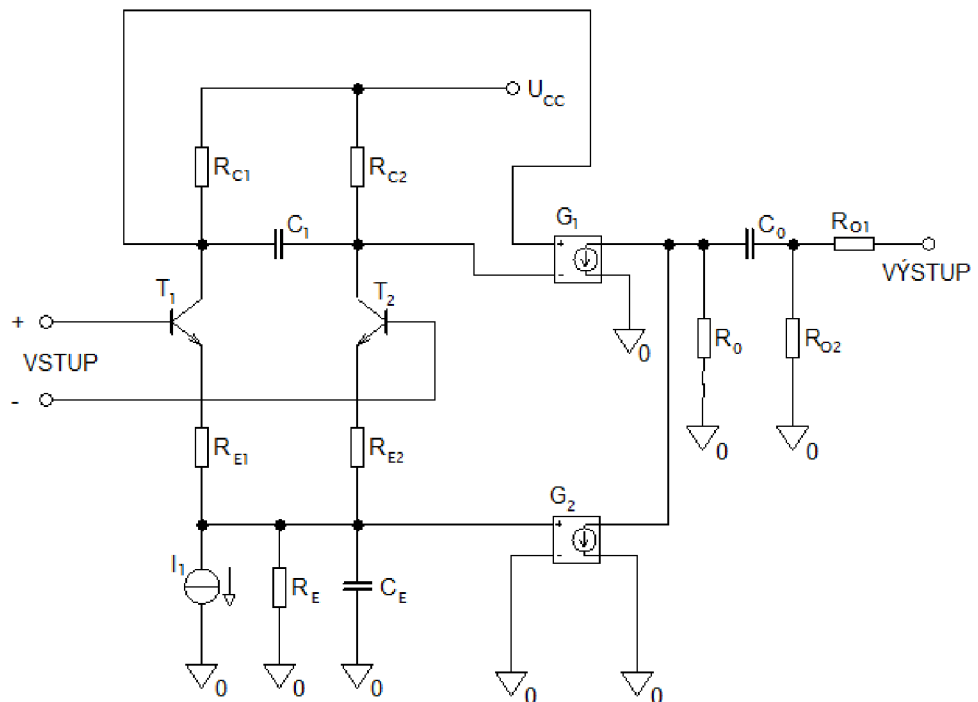
Při zpracování větších signálů je nutné uvažovat, že OZ je nelineární. Vedle lineární části má pracovní charakteristika i dvě oblasti saturace. Doplněním lineárního modelu limitujícím nelineárním podobvodem vznikne nelineární model 4. úrovně. Příklad modelu 4. úrovně reálného OZ je uveden na obr. 1.4. Model vznikl doplněním předchozího modelu dvěma diodami s předpětím simulující omezení (saturaci) pracovní charakteristiky. Pro simulaci proudové a nepřímo i napěťové nesymetrie je obvod

a nepřímo i napěťové nesymetrie je obvod doplněn proudovými stejnosměrnými zdroji.



Obr. 1.4: Nelineární dynamický model 4. úrovně reálného OZ (převzato z [6]).

Pro profesionální účely slouží modely 5. úrovně tzv. makromodely (obr. 1.5). Charakteristické jsou tím, že důležité podobvody, které určují podstatné vlastnosti daného funkčního bloku, se modelují podrobně na diskretní tranzistorové úrovni. Ostatní části pouze ABM bloky a řízenými zdroji.

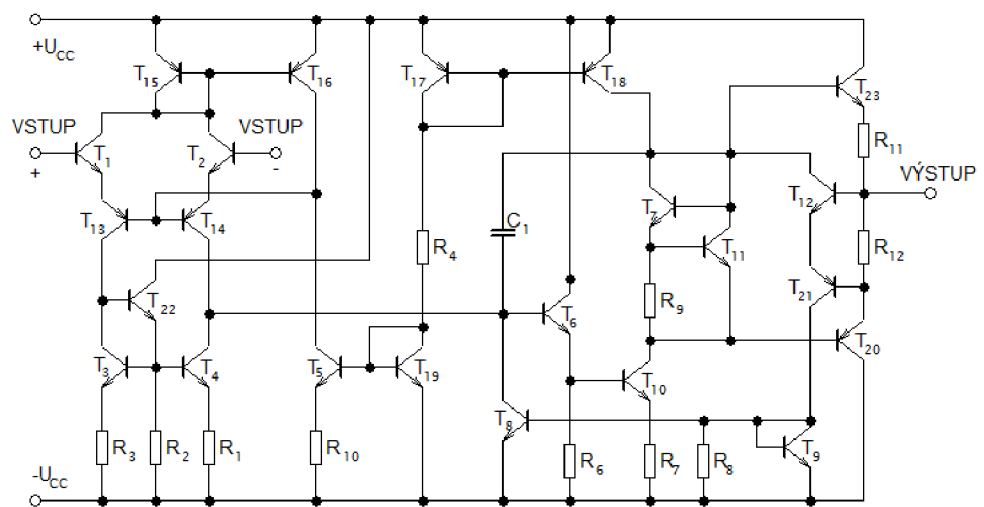


Obr. 1.5: Model (makromodel) 5. úrovně reálného OZ (převzato z [6]).

Vstupní část makromodelu tvoří diferenční zesilovač modelován dvěma tranzistory a další stupně pak pouze řízenými zdroji a RC prvky. Model 5. úrovně umožňuje lépe simulovat vstupní impedanci, proudovou a napěťovou nesymetrii, klidové proudy,

nelineární pracovní charakteristiku, rozdílové i souhlasné zesílení a kmitočtové charakteristiky reálného OZ. Tento model se nejvíce blíží modelu reálného OZ, avšak mnoho jeho vlastností vůbec nezahrnuje. O tom které vlastnosti budou a které nebudou zahrnuty rozhoduje zvolené zapojení a typ makromodelu.

Nejvyšší model 6. úrovně odpovídá podrobnému zapojení v diskrétní tranzistorové podobě. Tento model pak umožní určit nejen vnější obvodové funkce, ale i obvodové veličiny uvnitř OZ. Jeho tvorba je však mnohem náročnější, a u většiny OZ i nerealizovatelná z důvodu nezveřejnění vnitřního zapojení a parametrů prvků uvnitř bloku. Též neúměrně narůstá výpočetní náročnost tohoto modelu a pro optimalizaci např. aktivních filtrů vyšších řádů je nevhodný. Příklad modelu 6. úrovně je uveden na obr. 1.6.



Obr. 1.6: Model (mikromodel) 6. úrovně operačního zesilovače LM741 (převzato [6]).

2 MĚŘENÍ PARAMETRŮ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE LM358

Tato kapitola se zabývá měřením parametrů OZ LM358 od STMicroelectronics a to nejen těmi, které udává výrobce k ověření přesnosti, ale i důležitými parametry výrobcem neudávané, nezbytné pro návrh samotného makromodelu. Všechna měření probíhala při teplotě 25 °C, 50 % vlhkosti vzduchu a tlaku 1016 hPa. V tab. 2.1 jsou uvedeny vzorky OZ LM358 s příslušným sériovým číslem. Každý integrovaný obvod obsahuje dva OZ, které budou dále označovány jako OZ1a resp. OZ1b atd.

Tab. 2.1: Seznam měřených operačních zesilovačů

Číslo vzorku OZ	Sériové číslo
1	GF 041024
2	GF 041024
3	GF 051020
4	GF 051020
5	GF 041024

2.1 Měření proudové nesymetrie OZ

Pro přesnost aplikací jsou obvykle rozhodující stejnosměrné a velmi zvolna proměnné složky, souhrnně označované jako vstupní offset OZ. Chybu způsobenou vstupním offsetem OZ je možné vynulovat vnějším zásahem do samotného OZ nebo do zpětnovazební sítě.

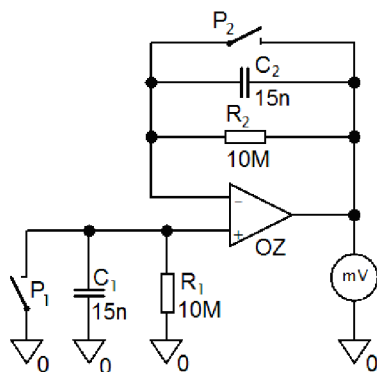
Vstupní offset zahrnuje vstupní zbytkové napětí U_{OS} a vstupní klidové proudy I_B^+ a I_B^- . Oba vstupní klidové proudy se obvykle liší málo. Vstupní klidové proudy operačního zesilovače jsou rovny bázevým proudům I_{B1} a I_{B2} vstupních tranzistorů. K vyjádření jejich všeobecné shody se zavádějí odvozené pojmy, vstupní klidový proud I_B jako jejich průměr a vstupní zbytkový proud I_{OS} jako jejich rozdíl [1]

$$I_B = \frac{I_B^- + I_B^+}{2} \quad (2.1)$$

$$I_{OS} = I_B^- - I_B^+ \quad (2.2)$$

2.1.1 Vstupní zbytkový proud I_{OS}

Nesymetrie vstupních proudů obecně znamená, že tranzistory v rozdílovém zesilovači na vstupu mají různé proudové zesílení h_{21} . Na obr. 2.1 je zobrazeno schéma zapojení pro měření vstupního zbytkového proudu. Oba přepínače jsou rozpojeny a na výstupu je připojen milivoltmetr. Hodnota pro odpory $R_1, R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ byla shledána jako nejvyšší možná pro omezení vlivu případných svodů na desce plošných spojů a také proto, že je to nejvyšší hodnota odporu běžně vyráběných metalizovaných rezistorů.



Obr. 2.1: Schéma zapojení pro měření vstupního zbytkového proudu OZ.

Vstupní zbytkový proud je potom vypočten podle následující rovnice

$$I_{OS} = \frac{U_x}{R} = \frac{U_x}{10^6}. \quad (2.3)$$

V následující tabulce jsou uvedeny změřené vstupní zbytkové proudy pro všechny měřené OZ.

Tab. 2.2: Změřené vstupní zbytkové proudy pro dané operační zesilovače

OZ	U_x [mV]	I_{OS} [nA]
1a	6,22	0,622
1b	11,33	1,133
2a	5,66	0,566
2b	11,16	1,116
3a	2,13	0,213
3b	11,46	1,146
4a	10,42	1,042
4b	16,11	1,611
5a	2,96	0,296
5b	5,94	0,594

Výrobce udává typickou hodnotu pro vstupní zbytkový proud $I_{OS} = 2$ nA. Navržená deska plošného spoje pro měření vstupní proudové nesymetrie je uvedena v příloze A.

2.1.2 Vstupní klidové proudy I_B^+ a I_B^-

Vstupní klidové proudy odpovídají proudům tekoucím do bází tranzistorů v rozdílovém zesilovači ve vstupní části OZ. Schéma zapojení i deska plošného spoje pro měření klidových proudů jsou stejné jako pro měření vstupního zbytkového proudu viz. obr. 2.1. Pro měření I_B^+ je nejprve sepnut přepínač P_1 a přepínač P_2 ponechán nesepnutý. Na výstupu je milivoltmetrem změřeno napětí odpovídající podle vztahu (6.4) hodnotě vstupnímu klidovému proudu I_B^+ tekoucího do neinvertujícího vstupu OZ

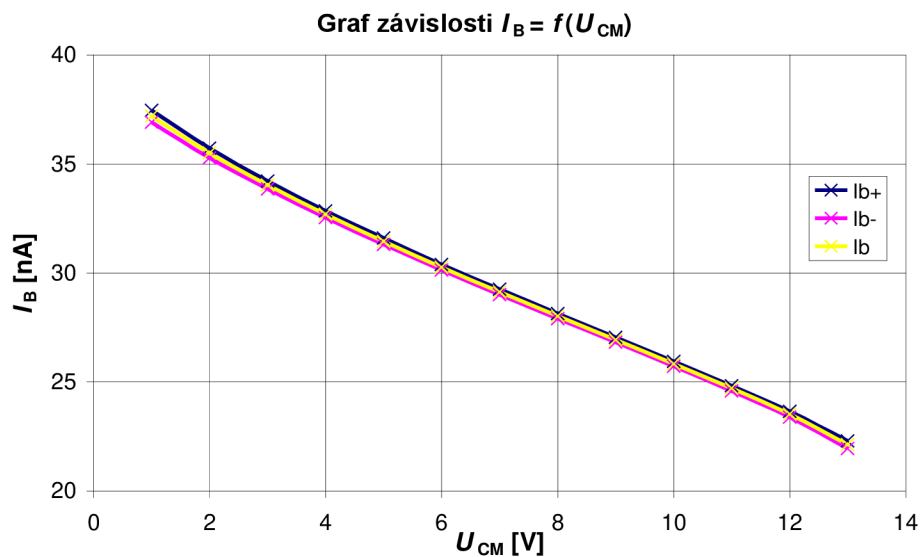
$$I_B = \frac{U_X}{R} = \frac{U_X}{10^6}. \quad (2.4)$$

Podobně pro měření vstupního klidového proudu I_B^- do invertujícího vstupu OZ je sepnut přepínač P_2 a přepínač P_1 rozepnut. Při měření není nutné uvažovat znaménko napětí U_X , protože oba klidové proudy tečou dovnitř OZ. Znaménko pouze poukazuje na obvodové zapojení zesilovače jako invertujícího resp. neinvertujícího. Naměřené hodnoty vstupního klidového proudu jsou uvedeny v tab. 2.3. V katalogovém listě výrobce STMicroelectronic pro OZ LM358 je udávána jako typická hodnota průměrného vstupního klidového proudu 20 nA.

Tab. 2.3: Naměřené hodnoty vstupního klidového proudu pro oba vstupy a jeho průměrná hodnota

OZ	I_B^+ [nA]	I_B^- [nA]	I_B [nA]
1a	24,2	23,87	24,03
1b	22,24	21,3	21,77
2a	26,33	26,18	26,25
2b	25,03	24,18	24,6
3a	28,42	28,67	28,54
3b	27,86	26,99	27,43
4a	28,46	27,76	28,11
4b	27,77	26,34	27,05
5a	20,43	20,34	20,38
5b	18,93	18,48	18,71

Pro operační zesilovač OZ3a byla změřena závislost vstupních klidových proudů na nesymetrii napájecího napětí U_{CM} při zachování napájecího napětí $U_{CC} = 15$ V.



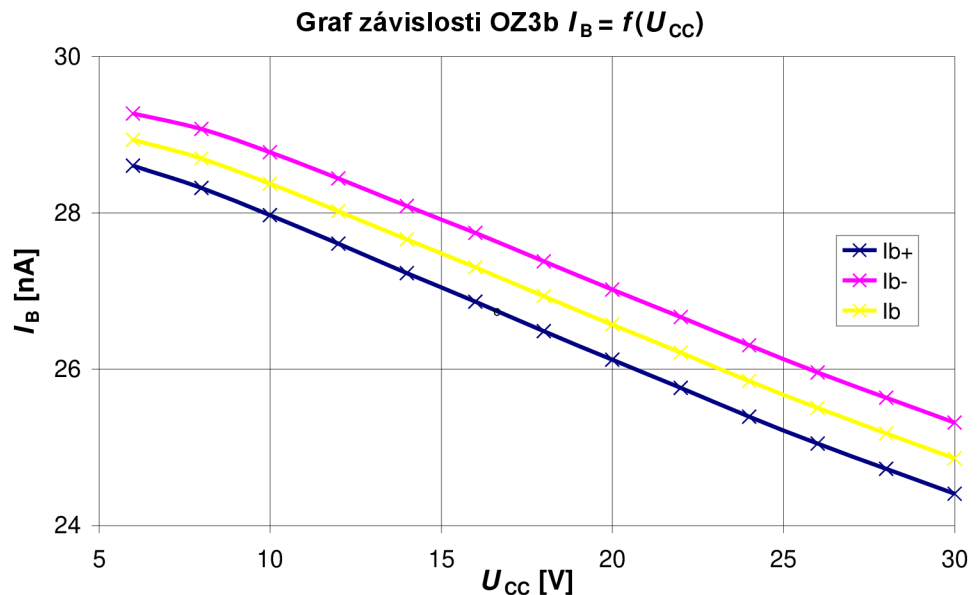
Obr. 2.2: Závislost vstupního klidového proudu na nesymetrii napájení U_{CM}

Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tab. 2.4 a graf závislosti klidových proudů na souhlasném vstupním napětí je uveden na obr. 2.2.

Tab. 2.4: Závislost vstupních klidových proudů na souhlasném vstupním napětí U_{CM}

OZ3a					
U_{CC}^+ [V]	U_{CC}^- [V]	U_{CM} [V]	I_B^+ [nA]	I_B^- [nA]	I_B [nA]
14	-1	1	37,46	36,91	37,19
13	-2	2	35,72	35,28	35,5
12	-3	3	34,22	33,85	34,03
11	-4	4	32,85	32,54	32,69
10	-5	5	31,6	31,3	31,45
9	-6	6	30,39	30,13	30,26
8	-7	7	29,25	29	29,12
7	-8	8	28,14	27,9	28,02
6	-9	9	27,04	26,82	26,93
5	-10	10	25,95	25,72	25,83
4	-11	11	24,83	24,59	24,71
3	-12	12	23,65	23,39	23,52
2	-13	13	22,29	21,95	22,12

Pro operační zesilovač OZ3a a OZ3b byla změřena závislost vstupních klidových proudů na změně napájecího napětí, kdy bylo nastavováno napájecí napětí U_{CC} v rozmezí 6 – 30 V. Naměřené závislost vstupních klidových proudů na napájecím napětí je uvedena na obr. 2.3.



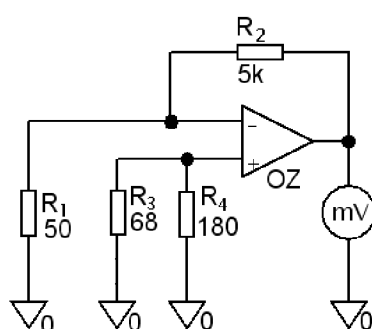
Obr. 2.3: Závislost vstupních klidových proudů OZ3b na velikosti napájecího napětí.

2.2 Měření vstupního zbytkového napětí

Vstupní zbytkové napětí operačního zesilovače je velikost diferenčního vstupního napětí při nulovém souhlasném vstupním napětí, které přísluší nulovému výstupnímu napětí naprázdno

$$U_{os} = U^- - U^+. \quad (2.5)$$

Vstupní zbytkové napětí má u bipolárního vstupního stupně dvě složky. Jedna pochází z nestejnosti samotných vstupních tranzistorů způsobena rozdílnými nasycenými proudy I_{S1} a I_{S2} a druhá pochází z rozdílu jejich kolektorových proudů.



Obr. 2.4: Schéma zapojení pro měření vstupního zbytkového napětí OZ.

Z obvodového zapojení uvedeném na obr. 2.4 pro měření vstupního zbytkového napětí vyplývá, že na výstupu bude napětí 100x zesíleno. Způsob měření je poněkud opačný, než jak je uvedena definice vstupního zbytkového napětí. A to tak, že je měřeno napětí na výstupu OZ při nulovém diferenčním napětí. Vstupní zbytkové napětí je vypočítáno z následující rovnice

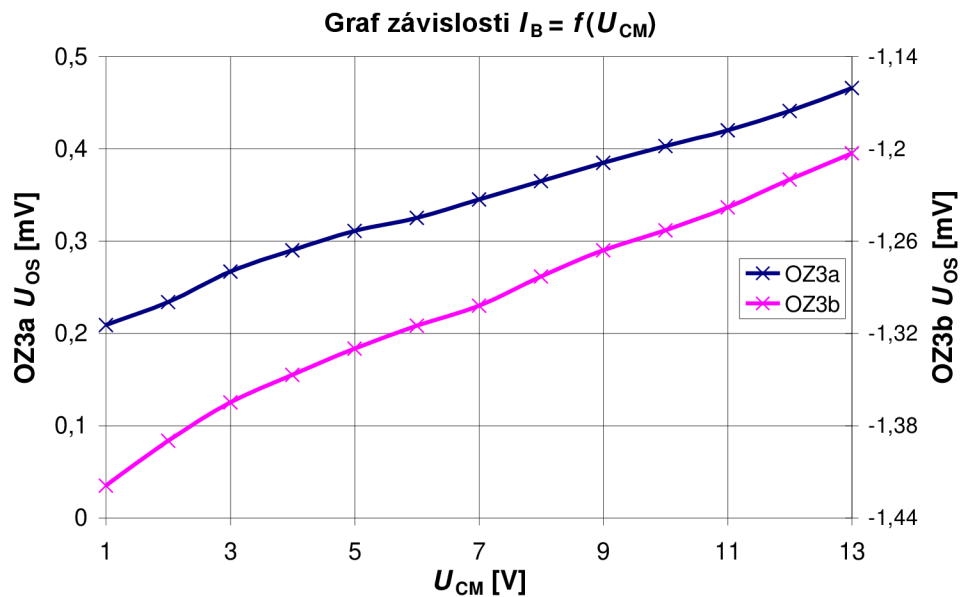
$$U_{os} = \frac{U_x}{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{U_x}{100}. \quad (2.6)$$

Hodnoty vstupního zbytkového napětí naměřené pro dané operační zesilovače jsou uvedeny v následující tabulce. Typická hodnota vstupního zbytkového napětí udávaná výrobcem pro LM358 je $U_{os} = 2$ mV.

Tab. 2.5: Naměřené hodnoty vstupního zbytkového napětí

OZ	U_{os} [mV]
1a	-0,071
1b	-0,764
2a	-0,24
2b	-1,462
3a	0,352
3b	-1,297
4a	1,182
4b	-0,083
5a	-0,137
5b	-0,535

Podobně jako pro vstupní klidové proudy, tak i pro vstupní zbytkové napětí byla změřena závislost na nesymetrii napájecího napětí U_{CM} při zachování napájecího napětí $U_{CC} = 15$ V. Závislost vstupního zbytkového napětí na nesymetrii napájení je uvedena na obr. 2.5.



Obr. 2.5: Závislost vstupního zbytkového napětí U_{os} na souhlasném vstupním napětí U_{CM} .

V příloze B jsou uvedeny navržené desky plošného spoje pro měření vstupního zbytkového napětí.

2.3 Měření rychlosti přeběhu OZ

Rychlost přeběhu operačního zesilovače udává, s jakou maximální rychlostí se dokáže měnit výstupní napětí OZ v jeho lineární oblasti, pokud na jeho vstup přivedeme napěťový skok. U ideálního operačního odpovídá rychlost přeběhu nekonečnu. U reálných OZ je konečná a obvykle se udává ve V/ μ s.

Operační zesilovač LM358 je na vstupu tvořen rozdílovým zesilovačem ze dvou komplementárních PNP tranzistorů, proto negativní rychlost přeběhu je větší než pozitivní [3]. Schéma zapojení i deska plošného spoje jsou uvedeny v příloze C. Rychlost přeběhu byla určena na osciloskopu pomocí kurzorů pro obdélníkový signál s kmitočtem $f = 66\text{kHz}$, amplitudou 3 V a offsetem 0,5 V z důvodu srovnání s časovými průběhy udávané v katalogu výrobce. Hodnoty rychlosti přeběhu udávané v katalogovém listě výrobce se pohybují v rozmezí 0,3 - 0,6 V/ μ s.

Tab. 2.6: Naměřené hodnoty rychlosti přeběhu pro jednotlivé operační zesilovače

	S_R^+	S_R^-
OZ	[V/ μ s]	[V/ μ s]
1a	0,9	0,9125
1b	0,8563	0,8688
2a	0,875	0,875
2b	0,85	0,85
3a	0,8125	0,8188
3b	0,8063	0,825
4a	0,8313	0,8563
4b	0,7875	0,8063
5a	0,9125	0,9125
5b	0,8813	0,8875

Časový průběh pro určení rychlosti přeběhu pro odezvu na obdélníkový signál OZ je uveden v příloze G.

2.4 Měření potlačení vstupního souhlasného napětí

Potlačení souhlasného napětí je poměr změny souhlasného vstupního napětí a změny diferenčního vstupního napětí při nulovém výstupním napětí naprázdno [1]. Reálný OZ kromě vstupního diferenčního napětí zesiluje též vstupní souhlasné napětí, což je nežádoucí vlastnost OZ. Pokud na vstupu OZ dojde ke změně souhlasného napětí o ΔU_{VST} , projeví se to na výstupu OZ změnou o ΔU_{VYST} . Činitel potlačení souhlasného signálu *CMRR* je definován jako poměr těchto změn

$$CMRR = 20 \log \frac{\Delta U_{VST}}{\Delta U_{VYST}}. \quad (2.7)$$

Schéma zapojení a deska plošného spoje pro měření potlačení souhlasného napětí jsou uvedeny

v příloze E. Při návrhu desky bylo použito velmi přesných rezistorů s tolerancí 0,1% a víceotáčkového trimru. Před samotným měřením se nejdříve ručně vykompenzoval obvod trimrem, aby se projevily pouze vlastnosti operačního zesilovače, nikoliv tolerance použitých rezistorů.

Nejprve se měřilo potlačení souhlasného napětí pro stejnosměrné napětí. Na vstup přípravku bylo přivedeno napětí + 5 V a na výstupu se odečetlo příslušné napětí U_{VYST} . Tentýž postup se zopakoval pro vstupní napětí - 5 V. Podle vztahu (2.7) bylo určeno výsledné potlačení souhlasného napětí $CMRR$.

Tab. 2.7: Tabulka hodnot pro měření potlačení souhlasného stejnosměrného napětí

OZ	U_{VYST}^+ [mV]	U_{VYST}^- [mV]	$CMRR$ [dB]
1a	-1,07	-1,59	85,71
1b	-0,30	-0,20	100
2a	-2,77	-2,93	95,55
2b	-0,24	-0,60	89,02
3a	-2,49	-2,67	94,66
3b	0,91	0,61	90,72
4a	0,13	-0,23	88,78
4b	2,28	2,49	93,81
5a	-0,54	-1,04	85,92
5b	0,14	-0,23	88,47

V katalogovém listě výrobce je uvedena jako typická hodnota $CMRR$ 85 dB. K měření střídavého signálu na vstupu bylo použito frekvenčního analyzátoru. Výsledný průběh potlačení souhlasného napětí v závislosti na kmitočtu je uveden v příloze H.

2.5 Měření skokové odezvy jednotkového zesilovače zatíženého kapacitorem C_L

Při zobrazení odezvy na obdélníkový signál na osciloskopu nezatíženého jednotkového zesilovače je patrné, že v místě skoku dojde k překmitu. Tento překmit je způsoben tzv. dobou ustálení a dobou zotavení. Nejde o parametry samotného operačního zesilovače, ale spíše o charakteristiky dynamického chování OZ při velkých signálech v jednoduchém operačním obvodu, jakým je napěťový sledovač. Toto chování je určeno lineárními a nelineárními parametry OZ, dále tvarem frekvenční charakteristiky zesílení, velikostí vnitřních kapacit OZ a parazitními kapacitami operačního obvodu [1]. Při připojení kapacitní zátěže a jejím postupným zvyšováním se začnou objevovat zvyšující se překmity a při dosti vysoké kapacitě dojde k rozkmitání celého obvodu. Časové průběhy rozkmitu na skokový signál s proměnnou kapacitní zátěží C_L jsou uvedeny v příloze I.

Přidáním rezistoru do obvodu pro měření skokové odezvy s kapacitní zátěží mezi záporné napájecí napětí a výstupní svorku operačního zesilovače způsobí, že do výstupního stupně OZ je zaveden klidový proud. Tím odstraníme přechodové

zkreslení a dále snížíme výstupní odpor použitého OZ. Díky tomu můžeme zapojit mnohem vyšší zatěžovací kapacity. Průběhy se zavedeným klidovým proudem v obvodu jsou uvedeny v příloze I pro operační zesilovač OZ3b.

Znormováním skokové odezvy napět'ového sledovače zatíženého kapacitorem C_L je možné při známých hodnotách kapacity C_L a tranzitní úhlové frekvenci f_T určit výstupní odpor R_0 operačního zesilovače [1]. O tvaru dynamické odezvy rozhoduje vzájemná poloha frekvence pólu f_p a tranzitní frekvence f_T . Zvětšováním kapacitní zátěže přechází původní aperiodická skoková odezva do tlumených oscilací. K rezonančnímu převýšení dojde při $f_p < 2 f_T$. Poměrné tlumení ζ je pak dáno následujícím vztahem

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f_p}{f_T}} = \frac{1}{2\sqrt{2\pi \cdot f_T \cdot C_L \cdot R_{OUT}}} \quad (2.8)$$

Znormováním odezvy napět'ového sledovače je určen poměrný překmit Y_p [%] vůči vstupnímu napětí pro danou kapacitní zátěž. Mezi poměrným tlumením a poměrným překmitem platí následující vztah

$$\frac{1}{Y_p^2} = \exp \frac{2\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (2.9)$$

Z průběhu uvedeného v příloze I.2 pro operační zesilovač OZ3b s kapacitní zátěží $C_L = 220$ pF odpovídá poměrný překmit $Y_{p(OZ3b)} = 14,286$ %. Vyjádřením z (2.9) dostaneme ζ

$$\zeta_{(OZ3b)} = \sqrt{\frac{\ln^2 Y_p}{\ln^2 Y_p + \pi^2}} = \sqrt{\frac{\ln^2 0,14285}{\ln^2 0,14285 + \pi^2}} = 0,526582 \quad (2.10)$$

Úpravou rovnice (6.8) je vypočtena hodnota výstupního odporu R_{OUT}

$$\begin{aligned} R_{OUT(OZ3b)} &= \frac{1}{8\pi\zeta^2 \cdot C_L \cdot f_T} = \frac{1}{8\pi \cdot 0,526582^2 \cdot 220 \cdot 10^{-12} \cdot 1,0233 \cdot 10^6} \\ &= 637,38592 \Omega \end{aligned} \quad (2.11)$$

Při zavedení vstupního klidového proudu na výstup operačního zesilovače je hodnota odporu R_{OUT} pro překmit $Y_{p(OZ3b)} = 18,367$ % s kapacitní zátěží $C_L = 4,7$ nF

$$\begin{aligned} R_{OUT(OZ3b,2k2)} &= \frac{1}{8\pi\zeta^2 \cdot C_L \cdot f_T} = \frac{1}{8\pi \cdot 0,474745^2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} \cdot 1,0233 \cdot 10^6} \\ &= 36,7061 \Omega \end{aligned} \quad (2.12)$$

Zavedením klidového proudu na výstup operačního zesilovače bylo odstraněno přechodové zkreslení a snížen výstupní odpor OZ. Časový průběh odezvy na obdélníkový signál se zavedeným klidovým proudem na výstup OZ je uveden v příloze I.

2.6 Měření zesílení OZ

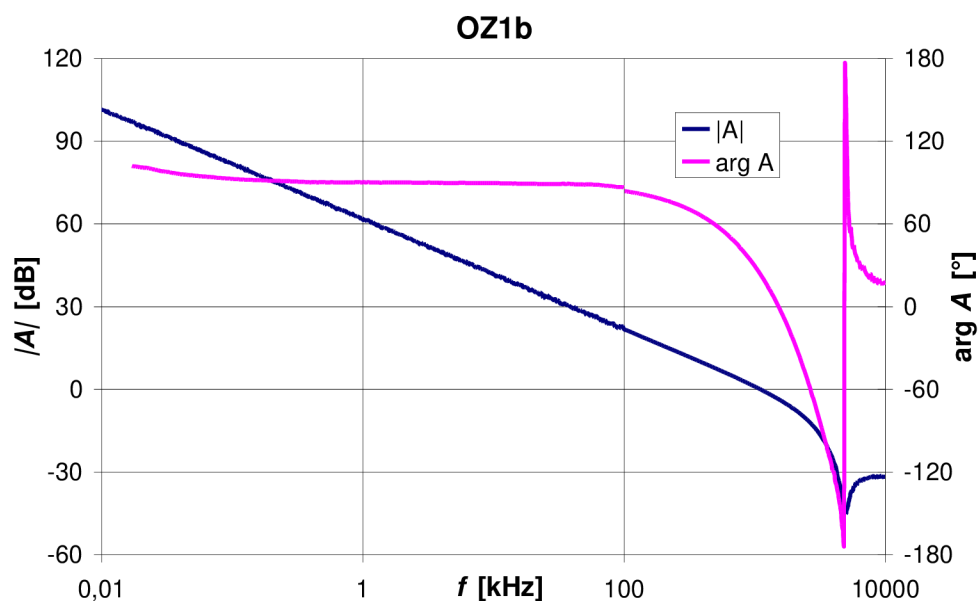
Zesílení A_0 je záporně vzatý poměr změny výstupního napětí naprázdno a změny diferenčního vstupního napětí při nulovém souhlasném vstupním napětí [1]. Ideální operační zesilovač má zesílení $A_0 \rightarrow \infty$.

Nejprve se na přípravku pro měření zesílení OZ vykompenzovalo vstupní zbytkové napětí. Na vstup měřicího přípravku se přivedlo stejnosměrné napětí 0 V a následně 30 V. Na výstupu byly odečteny příslušné hodnoty napětí. Poměr rozdílu výstupního napětí a vstupní napětí udává stejnosměrné zesílení OZ (2.13)

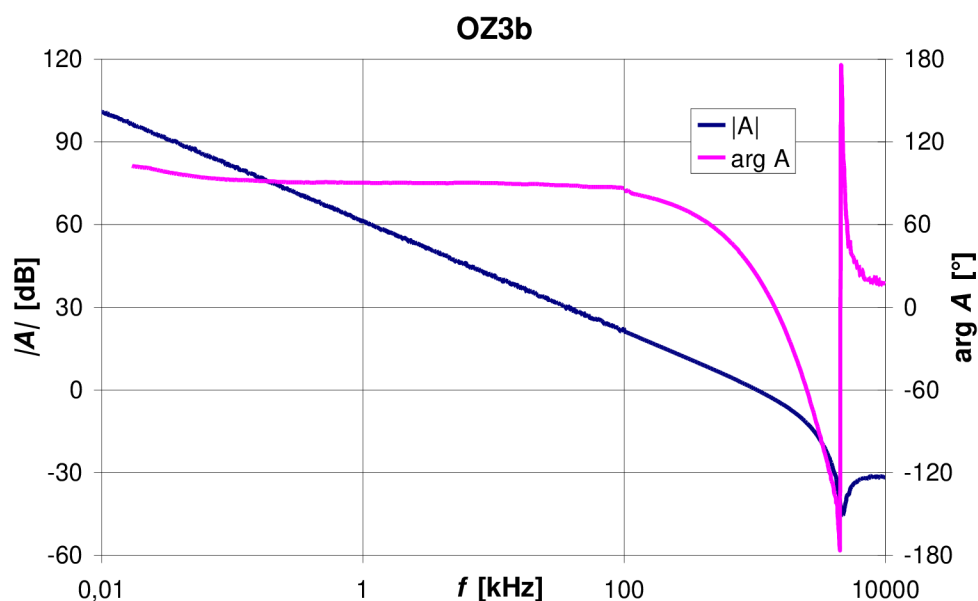
$$A_0 = 20 \cdot \log \left(\frac{\Delta U_{\text{VYST}}}{\Delta U_{\text{VST}}} \right). \quad (2.13)$$

Tab. 2.8: Tabulka naměřených hodnot zesílení pro stejnosměrné napětí, tranzitního kmitočtu a fázového posuvu při tranzitním kmitočtu

	U [V]	A_0 [dB]	f_T [MHz]	$\Delta\Phi$ [°]
1b	3,7	113,2	1,097	65,93
3b	3,5	112,7	1,023	65,96



Obr. 2.6: Frekvenční závislost zesílení A operačního zesilovače OZ1b.



Obr. 2.7: Frekvenční závislost zesílení A operačního zesilovače OZ3b.

Frekvenčním analyzátozem byly změřeny kmitočtové závislosti pro zesílení A_0 pro dva vybrané operační zesilovače, které jsou uvedeny na obr. 2.6 a obr. 2.7. Z těchto kmitočtových závislostí byly určeny tranzitní kmitočty f_T a fázové posuvy $\Delta\phi$ při $A_0 = 0$ dB viz. tab. 2.8.

2.7 Měření příkonu OZ

Pro operační zesilovač OZ3a byl změřen příkon a to pro obvodové zapojení se zavedeným klidovým proudem na výstup OZ odporem $R_K = 2,2$ k Ω , a bez připojeného odporu. Z naměřených hodnot je patrné, že se zavedeným klidovým proudem vzroste příkon OZ.

Tab. 2.9: Naměřené hodnoty příkonu OZ

apojení	I_{CC}	P_{CC}
	[mA]	[mW]
R_{2k2} z U_{CC}	4,605	69,08
Bez R	1,009	15,12

3 NÁVRH MAKROMODELU

Důvodem vývoje makromodelu operačního zesilovače je reprezentace některých jeho vybraných obvodových vlastností. Makromodel je celek, který je mnohonásobně méně komplikovaný oproti originálnímu obvodu. Při simulaci je výpočet odezvy obvodu mnohem rychlejší než obvod na úrovni elektronického zařízení.

3.1 Úvod

Vývoj nástrojů pro počítačové řešení elektronických obvodů je úzce spojen s vývojem výpočetní techniky. První programy pro řešení velmi specializovaných úloh ukázaly, že simulace elektronických obvodů přináší jak technické, tak i ekonomické výhody. Simulací rozumíme proces, kdy na základě řešení rovnic matematického modelu obvodu získáme přibližnou informaci o jeho parametrech a charakteristikách. To umožňuje „přeskočit“ řadu pokusných realizací. Např. v oblasti návrhu integrovaných obvodů je taková realizace velmi nákladná, nemluvě o velmi problematickém měření ve vnitřních uzlech obvodu [2].

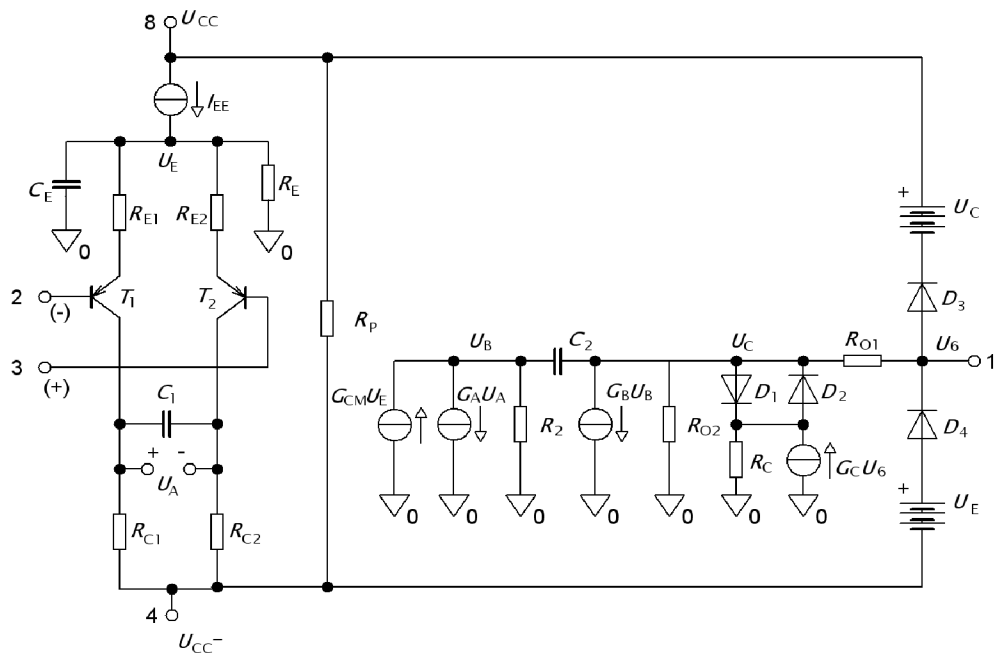
Simulátory polovodičových prvků ale obsahují modely PN přechodů, čímž rostou požadavky na simulaci a začínají se vyskytovat značné konvergenční problémy. Značnou část simulačního běhu zabírají tzv. iterační analýzy na řešení stability obvodu. Integrované obvody obsahují velký počet polovodičových součástek, čímž při analýze obvodu může dojít k překročení kapacity paměti, obvodové velikosti nebo základní numerické přesnosti. I když jsou v dnešní době k dispozici adekvátní simulátory, při simulaci obvodu s mnoha PN přechody může být výsledný čas analýzy dosti nepraktický. Tato práce popisuje jedno z řešení tohoto problému, kdy originální schéma operačního zesilovače, popř. komparátoru, bude nahrazeno odpovídajícím makromodelem.

Myšlenka využití makromodelu v návrhu elektronických obvodů je běžná například ve vývoji analogových signálových procesorů k určení systémových parametrů, kde se využívá řady ideálních napěťových zesilovačů, integrátorů a jiných subsystémových bloků. Dnešní levné IO jsou složité svou obvodovou velikostí i systémovou komplikovaností, a z tohoto důvodu jsou kladeny vysoké nároky na simulační programy. Ty mohou být samozřejmě ospravedlněny, pokud se předpokládá velká výroba. Tyto požadavky na obvodové simulátory mohou být minimalizovány vývojem makromodelů pro daný IO.

Cílem vytváření makromodelů je získat obvodový model nebo část obvodového modelu vycházejícího z vnitřního zapojení IO, který nám poskytne výrazně méně složité a méně časově náročné zapojení na simulaci. Na obr. 3.1 je ukázán makromodel operačního zesilovače, který byl zredukován přibližně v šesti větvích a uzlech. Přesného výpočtu, pak bude dosaženo za předpokladu dodržení velmi blízké aproximace se skutečným operačním zesilovačem, tj. pro dané účely dostatečně přesným modelováním vstupních a výstupních charakteristik, frekvenční závislosti v rozdílném i souhlasném režimu, klidových stejnosměrných charakteristik, vstupního zbytkového napětí, vstupního zbytkového proudu, rychlosti přeběhu, rozkmitu výstupního napětí

a omezení zkratového proudu na výstupu. Běžné operační zesilovače obsahují 60 až 80 PN přechodů (viz. obr. 1.6). Porovnáním obvodu na obr. 3.1 a obvodu na obr. 1.6 je ukázáno snížení tohoto počtu na 8 PN přechodů. Postup, který je podrobně popsán v práci [3], ukazuje, že v zapojeních se zesilovači je typické snížení šesti až deseti násobné, oproti zapojení na úrovni elektronického zařízení.

Často není v oblastech návrhu nutné modelovat operační zesilovač ve všech jeho pracovních charakteristikách. Příkladem může být omezení maximálního zkratového proudu na výstupu. Takže pokud do modelu nezahrneme prvky, které vykonávají tuto funkci, dosáhneme dalšího zjednodušení makromodelu.



Obr. 3.1: Schéma zapojení Boyleova makromodelu pro OZ s PNP tranzistory na vstupu.

3.2 Návrh Boyleova makromodelu

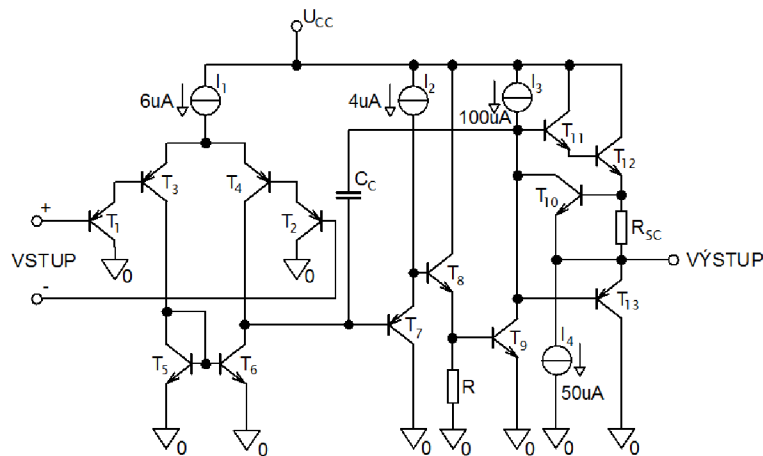
Schéma zapojení zvoleného a nejpoužívanějšího Boyleova makromodelu [3] operačního zesilovače je uvedeno na obr. 3.1. S vhodnou volbou parametrů a prvků je možné vytvářet modely pro širokou třídu operačních zesilovačů. Pro daný operační zesilovač model poskytne v podstatě svorkovou korespondenci s operačním zesilovačem, který simuluje chování obvodu pro nelineární, stejnosměrné, střídavé a přechodové odezvy.

Obvod na obr. 3.1 je rozdělen do tří částí. Vstupní část tvoří ideální tranzistory T_1 a T_2 , související zdroje a pasivní prvky. Tato část vytváří nezbytné lineární a nelineární rozdílové (DM) a souhlasné (CM) vstupní charakteristiky. Pro usnadnění je vstupní část navržena tak, aby odpovídala výslednému napětovému zisku. Také může být konstruována tak, aby odpovídala požadované napětové a proudové nesymetrii. Kondenzátor C_E nastaví rychlost přeběhu a kondenzátor C_1 určuje fázové zpoždění výsledného obvodu.

Rozdílové a souhlasné napětové zisky v operačním zesilovači jsou modelovány

v lineárním mezistupni a výstupní části tvořené prvky G_{OM} , G_A , R_2 , G_B a R_{O2} . Funkce každého prvku je uvedena v následujících kapitolách. Dominantní časová konstanta operačního zesilovače je vytvořena kondenzátorem C_2 zapojeného ve vnitřní zpětné vazbě. Zapojení kondenzátoru C_2 do zpětné vazby je za účelem vytvoření nezbytného střídavého výstupního odporu měnícího se s frekvencí. Kromě toho mohou být oba uzly kondenzátoru C_2 vyvedeny ven z obvodu tak, aby projektant mohl zavést identickou kompenzaci, jak je tomu u skutečného operačního zesilovače. Vstupní a výstupní část obvodu je naprosto oddělena, což vede ke zjednodušení frekvenčních a přeběhových vlastností obvodu.

Výstupní část zajišťuje v operačním zesilovači správné stejnosměrné a střídavé výstupní odpory. Prvky D_1 , D_2 , R_C a G_C nastavují požadovaný maximální zkratový proud. Prvky D_3 , U_C a D_4 , U_E jsou zařazeny do obvodu pro zajištění požadované maximální napěťové odchylky.



Obr. 3.2: Principiální schéma zapojení operačního zesilovače LM358 (převzato z [8]).

Obvod na obr. 3.1 je navržen s použitím dvou základních technik modelování. Metodou zjednodušování a pro některé obvodové specifikace vytvoření konkrétního podobvodu ke splnění požadovaných parametrů. Nejprve jsou tedy typické části operačního zesilovače postupně zjednodušeny pomocí jednoduchých ideálních prvků, které nahradí většinu reálných prvků. Výsledný model se pak za pomoci tohoto postupu velmi podobá skutečnému obvodu. Příkladem je vstupní část navrženého makromodelu na obr. 3.1. Pro návrh koncového stupně pro zesilovač ve třídě AB se použije jiná metoda, kdy se konfiguruje výsledný obvod složený z ideálních prvků, ke splnění některých obvodových specifikací, aniž by se přesně podobal konkrétní části skutečného operačního zesilovače. Pro porovnání jednotlivých stupňů s navrženým makromodelem je pro ilustraci na obr. 3.2 uvedeno principiální zapojení operačního zesilovače LM358 od firmy STMicroelectronics. Tento typ operačního zesilovače má širokou škálu využití.

V návrhu makromodelu se upřednostňuje nahrazení reálných prvků ideálními pasivními prvky a čistě proudovými a napěťovými zdroji. Také nesymetrii převodníku ve vstupní fázi lze nahradit ideálními prvky, takže není nezbytně nutné používat kompozitní tranzistory tak, jak je uvedeno na obr. 3.1. Jednoduché diferenční stupně

mohou být navrženy v modelu přesně tak, aby odpovídaly nelineární vstupní charakteristice. Makromodel operačního zesilovače je navržen tak, aby jej bylo možné použít v běžných simulátorech IO. Proto model obsahuje pouze prvky, které jsou společné většině simulátorů IO (tj. odpory, kondenzátory, cívky, závislé zdroje proudu, nezávislé zdroje, diody a bipolární tranzistory).

Pro vstupní část modelu je nutné k zajištění vyvážení obvodu v nelineárním režimu zařazení nejméně čtyř ideálních uzlů. Nejjednodušší uspořádání je uvedeno na Obr. 3.1, kde jsou čtyři uzly se dvěma ideálními tranzistory, každý navržený s nejnižším řádem Gummel-Poonova tranzistorového modelu [7], který zahrnuje dva ideální PN přechody a dva závislé proudové zdroje.

Oproti metodě uvedené v této práci při návrhu koncového stupně ve třídě AB s ideálními tranzistory by došlo k výraznému zvýšení počtu větví. Kromě toho musí být stupeň ve třídě AB doplněn i o omezovač výstupního napětí [3].

3.3 Parametry a hodnoty prvků

Tato část se bude zabývat vlastnostmi operačního zesilovače, parametry a prvky makromodelu. Všechny rovnice potřebné k návrhu součástek pro makromodel jsou uvedeny v příloze L. Pro návrh součástek jsou v tabulce 3.1 uvedeny důležité naměřené parametry operačního zesilovače OZ3b a typické parametry OZ udávané v katalogu výrobce. Parametry pro zadaný operační zesilovač LM358 od STMicroelectronics jsou udávány pro $U_{CC}^+ = 15 \text{ V}$, $U_{CC}^- = -15 \text{ V}$, zátěži $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ a teplotě $25 \text{ }^\circ\text{C}$ [8].

Tab. 3.1: Důležité parametry OZ LM358 udávané výrobcem a naměřené hodnoty OZ3b

Parametr	OZ3b	Typ. hodnota	jednotka
S_R^+	0,8063	0,5	V/ μs
S_R^-	0,825	0,6	V/ μs
f_T	1,023	1,1	MHz
I_B	27,43	20	nA
I_{OS}	1,146	2	nA
U_{OS}	1,297	2	mV
A_0	112,7	100	dB
$CMRR$	90,72	85	dB
I_{SC}	-	20	mA
U_{out}^+	-	$U_{CC}^+ - 1,5$	V
U_{out}^-	-	$U_{CC}^- - 0,005$	V
U_N	-	55	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, $f = 1 \text{ kHz}$
I_{EE}	-	6	μA
$\Delta\phi$	65,96	-	$^\circ$
R_{OUT}	637,4	-	Ω
P_D	30,24		mW

3.3.1 Vstupní část

Hodnota kolektorového proudu v prvním stupni je dána rychlostí přeběhu S_R operačního zesilovače. Vztahy (3.1) a (3.2) platí za předpokladu, že je splněna podmínka $S_R^+ > S_R^-$. Jestliže tato podmínka splněna není, musí být makromodel modifikován na vstupu použitím PNP tranzistorů a parametry S_R^+ a S_R^- musí být v rovnicích (3.1) a (3.2) zaměněny [3].

Jestliže je operační zesilovač zapojen jako napěťový sledovač, pozitivní rychlost přeběhu je dána vztahem

$$S_R^+ = \frac{2I_{C1}}{C_2}. \quad (3.1)$$

Vyjádřením kolektorového proudu z předchozího vztahu platí

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{C_2}{2} \cdot S_R^+. \quad (3.2)$$

Pro zjednodušení výpočtu se proudy kolektoru ve vstupní části rovnají $I_{C1} = I_{C2}$. Záporná rychlost přeběhu S_R^- je menší, což je modelováno kondenzátorem C_E [3].

$$S_R^- = \frac{2I_{C1}}{C_2 + C_E}, \quad (3.3)$$

$$C_E = \frac{2I_{C1}}{S_R^-} - C_2. \quad (3.4)$$

Z katalogového listu výrobce vyplývá že $S_R^+ < S_R^-$, takže NPN tranzistory na obr. 3.1 budou nahrazeny tranzistory PNP a ve vztazích budou hodnoty rychlosti přeběhu zaměněny. To, že bude model takto modifikován, je také patrné z principiálního zapojení uvedeného výrobcem (viz. obr. 3.2). Dosazením parametrů z katalogového listu jsou vypočteny hodnoty I_{C1} a C_E . Hodnota kondenzátoru $C_2 = 10$ pF je vhodně zvolena s ohledem na proudový zdroj I_{EE} uvedeném na obr. 3.2.

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{C_2}{2} \cdot S_R^- = \frac{10 \cdot 10^{-12}}{2} \cdot \frac{0,6}{10^{-6}} = 3 \mu\text{A}, \quad (3.5)$$

$$C_E = \frac{2 \cdot I_{C1}}{S_R^-} - C_2 = \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^{-6}}{\frac{0,5}{10^{-6}}} - 10 \cdot 10^{-12} = 2 \text{ pF}. \quad (3.6)$$

Následně budou vypočítány parametry tranzistoru, tj. proudové zesilovací činitele β_1, β_2 a saturační proudy I_{S1} a I_{S2} . Pro dva ideální tranzistory jsou hodnoty β_1 a β_2 získané ze specifikací udávané v katalogovém listě. Těmito parametry jsou střední vstupní klidový proud I_B a vstupní zbytkový proud I_{OS} [1]

$$I_{B1} = I_B + \frac{I_{OS}}{2} = 20 \cdot 10^{-9} + \frac{2 \cdot 10^{-9}}{2} = 21 \text{ nA} \quad (3.7)$$

$$I_{B2} = I_B - \frac{I_{OS}}{2} = 20 \cdot 10^{-9} - \frac{2 \cdot 10^{-9}}{2} = 19 \text{ nA}, \quad (3.8)$$

$$\beta_1 = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{21 \cdot 10^{-9}} = 142,9, \quad (3.9)$$

$$\beta_2 = \frac{I_{C2}}{I_{B2}} = \frac{I_{C1}}{I_{B2}} = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{49 \cdot 10^{-9}} = 157,9. \quad (3.10)$$

Vstupní napěťová nesymetrie U_{os} je v makromodelu tvořena rozdílným saturačním proudem I_S tranzistoru T_1 a T_2 . Pro tranzistor T_1 platí

$$I_{C1} = I_{S1} \cdot \exp \frac{U_{BE1}}{U_T}, \quad (3.11)$$

kde $U_T = kT/q = 25,85$ mV pro teplotu $T = 300$ K. Podobné hodnoty obdržíme pro I_{C2}

$$I_{C2} = I_{S2} \cdot \exp \frac{U_{BE2}}{U_T} \quad (3.12)$$

a vstupní napěťová nesymetrie je potom

$$U_{OS} = U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}}. \quad (3.13)$$

Pro stejné kolektorové proudy $I_{C1} = I_{C2}$ a úpravou předešlé rovnice je obdržen vztah pro výpočet rozdílového saturačního proudu I_{S2} tranzistoru T_2 , kde hodnota $I_{S1} = 0,8$ fA je zvolena podle [3]

$$I_{S2} = I_{S1} \cdot e^{\left(\frac{U_{OS}}{U_T}\right)} = 0,8 \cdot 10^{-15} \cdot e^{\left(\frac{2 \cdot 10^{-3}}{25,8510^{-3}}\right)} = 0,8644 \text{ fA}. \quad (3.14)$$

Hodnoty pro rezistory $R_{C1} = R_{C2}$ jsou odvozeny z tranzitního kmitočtu f_T plně kompenzovaného operačního zesilovače. Tranzitní kmitočet je přibližně součin rozdílového zesílení A_0 a frekvence při poklesu zisku o -3 dB

$$f_T \cong A_0 f_{3dB}. \quad (3.15)$$

Mezní frekvenci lze odhadnout ze zapojení uvedením na obr.3.1

$$f_{3dB} \cong \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot 1 + G_B R_{O2}} \cong \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot G_B \cdot R_{O2}}. \quad (3.16)$$

Napěťové zesílení je při velmi nízkých frekvencích dáno součinem

$$A_0 = (G_A R_2)(G_B R_{O2}), \quad (3.17)$$

kde G_A zajišťuje požadovanou hodnotu rychlosti přeběhu (3.1) a je zvoleno tak, aby odpovídalo převrácené hodnotě R_{C1} . Dosazením předchozího vzorce pro A_0 (3.17) do výpočtu pro mezní frekvenci f_{3dB} (3.16) vyjde následující vztah pro výpočet tranzitního kmitočtu

$$f_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} C_2} \quad (3.18)$$

a vyjádřením R_{C1} dostaneme rovnici

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot f_T \cdot C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,1 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 14470 \Omega. \quad (3.19)$$

Alternativně, vztah mezi f_T a S_R^+ (3.1) může být uveden takto

$$f_T = \frac{S_R^+}{2\pi \cdot R_{C1} (2I_{C1})}. \quad (3.20)$$

Hodnota odporu R_{C1} odpovídá řádově $2/g_m$. Odpory R_{C1} a R_{C2} by měly být zvoleny malé, aby nedošlo k přesycení vstupní části. Odpory R_{E1} a R_{E2} zajišťují v obvodu nezávislost rychlosti přeběhu na tranzitním kmitočtu. U některých operačních zesilovačů se používají emitorové tranzistory ke zlepšení spolehlivosti simulace a zvýšení rychlosti přeběhu. R_{E1} je navržen z rozdílového napěťového zisku prvního stupně a pro usnadnění je shodný s odporem R_{E2}

$$\frac{u_a}{u_{in}} = \frac{\beta_1 R_{C1} + \beta_2 R_{C2}}{\frac{\beta_1}{g_{m1}} + (\beta_1 + 1) \cdot R_{E1} + \frac{\beta_2}{g_{m2}} + (\beta_2 + 1) \cdot R_{E2}} = 1, \quad (3.21)$$

kde $I_{C1} = I_{C2}$, když $g_{m1} = g_{m2}$. A pokud také platí, že $R_{C1} = R_{C2}$ a $R_{E1} = R_{E2}$, tak

$$\begin{aligned} R_{E1}, R_{E2} &= \left(\frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_1 + \beta_2 + 2} \right) \cdot R_{C1} - \frac{1}{g_m} = \left(\frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_1 + \beta_2 + 2} \right) \cdot R_{C1} - \frac{U_T}{I_{C1}} \\ &= \left(\frac{142,857 + 157,895}{142,857 + 157,895 + 2} \right) \cdot 14468,6 - \frac{25,85 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-6}} \\ &= 5756,35 \Omega. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Hodnota stejnosměrného zdroje proudu ve vstupní fázi pro stejné kolektorové proudy je dána rovnicí

$$\begin{aligned} I_{EE} &= \left(\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} + \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \right) \cdot I_{C1} \\ I_{EE} &= \left(\frac{142,857 + 1}{142,857} + \frac{157,895 + 1}{157,895} \right) \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 6,04 \mu A. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Odpor R_E zajišťuje konečný souhlasný vstupní odpor. Vzhledem k tomu, že proudový zdroj I_{EE} je často v reálném OZ realizován pomocí NPN tranzistoru, odpor R_E odpovídá jeho výstupnímu odporu

$$R_E \cong \frac{U_A}{I_C} = \frac{U_A}{I_{EE}} = \frac{200}{6,04 \cdot 10^{-6}} = 33,11 \text{ M}\Omega, \quad (3.24)$$

kde U_A je Earlyho napětí. Pro malé NPN tranzistory je typická hodnota Earlyho napětí 200 V.

Kondenzátor C_1 ve vstupní části zavede do obvodu druhý pól. Důsledkem toho je v makromodelu modelováno přídavné fázové zpoždění operačního zesilovače. Druhý pól rozdílového zesílení je pak dán vztahem

$$p_2 = -1/2R_{C1}C_1. \quad (3.25)$$

Za povšimnutí stojí, že nedochází k žádnému ovlivňování mezi všemi třemi kondenzátory z důvodu použití unilaterálních zařízení a stupňů. Fáze při $f = f_T$ je zapříčiněna nedominantním pólem p_2

$$\phi_M = \tan^{-1} \frac{2\pi f_T}{|p_2|} = \tan^{-1} (2\pi f_T)(2 \cdot R_{C1} C_1) = \tan^{-1} \frac{2C_1}{C_2} \quad (3.26)$$

a fázové zpoždění odezvy otevřené smyčky je pak

$$\phi_M = 90^\circ - \Delta\phi. \quad (3.27)$$

Hodnota kondenzátoru C_1 k zajištění fázového zpoždění je tedy dána rovnicí

$$C_1 = \frac{C_2}{2} \tan \Delta\phi = \frac{10 \cdot 10^{-12}}{2} \tan(90 - 24,043^\circ) = 11,21 \text{ pF}. \quad (3.28)$$

K modelování skutečných stejnosměrných výkonových ztrát v operačním zesilovači se do obvodu zavede odpor R_p . Pro obvod na obr. 3.1 platí, že v klidovém stavu výkonová ztráta makromodelu odpovídá vztahu

$$P_d = U_{CC^+} \cdot 2I_{C1} + U_{CC^-} \cdot I_{EE} + \frac{(U_{CC^+} + U_{CC^-})^2}{R_p}. \quad (3.29)$$

Hodnota odporu R_p k zajištění odpovídajících ztrát tedy je

$$\begin{aligned} R_p &= \frac{(U_{CC^+} + U_{CC^-})^2}{P_d - U_{CC^+} 2I_{C1} - U_{CC^-} I_{EE}} \\ &= \frac{(15 + 15)^2}{30,24 \cdot 10^{-3} - 15 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 10^{-6} - 15 \cdot 6,04 \cdot 10^{-6}} \\ &= 29,94 \text{ k}\Omega. \end{aligned} \quad (3.30)$$

U typického operačního zesilovače, je odběr proudu z napájení definován většinou kvůli proudu tekoucí diodou. Takže pokud dojde ke změně napájecího napětí, odběr se proudu změní téměř lineárně a odpor R_p bude i nadále přesně modelovat výkonové ztráty.

3.3.2 Mezistupeň

Jak již bylo uvedeno dříve, koeficient G_A napětově závislého zdroje proudu $G_A u_a$ se volí jako převrácená hodnota R_{C1}

$$G_A = \frac{1}{R_{C1}} = \frac{1}{14468,6} = 69,12 \text{ }\mu\text{S}. \quad (3.31)$$

Hodnota odporu R_2 a tím i hodnota G_B může být libovolně zvolena. Těmito prvky je v makromodelu modelováno pouze rozdílové zesílení. Při volbě odporu R_2 je však potřeba mít na paměti, že odezva napětí v uzlu b lineárně koresponduje s odporem R_2 . Pokud je zvolena příliš velká hodnota u_B , může dojít k vybití a znovu nabití kondenzátoru přes aktivní část operačního zesilovače. Pro zabránění těchto časových zpoždění při vybíjení, se volí malé hodnoty odpory R_2 . 100 k Ω byla shledána jako vhodná hodnota [3].

Pokud je druhý napětím řízený zdroj proudu zapojen přes odpor R_2 , je zavedena odezva na souhlasný napěťový zisk. Souhlasný napěťový zisk od vstupu k uzlu b je pak přibližně roven

$$\frac{u_{bCM}}{u_{inCM}} \cong G_{CM} R_2. \quad (3.32)$$

Rozdílový napěťový zisk od vstupu po uzel b

$$\frac{u_{bDM}}{u_{inDM}} \cong G_A R_2 = \frac{1}{R_{C1}} R_2. \quad (3.33)$$

Činitel potlačení souhlasného signálu $CMRR$ je poměr změny souhlasného vstupního napětí a změny rozdílového vstupního napětí operačního zesilovače při nulovém výstupním napětí naprázdno [1]

$$CMRR = \frac{A_{0DM}}{A_{0CM}} = \frac{1}{R_{C1} G_{CM}}, \quad (3.34)$$

odtud tedy

$$G_{CM} = \frac{1}{R_{C1} \cdot CMRR} = \frac{1}{14468,6 \cdot 17782,8} = 3,887 \text{ nS}. \quad (3.35)$$

3.3.3 Výstupní část

Koncový stupeň modeluje v obvodu požadované stejnosměrné a střídavé výstupní odpory, výstupní proud a napěťová omezení. Z obr. 3.1 je vidět, že výstupní odpor je při nízkých kmitočtech v klidovém stavu roven

$$R_{out} = R_{O1} + R_{O2}. \quad (3.36)$$

Při vysokých frekvencích je Millerovým efektem R_{O2} zkratován výstupní kapacitou přes kondenzátor C_2 . V situacích kdy je připojena velká zátěž, je mezní kmitočet dán vztahem

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{O2} C_2 (1 + R_2 G_B)}. \quad (3.37)$$

Pro kmitočty značně vyšší než tato hodnota, je výstupní odpor R_{O1} roven

$$R_{O1} = R_{O-AC}, \quad (3.38)$$

takže teď už může být stanovena hodnota odporu R_{O2} z (3.36) a G_B z (3.17)

$$R_{O2} = R_{OUT} - R_{O1} = 45 - 25 = 20 \Omega \quad (3.39)$$

a

$$G_B = \frac{A_0 \cdot R_{C1}}{R_2 \cdot R_{O2}} = \frac{100000 \cdot 14468,6}{100 \cdot 10^3 \cdot 20} = 723,4 \text{ S}. \quad (3.40)$$

V koncovém stupni je požadované proudové omezení na výstupu vytvořeno prvky $G_C U_6$, R_C , D_1 , D_2 a R_{O1} . Kombinace R_C a $G_C U_6$ je ekvivalentní napěťovému zdroji

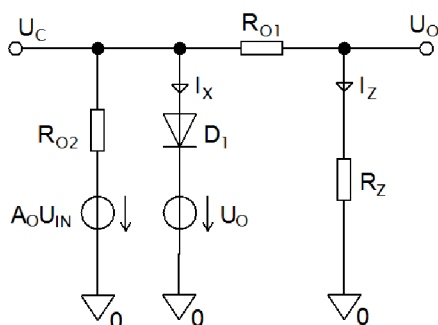
řízeného napětím. Na odporu R_C se objeví výstupní napětí $U_{OUT} = U_6$. Pokud jsou obě napěťové svorky diod D_3 a D_4 odpojeny, maximální proud výstupu je poměr napětí na D_1, D_2 a R_{O1}

$$I_{SC} \cong \frac{U_D}{R_{O1}}, \quad (3.41)$$

kde

$$U_D = U_T \ln \frac{I_X}{I_{SD}}. \quad (3.42)$$

I_X je maximální proud tekoucí diodou a I_{SD} je její saturační proud. Jakmile je určen proud I_X , může být stanoven i saturační proud diody. Použitím Théveninova náhradního obvodu pro prvky $G_C U_6$ a R_{O2} dostaneme zapojení uvedené na obr. 3.3. Tento zjednodušený obvod předpokládá velmi malý zatěžovací odpor na výstupu.



Obr. 3.3: Zjednodušený obvod výstupní části (převzato z [3]).

Théveninovo napětí naprázdno v otevřené smyčce odpovídá součinu $A_0 u_{in}$. Nejprve je uvažováno malé napětí $A_0 u_{in}$. Diodou teče pouze velmi malý proud, který je ale oproti proudu tekoucí odporem R_{O1} zanedbatelný. Výstupní napětí je tedy jen nepatrně sníženo, tudíž nedochází k žádnému napěťovému omezení. Pokud dojde k postupnému zvýšení napětí $A_0 u_{in}$, proud I_X tekoucí diodou začne exponenciálně vzrůstat a odporem R_{O1} teče pouze maximální proud výstupu I_{SC} . Tímto dojde k omezení napětí na výstupu. Maximální proud diodami D_1, D_2 je pak dán následujícím vztahem

$$I_X = I_{SD1} \exp \frac{I_{SC} R_{O1}}{U_T}. \quad (3.43)$$

Maximální proudu I_{MAX} ze zdrojem $A_0 u_{in}$ je dán součtem maximálního proudu diodami D_1, D_2 a maximálním proudem výstupu

$$I_{MAX} = I_X + I_{SC} = 2I_{C1} R_2 G_B, \quad (3.44)$$

$$I_X = 2I_{C1} \cdot G_B \cdot R_2 - I_{SC} = \quad (3.45)$$

$$I_X = 2 \cdot 3 \cdot 10^{-6} \cdot 723,43 \cdot 100 \cdot 10^3 - 40 \cdot 10^{-3} = 434,018 \text{ A.}$$

Hodnota proudu I_{MAX} se obvykle pohybuje v řádech stovek ampér. Vyjádřením ze vztahu (3.43) je vypočten saturační proud diodami D_1, D_2

$$I_{SD1} = I_{SD2} = I_X \cdot \exp\left(-\frac{R_{O1} \cdot I_{SC}}{U_T}\right) = \quad (3.46)$$

$$I_{SD1} = I_{SD2} = 434,018 \cdot \exp\left(-\frac{25 \cdot 40 \cdot 10^{-3}}{25,85 \cdot 10^{-3}}\right) = 6,87 \text{ fA}.$$

Pro velké hodnoty R_{O1} může vyjít saturační proud I_{SD} příliš malý, což může způsobit mnoho potíží při výpočtech i samotné simulaci (konvergenční problémy). Pokud při návrhu aplikací není uvažován výstupní odpor operačního zesilovače, může být velká hodnota odporu R_{O1} zanedbána a nahrazena přibližnou hodnotou vypočítanou z následujícího vztahu

$$R_{O1} \cong \frac{U_T}{I_{SC}} \ln \frac{I_X}{I_{SD1}}, \quad (3.47)$$

kde $I_{SD1} = I_{S1}$. Tímto se, ale naopak zvýší R_{O2} , což je zřejmé ze vztahu (3.39). Na tuto změnu reaguje zdroj G_B tak, aby výsledná hodnota součinu $G_B R_{O2}$ zůstala stejná.

Odpor R_C musí být velmi malý, aby přesně odpovídal napěťovému zdroji řízeného napětím

$$R_C = \frac{U_T}{100 \cdot I_X} \ln \frac{I_X}{I_{SD1}} = \frac{25,85 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 434,018} \ln \frac{434,018}{6,86985 \cdot 10^{-15}} = 23,04 \mu\Omega. \quad (3.48)$$

Hodnota G_C pro zdroj proudu řízeného napětím odpovídá převrácené hodnotě odporu R_C

$$G_C = \frac{1}{R_C} = \frac{1}{23,0405 \cdot 10^{-3}} = 43400 \text{ S}. \quad (3.49)$$

Omezení výstupního napětí je v obvodu modelováno kombinací diody a napěťového zdroje U_C , D_3 a D_4 , U_E tak, jak je uvedeno na obr. 3.1. Pro kladné výstupní napětí platí následující rovnice

$$U_{OUT}^+ = U_{CC} - U_C + U_{D3} = U_{CC} - U_C + U_T \ln \frac{I_{SC}}{I_{SD3}}. \quad (3.50)$$

Proud tekoucí diodou je omezen pouze na maximální proud výstupu. Hodnota přepěťového zdroje napětí je vyjádřena z předchozího vztahu

$$U_C = U_{CC}^+ - U_{OUT}^+ + U_T \ln \frac{I_{SC}}{I_{SD3}} = \quad (3.51)$$

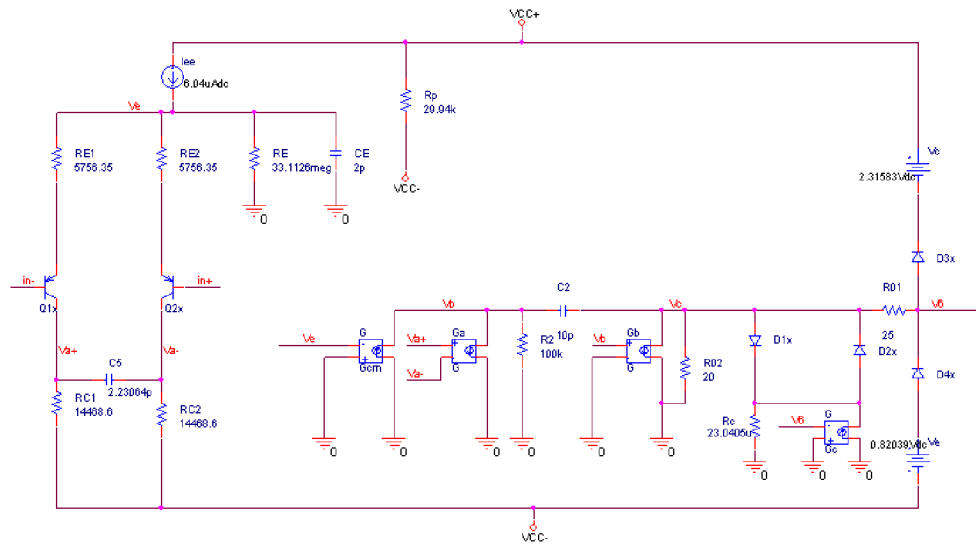
$$U_C = 15 - 13,5 + 25,85 \cdot 10^{-3} \ln \frac{0,04}{0,8 \cdot 10^{-15}} = 2,315 \text{ V},$$

podobně pak

$$U_E = -U_{CC}^- + U_{OUT}^- + U_T \ln \frac{I_{SC}}{I_{SD4}} = \quad (3.52)$$

$$U_E = 15 - 14,995 + 25,85 \cdot 10^{-3} \ln \frac{0,04}{0,8 \cdot 10^{-15}} = 0,82 \text{ V}.$$

Tímto jsou vypočítány všechny potřebné parametry pro hodnoty prvků v makromodelu. Kompletní schéma zapojení v programu OrCad PSpice je uvedeno na obr. 3.4



Obr. 3.4: Schéma zapojení navrženého modelu v programu OrCAD PSpice.

4 VYTVOŘENÍ MAKROMODELU V PSPICE

Spice umožňuje simulovat obvody, které mají hierarchickou strukturu. Tuto možnost dává příkaz `.SUBCKT`, který dovoluje formálně popsat dílčí blok obvodu, na který je pak možné se vícenásobně odkazovat. Tento princip je analogický s použitím podprogramu ve vyšších programovacích jazycích. Ve formě makroobvodů jsou např. definovány operační zesilovače nebo logické prvky. Definice makroobvodu vypadá následovně

```
.SUBCKT <jméno> <jména uzlů> PARAMS: <parametr>=<hodnota>
..... <definice těla makroobvodu>
.ENDS
```

Uvnitř bloku se mohou použít všechny součástky (včetně volání jiných makroobvodů), definovat modely a parametry. V popisu obvodu mají jména (čísla) uzlů lokální charakter. Výjimkou je referenční uzel „0“, který je vždy globální a navíc se nesmí objevit v seznamu uzlů v hlavičce.

Modely a makroobvody jsou nejčastěji uloženy v samostatných knihovních souborech, které se vkládají do netlistu. Ve jménech knihoven se používá přípona `.lib`, která ale není povinná. Ve vloženém souboru smí být jenom definice modelů (`.MODEL`), definice makroobvodů (`.SUBCKT`), definice globálních parametrů (`.PARAM`), definice vlastních funkcí (`.FUNC`) a odkaz na další knihovnu (`.LIB`) [2], [7].

4.1 Vytvoření knihovny `.LIB`

Nejprve je v programu PSpice zapojeno obvodové schéma makromodelu, které je uvedeno na obr. 2.4. Vhodným pojmenováním všech uzlů a volbou PSpice/Create Netlist a View Netlist je vytvořeno obvodové zapojení v poznámkovém bloku. Příklad definice makromodelu pro obvod na obr. 2.4 může vypadat následovně

```
.SUBCKT LM358x 3 2 8 4 1 params: Sr=500k
C2      17 16 {6u/Sr}
Q1      14 2 12 Q1x
.
.
.
.model Q1x PNP(Is=0.8f bf=58.824)
.ends
```

Za příkazem `.SUBCKT` následuje název makromodelu a definice uzlů. Pro makromodel OZ platí následující pořadí uzlů, kdy první je uzel neinvertujícího vstupu následován invertujícím vstupem, svorkou pro kladné napájecí napětí, svorkou pro záporné napájecí napětí a uzlem pro výstup OZ. Za definovanými uzly následuje definice parametrů makromodelu. V příkladu je uveden parametr rychlosti přeběhu S_R^+ .

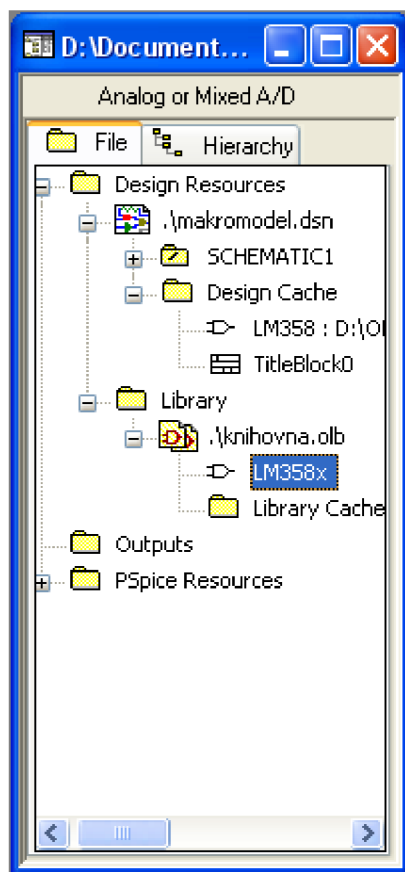
Místo hodnoty kapacity kondenzátoru C_2 je pak do složených závorek napsán algebraický výraz pro výpočet hodnoty kapacity. Definice makromodelu obsahuje i modelové parametry. V příkladu je uvedena definice modelového parametru PNP tranzistoru T_1 , kde v závorce je definován saturační proud tranzistoru I_s a proudový zesilovací činitel bf . Tímto postupem je vytvořena např. v poznámkovém bloku celá knihovna .LIB pro makromodel OZ. Celý zdrojový kód knihovny makromodelu OZ je uveden v příloze K. Vytvořená knihovna .lib je pak přidána do projektu (popř. i jako globální knihovna) přes simulační profil v záložce Configuration Files a položce Library.

4.2 Vytvoření knihovny .OLB

Knihovny .OLB jsou knihovny schématických značek, které využívá editor Capture. Každá značka obsahuje předpis, jak se její parametry transformují do příslušného řádku netlistu. Tento předpis se v programu PSpice nazývá PSPICETEMPLATE, tzv. šablona pro převod. Netlist tedy vznikne na základě interpretace šablon všech prvků.

Pro vytvoření schématické značky makromodelu existuje několik postupů např. modifikací některé ze stávajících nebo vytvoření úplně nové značky [2],[4]. Zde bude popsán stručný postup vhodně modifikované schématické značky operačního zesilovače LM358/OPAM dostupné ve standardních knihovnách programu OrCAD PSpice 16.0.

V nově vytvořeném projektu je nejprve vložena na kreslicí plochu profilu součástka, která bude následně modifikována, v tomto případě LM358/OPAM. Tím dojde k jejímu uložení do Design Cashe. Dále je zapotřebí vytvořit vlastní novou knihovnu příkazem File/New Library a uložit pod libovolným jménem např. knihovna.olb. Přidání součástky do nově vytvořené knihovny je provedeno přetažením prvku LM358/OPAM z Design Cashe, popř. příkazy COPY a PASTE. Schématickou značku je nutné pojmenovat stejně, jako je pojmenována v definici makromodelu za příkazem .SUBCKT, v tomto případě LM358x. Na obr. 4.1 je uvedena stromová struktura projektu v programu PSpice.

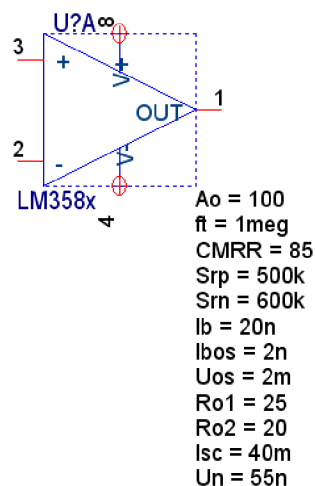


Obr. 4.1: Kopírování značky do nově vytvořené knihovny

Pravým tlačítkem myši a volbou Edit Part je otevřena nabídka pro editaci značky. Dvojitým stiskem levého tlačítka na ikonu součástky je spuštěna volba User Properties. V položce implementation zadán název makromodelu (LM358x), který se bude volat v šabloně. Z důvodu kompatibility s modulem pro automatické generování prvků je nutné zvolit stejné jméno jako má makromodel. PSPICETEMPLATE je nutné doplnit názvem makromodelu a definovat parametry makroobvodu. Pro vytvořený makromodel bude PSPICETEMPLATE vypadat následovně [7]

```
X^@REFDES %+ %- %V+ %V- %out <LM358x> params: CMRR=@CMRR, Un=@Un,
Ro1=@Ro1, Ro2=@Ro2, Srp=@Srp, Srn=@Srn, Ib=@Ib, Ibos=@Ibos,
Uos=@Uos, A=@A, ft=@ft, Isc=@Isc
```

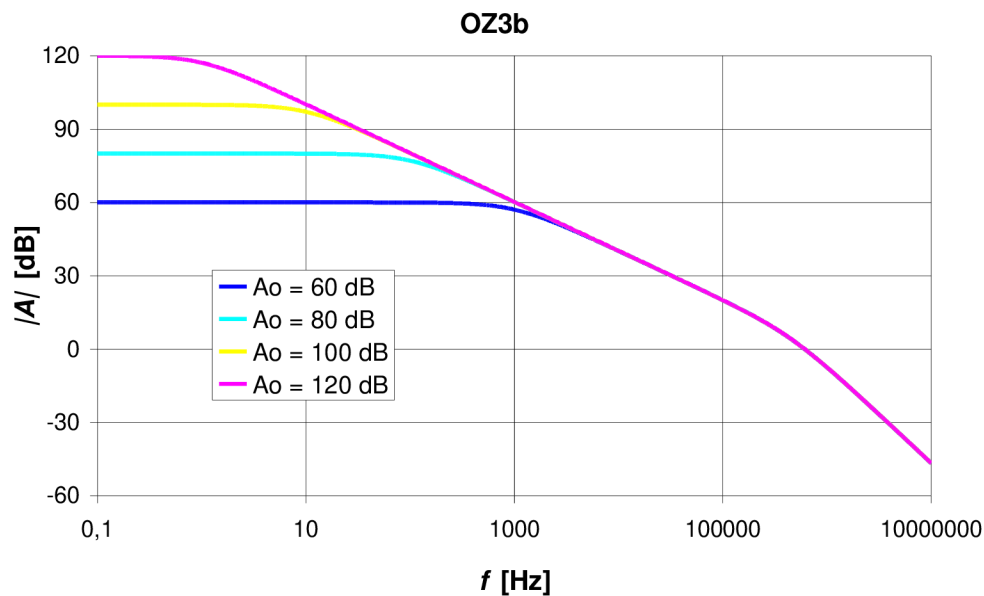
Pořadí uzlů odpovídá hlavičce makroobvodu. Pro nové parametry OZ je vytvořeno volbou New Property 12 nových parametrů s jejich původní hodnotou a volbou display: Name and Value nastavena viditelnost ve schématu. Na obr. 4.2 je zobrazena schématická značka s nastavitelnými parametry OZ.



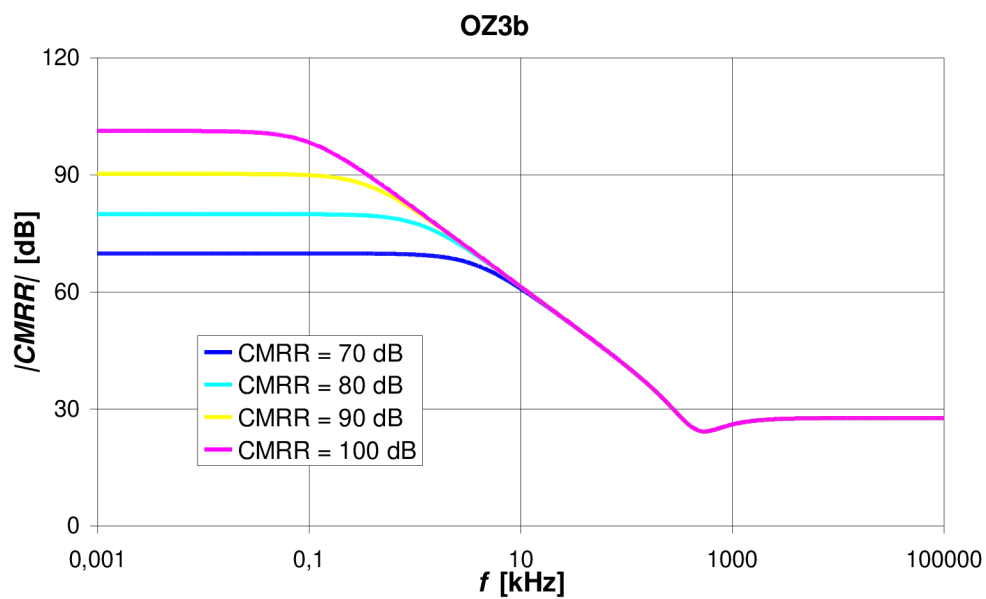
Obr. 4.2: Schématická značka vytvořeného makromodelu OZ

S takto vytvořeným makromodelem OZ je po vložení příslušných knihoven .olb a .lib možné libovolně pracovat v PSpice a pouze jednoduchou změnou jeho parametrů simulovat výrobní tolerance modelovaného OZ a v určité omezené míře i jiné typy OZ.

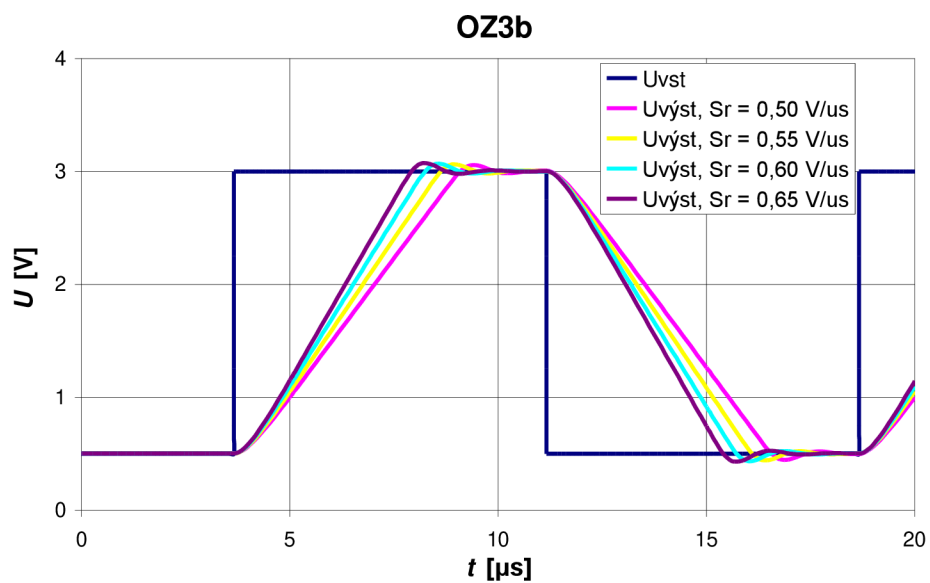
Další výhodou takto vytvořeného makromodelu je možnost krokovat pomocí globálních proměnných parametry operačního zesilovače. Jako příklad jsou zde uvedeny průběhy pro krokování A_0 , $CMRR$, S_R^+ .



Obr. 4.3: Krokování zesílení A_0 v závislosti na frekvenci.



Obr. 4.4: Krokování potlačení souhlasného napětí $CMRR$ v závislosti na frekvenci.

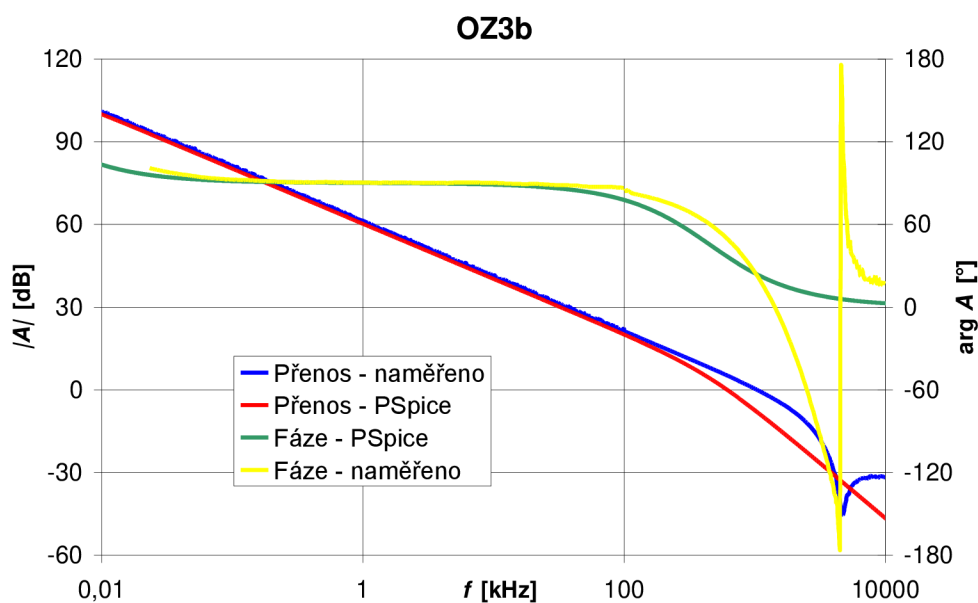


Obr. 4.5: Krokování rychlosti přeběhu S_R .

5 POROVNÁNÍ NAMĚŘENÝCH PARAMETRŮ SE SIMULOVANÝMI PARAMETRY V PSpICE

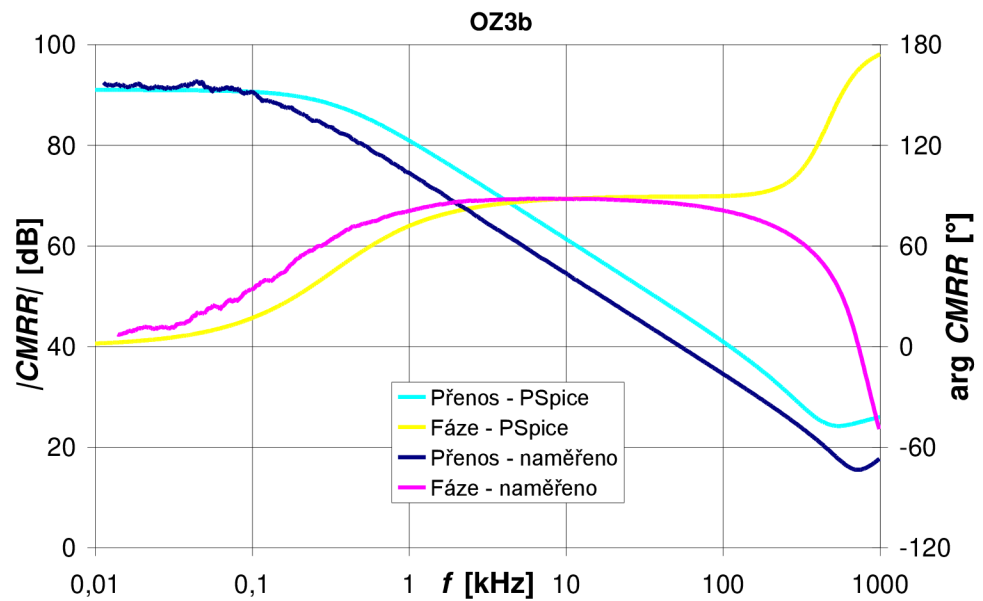
V této části jsou zobrazeny průběhy pro operační zesilovač OZ3b. V jednotlivých závislostech jsou zobrazeny naměřené parametry s parametry simulovanými v programu OrCAD PSpice. Vytvořením makromodelu OZ z naměřených parametrů pro daný operační zesilovač a simulací v jednoduchých zapojeních je možné subjektivně posoudit přesnost vytvořeného makromodelu s reálným operačním zesilovačem.

5.1 Závislost zesílení A na kmitočtu



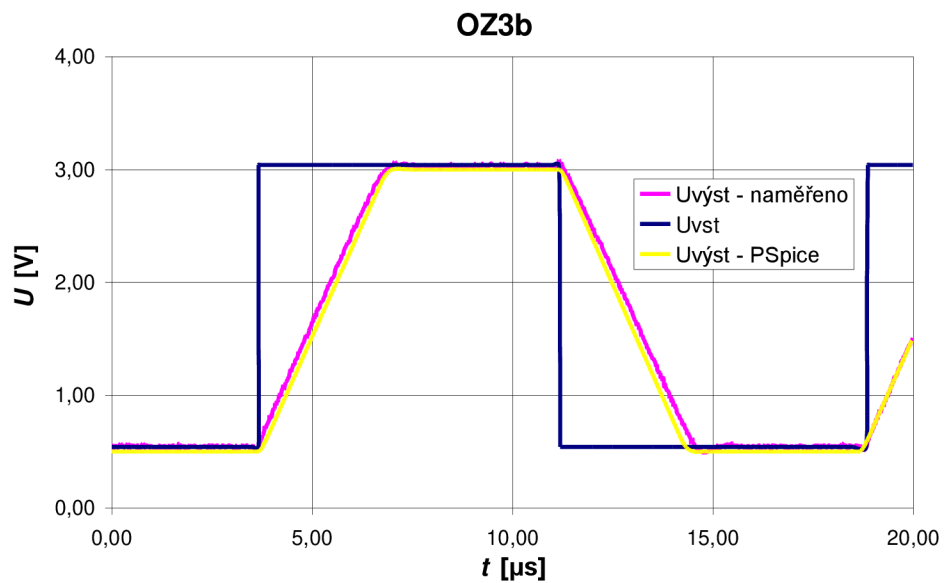
Obr. 5.1: Závislost zesílení a fáze na kmitočtu.

5.2 Závislost potlačení souhlasného napětí na kmitočtu



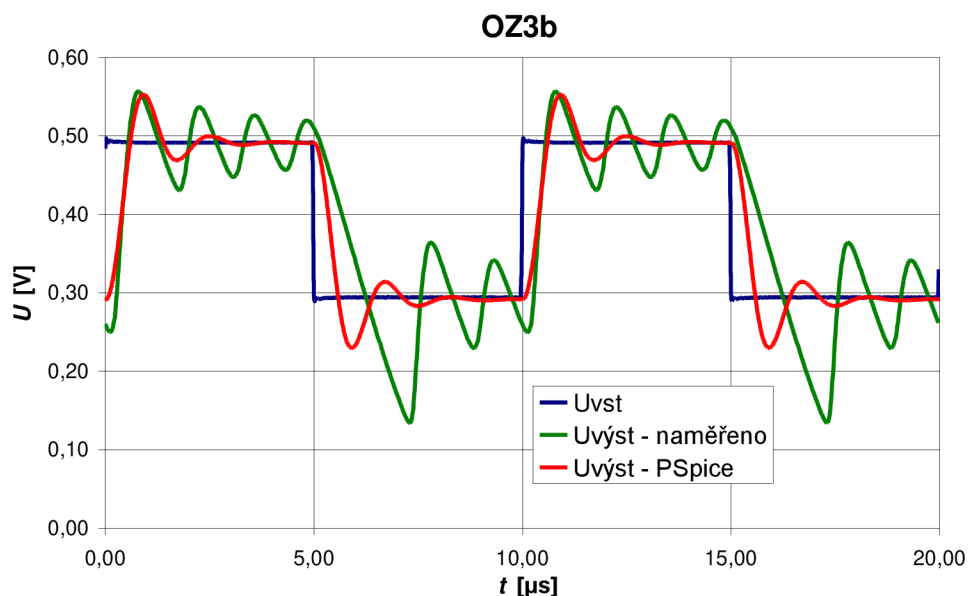
Obr. 5.2: Závislost souhlasného napětí na kmitočtu.

5.3 Časové závislosti rychlosti přeběhu OZ



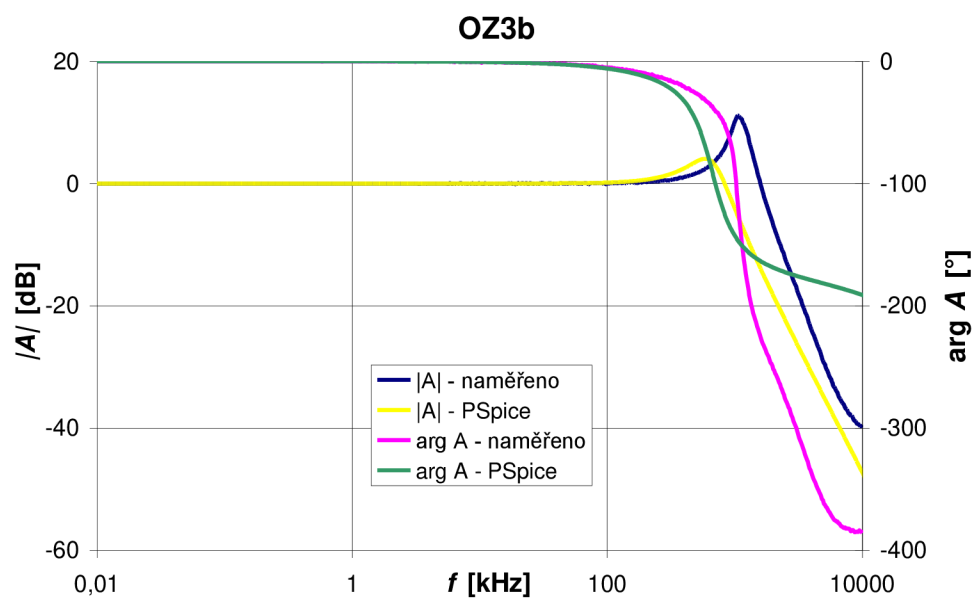
Obr. 5.3 Rychlost přeběhu OZ.

5.4 Odezva na obdélníkový signál s kapacitní zátěží $C_L = 220\text{pF}$



Obr. 5.4: Časový průběh odezvy na obdélníkový signál s kapacitní zátěží.

5.5 Frekvenční závislost jednotkového zesilovače s kapacitní zátěží $C_L = 47\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$



Obr. 5.5: Frekvenční závislost zesílení jednotkového zesilovače.

Tab. 5.1: Přehled naměřených a nasimulovaných parametrů LM358 OZ3b a typické hodnoty udávané v katalogovém listě výrobce

Parametr	LM358 OZ3b	Makromodel OZ3b	Typické hodnoty v katalogu	jednotka
S_R^+	0,8063	0,7952	0,6	V/ μ s
S_R^-	0,825	0,8206	0,6	V/ μ s
f_T	1,023	1,017	1,1	MHz
I_B	27,43	27,33	20	nA
I_{OS}	1,146	1,15	2	nA
U_{OS}	-1,297	-1,266	2	mV
A_0	112,7	112,7	100	dB
$CMRR$	90,72	90,99	85	dB
I_{SC}	-	20	20	mA
U_{out}^+	-	13,5	13,5	V
U_{out}^-	-	-14,995	-14,995	V
U_N	-	55,71	55	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, $f = 1\text{kHz}$
I_{EE}	-	6,04	6	μ A
$\Delta\phi$	65,96	53,32	-	°
R_{OUT}	637,4	637,4	-	Ω
R_{O-AC}	-	86,49	25	Ω

6 VSTUPNÍ ŠUM OPERAČNÍHO ZESILOVAČE

Reálné vlastnosti operačního zesilovače se nejvíce projevují superponovanou výstupní chybovou složkou způsobenou šumovými vlastnostmi součástek zesilovače, jejich stárnutím a jejich citlivostí na vnější vlivy. Největší podíl tohoto šumu přísluší vstupním obvodom. Pro posouzení tohoto vlivu jsou proto zvoleny ekvivalentní vstupní rušivé zdroje, virtuálně rovnocenné svým účinkem šumového projevu skutečnému operačnímu zesilovači.

Vlastní šum operačního zesilovače je udán vstupním šumovým napětím U_N a vstupními šumovými proudy I_N^+ a I_N^- (vzhledem ke statické povaze šumu se obvykle uvádí pouze společný údaj I_N). Šumové zdroje se charakterizují integrálně nebo spektrální hustotou. Většina šumu sleduje Gaussovo rozdělení okamžitých výchylek znázorněné pravděpodobnostní rozdělovací křivkou.

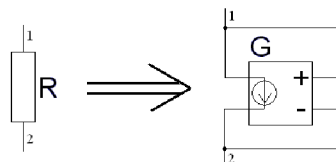
Spektrální hustoty e_N i i_N šumového napětí E_N a šumového proudu I_N jsou diferenciálním vyjádřením závislosti efektivních hodnot E_N a I_N na kmitočtu. Spektrální hustota šumového napětí nebo proudu se definuje prostřednictvím spektrální hustoty šumového výkonu úměrného druhé mocnině hodnoty E_N nebo I_N .

$$e_N^2 = \frac{dE_N^2}{df}, \quad i_N^2 = \frac{dI_N^2}{df}. \quad (6.1)$$

Rozměry spektrálních hustot e_N a i_N jsou $V/\sqrt{\text{Hz}}$ a $A/\sqrt{\text{Hz}}$.

Vstup modelovaného operačního zesilovače je tvořen bipolárními tranzistory. Ten je ovládán čtyřmi šumovými mechanismy: tepelným šumem, výstřelkovým šumem, šumem $1/f$ a praskavým šumem.

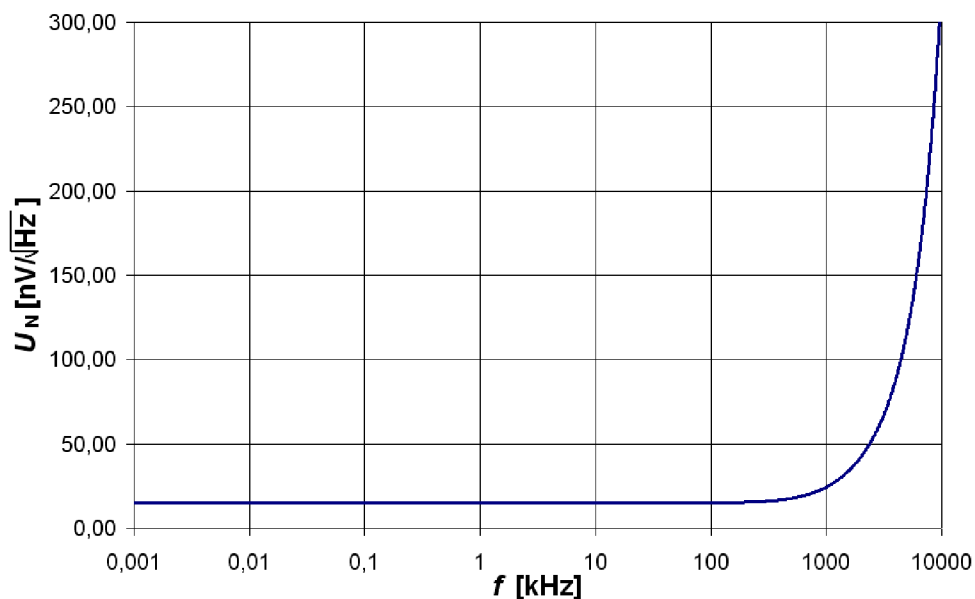
Navržený makromodel (viz. obr. 3.4) bude modifikován pro modelování napěťového šumu na vstupu operačního zesilovače. Jak již bylo uvedeno výše, největší podíl šumu v operačním zesilovači způsobuje jeho vstupní část. Takže odpory R_{E1} , R_{E2} , R_{C1} , R_{C2} budou nahrazeny ideálními zdroji proudu řízené napětím (obr. 6.1), kde parametrem přenosu bude převrácená hodnota příslušného odporu. Ostatní rezistory není třeba nahrazovat ideálními prvky, protože jejich vliv na výslednou výstupní chybovou složku je zanedbatelný.



Obr. 6.1: Náhradní schéma zapojení odporu ideálním zdrojem proudu řízeného napětím.

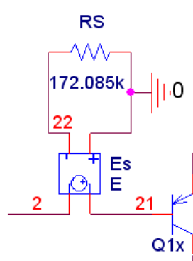
Při simulaci šumu takto upraveného obvodu bylo zjištěno, že celkový model má

vlastní hodnotu šumového napětí $U_N = 13,188 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (viz. obr. 6.2).



Obr. 6.2: Simulace šumu samotného makromodelu.

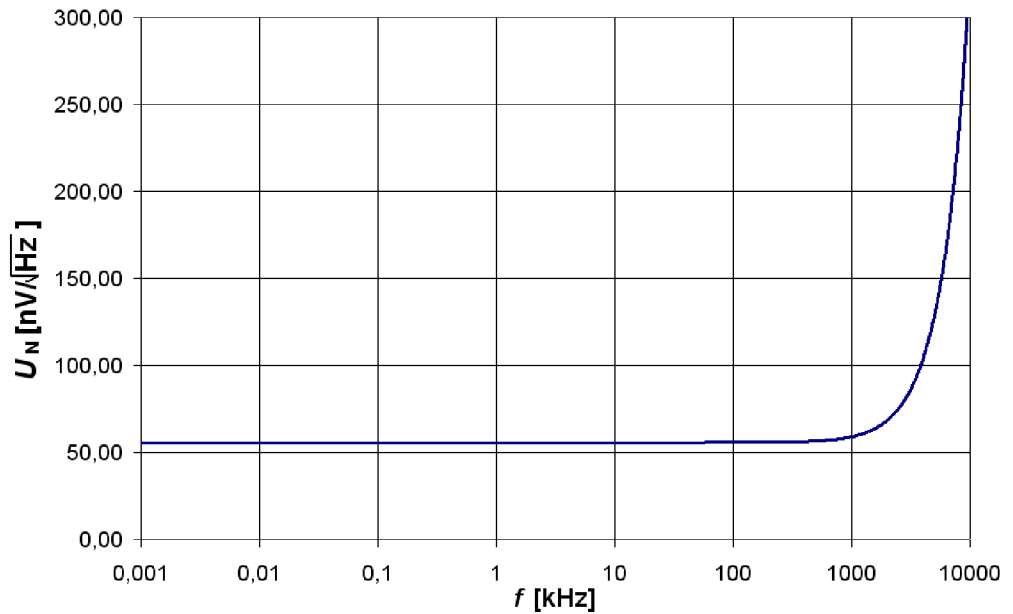
Je to způsobeno šumem tranzistorů ve vstupní části makromodelu. SPICE používá pro bipolární tranzistor Gommel-Poonův model [7], který zahrnuje odpory kolektoru, emitoru a báze. Jednou z možností, která byla zvolena v této práci pro modelování šumového napětí v makromodelu, je toto šumové napětí odečíst od hodnoty vstupního šumového napětí udávaného v katalogovém listě výrobce. Je nutné však odečítat kvadráty hodnot šumového napětí pod odmocninou. V makromodelu bude celkový napěťový šum operačního zesilovače modelován odporem R_S zapojeným (viz. obr. 6.3) mezi invertující vstup a bází tranzistoru T_1 přes zdroj napětí řízený napětím [9].



Obr. 6.3: Zapojení šumového odporu R_S na invertující vstup operačního zesilovače.

V katalogu výrobce má LM358 typickou hodnotu šumového napětí uvedenu $U_N = 55 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$. Výpočet odporu pro modelování vstupního šumového napětí následně bude podle vztahu [1]

$$R_s = \frac{U_N^2}{4k \cdot T} = \frac{\sqrt{(U_N^2 - U_{Nm}^2)}}{4k \cdot T} = \frac{(\sqrt{55^2 - 13,188^2} \cdot 10^{-9})^2}{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300} = 172,1 \text{ k}\Omega. \quad (6.2)$$



Obr. 6.4: Simulace vstupního šumového napětí pro navržený makromodel.

Simulací makromodelu bylo zjištěno, že výsledné vstupní šumové napětí odpovídá hodnotě udávané v katalogu výrobce. Z charakteristiky na obr. 6.4 vyplývá, že při vysokých frekvencích začne hodnota šumového napětí exponenciálně narůstat, což je zapříčiněno zmenšujícím se zesílením samotného operačního zesilovače.

7 MĚŘENÍ PARAMETRŮ OZ OPA129

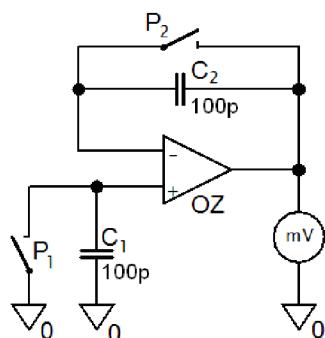
Tato kapitola se zabývá měřením parametrů OZ OPA129 od Texas Instruments. Podobně jako v kapitole 2 bude z naměřených parametrů a charakteristik vytvořen makromodel multiple pole-zero MPZ. Pro měření parametrů OPA129 byly vytvořeny nové DPS umístěné do stíněných krabiček a zapojení modifikována tak, aby vyhovovala vlastnostem daného operačního zesilovače. V tab. 7.1 jsou uvedeny vzorky měřeného OZ OPA129 s příslušným sériovým číslem. Pro měření bylo použito OZ s pouzdem SOIC-8 na místo DIP-8 a to z důvodu toho, že výrobce uvádí toto pouzdro jako neperspektivní [13]. Pro možnost měření více než jednoho vzorku OZ, aniž by bylo nutné každý OZ odpájet a znovu připájet, jsou na deskách plošných spojů umístěny patice DIL-8 a k nim vytvořeny příslušné redukce, jejichž návrh je uveden v příloze N.

Tab. 7.1: Seznam měřených operačních zesilovačů OPA129

Číslo vzorku OZ	Sériové číslo
1	0CDL 4L
2	0CDL 4L

7.1 Měření vstupního klidového a zbytkového proudu

Pro měření vstupního klidového proudu a vstupního zbytkového proudu bylo použito jiné zapojení (viz. obr. 7.1) než jaké bylo pro operační zesilovač LM358. A to z důvodu toho, že operační zesilovač OPA129 má extrémně malý vstupní klidový proud. Výrobce udává, že se pohybuje okolo 30 fA. Z toho důvodu je zvoleno zapojení, kde relé bude spínat resp. rozepínat na určitou dobu kondenzátor.



Obr. 7.1: Schéma zapojení pro měření vstupních klidových proudů.

Při nabíjení konstantním zdrojem proudu je jeho závislost téměř lineární a potom lze pro závislost napětí a proudu napsat vztah (7.1). Ze změřené hodnoty napětí, doby nabíjení kondenzátoru a jeho známé hodnoty kapacity lze vypočítat vstupní klidový proud tekoucí do vstupu OZ. Kompletní schéma zapojení s návrhem DSP je uvedeno v příloze O.

$$I = \frac{\Delta U \cdot C}{\Delta t} \quad (7.1)$$

Kolem vstupu operačního zesilovače je vytvořeno aktivní stínění podle doporučení výrobce [13]. Při měření takto malých proudů může dojít vlivem svodových proudů z napájení k velké nepřesnosti měření. Jedním ze způsobů jak tuto chybu měření co nejvíce minimalizovat je použití kvalitní izolantů a stínění. Stínění je bod s nízkou impedancí v obvodu a má stejný potenciál jako vedení s vysokou impedancí. Na desce plošného spoje je stínění vytvořeno vodivým prstencem kolem invertujícího a neinvertujícího vstupu operačního zesilovače s přívodem substrátu (pin 8). Piny 1 a 4 označeny jako NC (no internal connection) jsou určeny právě pro vytvoření aktivního stínění. Pro minimalizaci svodových proudů jsou na desce plošného spoje přívody vstupů operačního zesilovače co nejkratší. Byli použity speciální styroflexové kondenzátory s minimálním svodem. Ze stínícího prstence jsou přívody ke kondenzátorům a spínačům relé vedeny nikoliv vodivou cestou na plošném spoji, ale vodiči propojenými v prostoru uvnitř stínící krabičky [16],[17].

Pro automatizaci měření je použit číslicově řízený zdroj Agilent E3631A a multimetr HP 34410A. Ty je možné ovládat přes rozhraní GPIB z počítače se softwarem VEE od Agilentu. Grafickým jazykem VEE je vytvořen program pro automatizované měření závislosti vstupních klidových proudů na napájecím napětí [15]. Pomocí smyčky typu FOR je měřena závislost vstupních klidových proudů na napájecím napětí. Schéma zapojení pro automatizované měření v programu VEE je uvedeno v příloze Z. Kompletní navržený program je uveden v elektronické příloze dokumentu.

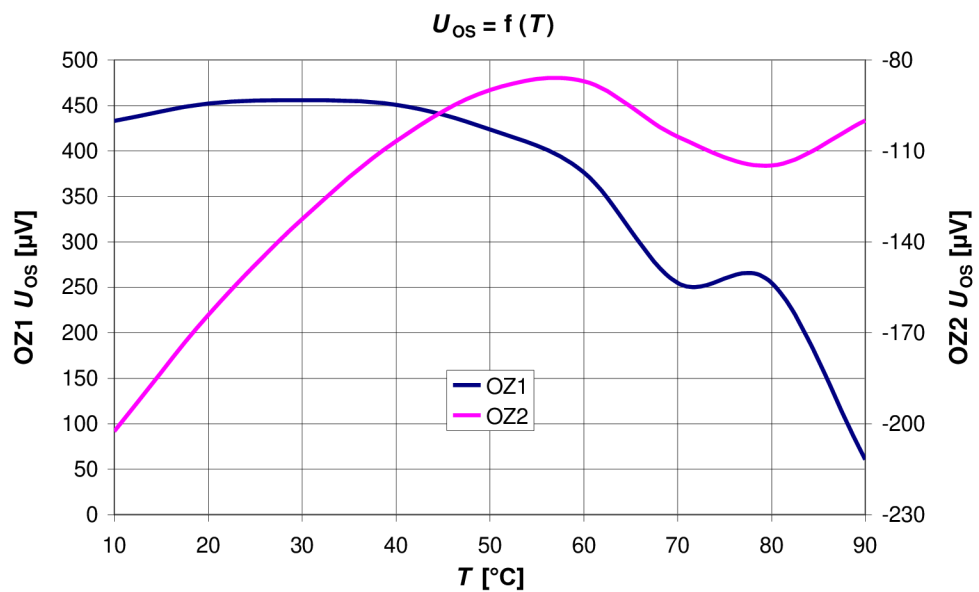
Řízený zdroj E3631 je ovládán jednoduchými textovými příkazy a tím je nejprve přístroj uveden do výchozího stavu, dále je nastavena požadovaná hodnota napětí, popř. hodnota proudového omezení. Po příkazu na nastavení požadovaných parametrů je ve schématu vždy vloženo zpoždění delay a to z toho důvodu, aby ve zdroji došlo k nastavení příslušné hodnoty. Po nastavení daného napětí je následně odečtena příslušná hodnota multimetrem HP 34410A. Číslicový zdroj HP E3631 obsahuje napěťové zdroje s rozsahy +6 V, +25 V a -25 V. Tyto zdroje nelze ovládat současně, ale sekvenčně. Proto jsou v obvodu zařazeny objekty typu formula, aby nejprve byla nastavena požadovaná hodnota na zdroji s rozsahem +25 V a následně hodnota na zdroji s rozsahem -25 V. Sepnutí nabíjení kondenzátoru je také řízeno zdrojem E3631 a to zdrojem s rozsahem +6 V. Po určité době dojde k rozepnutí spínače P_1 resp. P_2 a tím dojde k nabíjení příslušného kondenzátoru. Kondenzátor na druhém vstupu musí být při měření zkratován. Po rozepnutí je změřena příslušná hodnota napětí multimetrem. Podle vztahu 7.1 pak už lze jednoduše vypočítat proud při nabíjení kondenzátoru, který odpovídá hodnotě proudu tekoucího do neinvertujícího resp. invertujícího vstupu OZ. Výpočet vstupního klidového proudu je taktéž proveden v objektu typu formula a výsledná data jsou odeslána blokem T/From DDE do tabulkového procesoru Excel k dalšímu zpracování. Výsledný vstupní klidový proud a vstupní zbytkový proud odpovídá vztahu (2.1) resp. (2.2). Měření byla uskutečněna v teplotní komoře Climacell 111 na Ústavu elektrotechnologie a tím byla změřena i závislost klidových proudů na teplotě. Měření bylo provedeno pro teploty od 10 do 60 °C s krokem 10 °C.

7.2 Měření vstupního zbytkového napětí

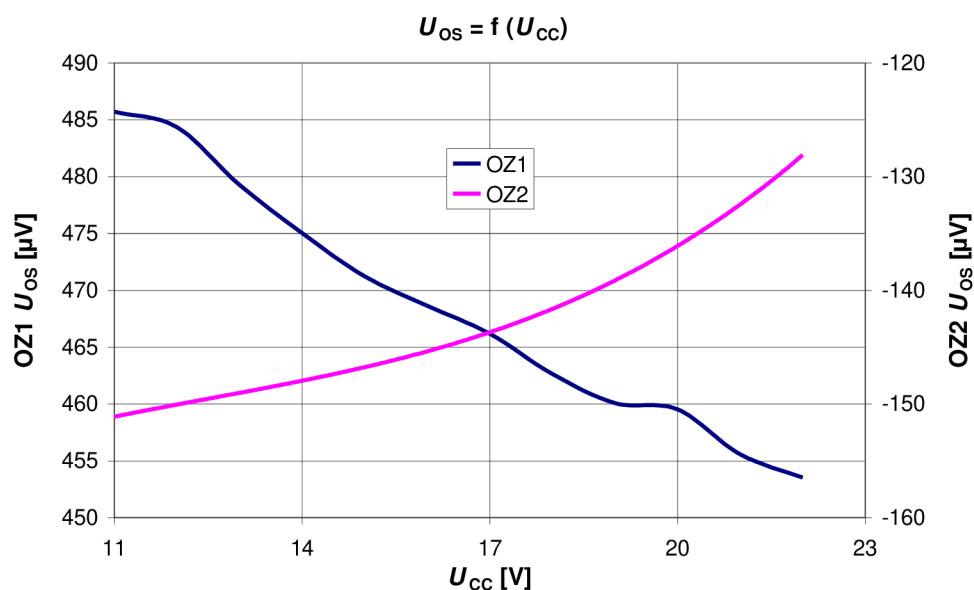
Pro měření vstupního zbytkového proudu je použito podobné schéma zapojení jako bylo použito v kapitole 2.2. Schéma zapojení a deska plošných spojů je uvedena v příloze P. Na desce plošných spojů je stejně jako u měření vstupních klidových proudů vytvořeno aktivní stínění podle doporučení výrobce [13].

Pro automatizaci měření je vytvořen algoritmus v programu VEE, pro měření závislosti vstupního zbytkového napětí na změně napájecího napětí a také nesymetrii napájecího napětí. Hodnoty napájení byly zvoleny podle doporučení výrobce od ± 6 do ± 17 V. Program pro automatizaci měření v programu VEE je uveden v příloze AA. Kompletní navržený program je uveden v elektronické příloze dokumentu. Hodnoty vstupního zbytkového napětí byly podobně jako u měření proudové nesymetrie měřeny v teplotní komoře ke zjištění jejich teplotní závislosti.

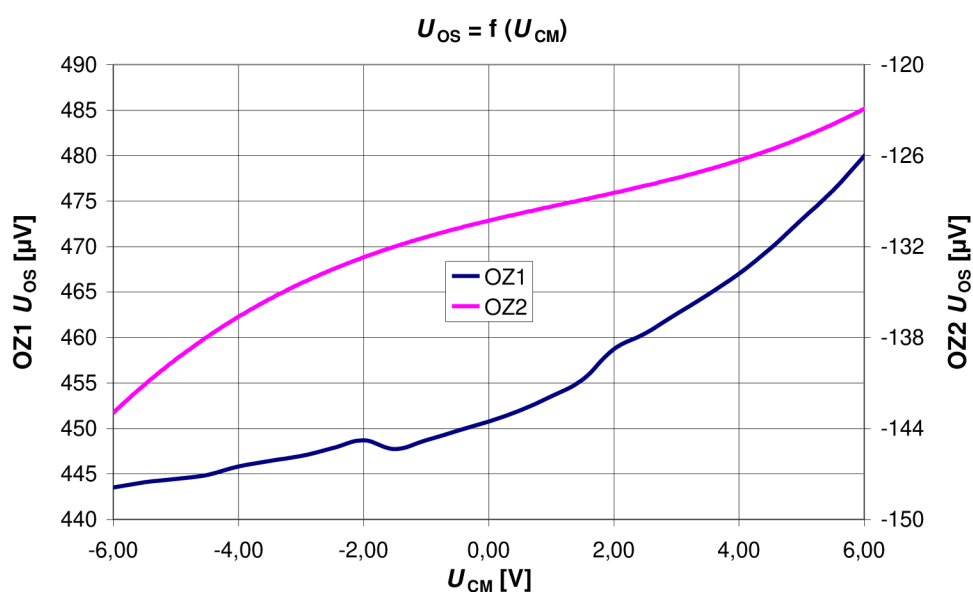
Naměřené závislosti vstupního zbytkového napětí na teplotě, velikosti napájecího napětí a nesymetrii napájení jsou uvedeny na obr. 7.2, 7.3 a 7.4. Pro nesymetrii napájení bylo zvoleno označení U_{CM} podobně jako v kap. 2.1 a 2.2.



Obr. 7.2: Teplotní závislost vstupního zbytkového napětí při napájecím napětí $U_{CC} = \pm 12$ V



Obr. 7.3: Závislost vstupního zbytkového napětí na napájecím napětí při teplotě 30 °C.



Obr. 7.4: Závislost vstupního zbytkového napětí na nesymetrii napájení při $U_{cc} = \pm 12V$ a teplotě 30 °C.

7.3 Měření rychlosti přeběhu

Měření rychlosti přeběhu pro operační zesilovač OPA129 je podobné jako uvedené v kap. 2.3 pro operační zesilovač LM358. Bylo zvoleno zapojení OZ jako invertujícího s jednotkovým zesílením. Na výstupu je připojen oddělovací zesilovač OPA690 v zapojení neinvertujícím. Jeho rezistory ve zpětné vazbě mají stejnou hodnotu a jeho

zesílení je tedy rovno 2 [6]. Schéma zapojení a deska plošného spoje jsou uvedeny v příloze Q.

Tab. 7.2: Neměřené hodnoty rychlosti přeběhu

f	vzorek 1		vzorek 2	
	S_R^+	S_R^-	S_R^+	S_R^-
[kHz]	[V/ μ s]	[V/ μ s]	[V/ μ s]	[V/ μ s]
1	3,938	4,517	3,775	4,553
10	4,025	4,567	3,802	4,635
50	4,051	4,643	3,875	4,581
100	3,902	4,567	3,626	4,536

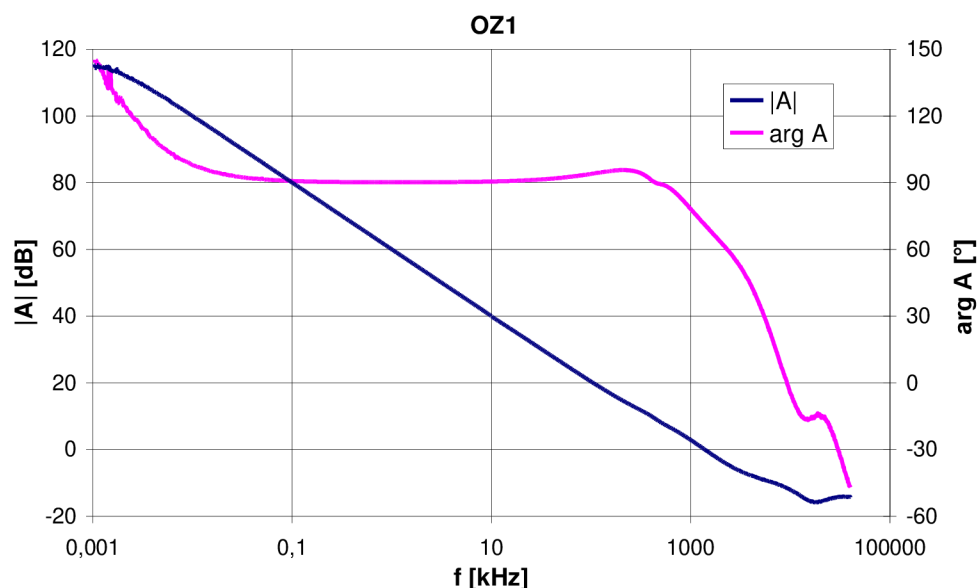
Časové průběhy pro určení rychlosti přeběhu operačního zesilovače jsou uvedeny v příloze W.

7.4 Měření odezvy na obdélníkový signál

Pro měření odezvy na obdélníkový signál pro operační zesilovač OPA129 byl zvolen jednotkový zesilovač s kapacitní zátěží. Schéma zapojení a navržená DPS jsou uvedeny v příloze R. Za kapacitní zátěží je podobně jako u předchozích měření zapojen rychlý oddělovací zesilovač. Naměřené časové průběhy pro vstupní obdélníkový signál na jednotkovém zesilovači jsou uvedeny v příloze X. Je zde uveden i časový průběh se zavedeným klidovým proudem ze záporného napájecího napětí na výstup měřeného zesilovače.

7.5 Měření zesílení v otevřené smyčce

Pro měření zesílení v otevřené smyčce je schéma zapojení a návrh DPS uveden v příloze S. Zapojení přípravku pro operační zesilovač OPA129 je obdobné jako pro OZ LM358 uvedené v kap. 2.6. Pro uvedení zesilovače do tzv. aktivního stavu obsahuje přípravek svorku označenou PAD7 pro kompenzaci vstupního zbytkového napětí. Pro vyšší citlivost je v části pro kompenzaci zbytkového napětí vytvořen dělič odpory R_{12} , R_{13} . Frekvenční charakteristika zesílení v otevřené smyčce je uvedena na obr. 7.5



Obr. 7.5: Frekvenční závislost zesílení v otevřené smyčce.

7.6 Měření potlačení souhlasného napětí *CMRR*

Schéma zapojení a deska plošného spoje pro měření potlačení souhlasného napětí jsou uvedeny v příloze T. Na výstupu je připojen rychlý oddělovací zesilovač a kolem vstupů OZ je použito aktivní stínění [13]. Při návrhu desky bylo použito velmi přesných rezistorů s tolerancí 0,1% a víceotáčkového trimru. Před samotným měřením se nejdříve ručně vykompenzoval obvod trimrem, aby se projevil pouze vlastnosti operačního zesilovače, nikoliv tolerance použitých rezistorů. V katalogovém listě výrobce je uvedena jako typická hodnota $CMRR = 118$ dB. V tab. 7.3 jsou uvedeny hodnoty $CMRR$ pro stejnosměrné měření.

Tab. 7.3: Tabulka hodnot pro měření potlačení souhlasného stejnosměrného napětí

OZ	$CMRR$ [dB]
1	102
2	103

Frekvenční závislosti potlačení souhlasného napětí $CMRR$ jsou uvedeny v příloze Y.

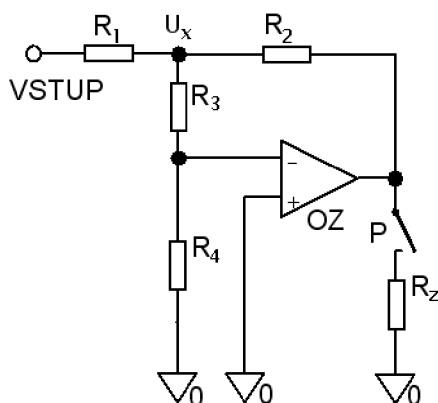
7.7 Měření výstupního odporu

Výstup operačního zesilovače se chová jako ideální zdroj napětí v sérii s výstupní impedancí Z_{OUT} . Jelikož se OZ provozuje téměř výhradně se zápornou zpětnou vazbou, nelze Z_{OUT} změřit z poklesu výstupního napětí po připojení zátěže, protože OZ tento pokles vlivem záporné zpětné vazby vyrovná. Mechanismus vyrovnání poklesu výstupního napětí po připojení zátěže ale způsobí, že dojde k nárůstu diferenčního

napětí mezi vstupy OZ a právě z tohoto nárůstu lze Z_{OUT} určit [14]. Principiální schéma zapojení pro měření výstupní impedance je uvedeno na obr. 7.6. Z naměřených hodnot napětí mezi vstupy OZ v zapojení se zátěží a bez zátěže lze podle vztahu 7.2 určit výstupní impedanci Z_{OUT}

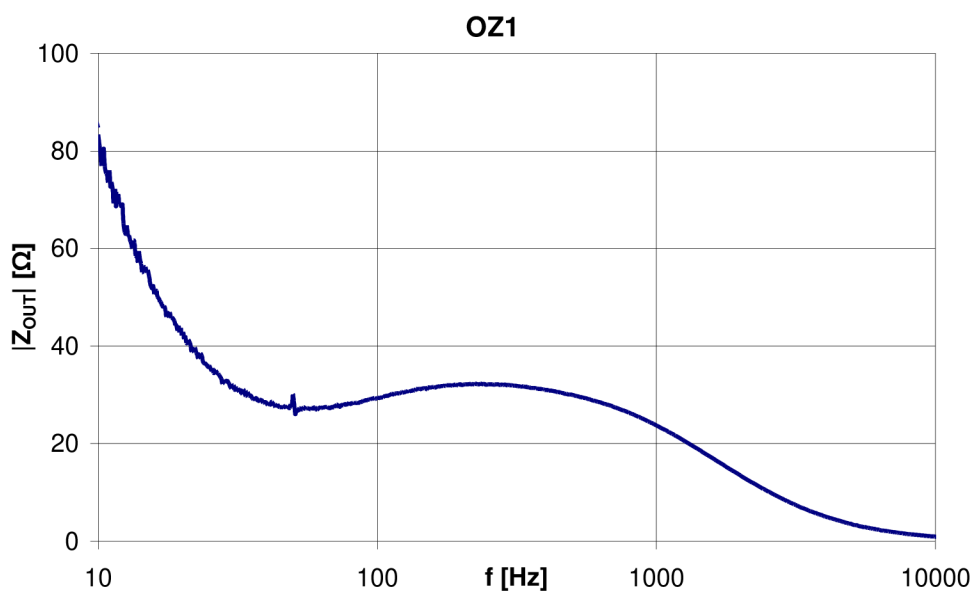
$$Z_{OUT} = R_z \frac{U_{XZ} - U_X}{U_X}. \quad (7.2)$$

U_X je změřené napětí na vstupu bez připojené zátěže, U_{XZ} je napětí na vstupu při připojené zátěži R_z .



Obr. 7.6: Schéma zapojení pro měření výstupního odporu.

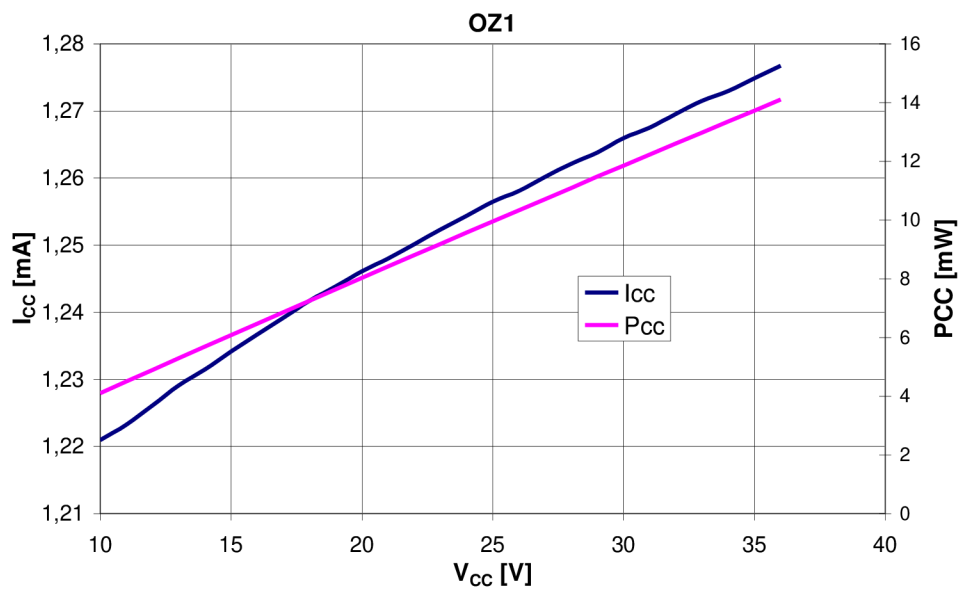
Frekvenční závislost výstupní impedance je uvedena na obr. 7.7. Kompletní schéma zapojení a návrh DPS jsou uvedeny v příloze U.



Obr. 7.7: Frekvenční závislost výstupního odporu operačního zesilovače.

7.8 Měření příkonu OZ

Pro operační zesilovače byl změřen příkon z napájení podobně jako v kapitole 2.7. Na obr. 7.10 jsou uvedeny naměřené hodnoty pro různé napájecí napětí U_{CC} .

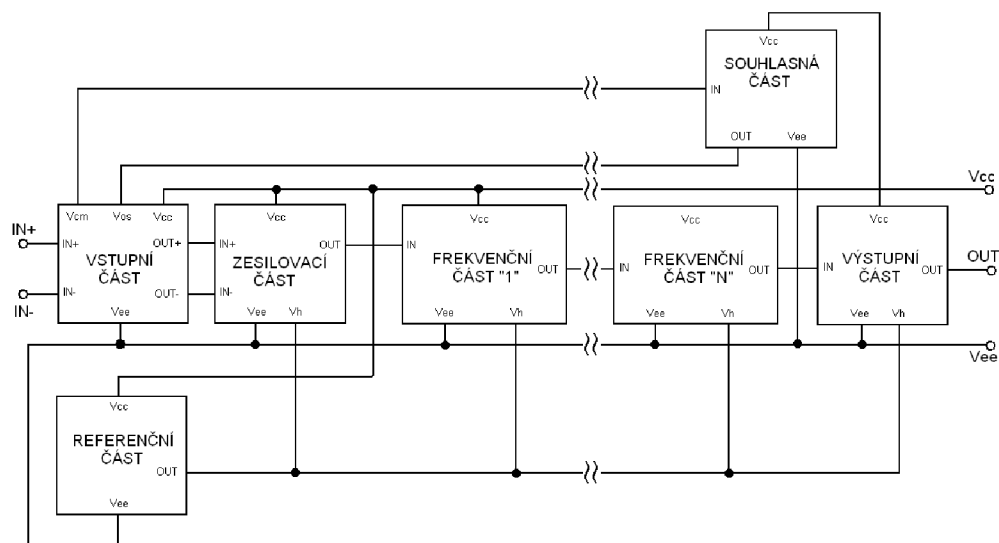


Obr. 7.8: Závislost napájecího proudu na velikosti napájecího napětí U_{CC} .

8 MPZ – MULTIPLE POLE ZERO

Makromodely pro mnoho operačních zesilovačů jsou dostupné v knihovnách součástek různých softwarových simulátorů. Většina z těchto modelů je založena na původní práci Graeme Boyleho a jeho kolegů [3], kteří vyvinuli tehdejší makromodel pro jednodušší simulaci (viz kap. 3).

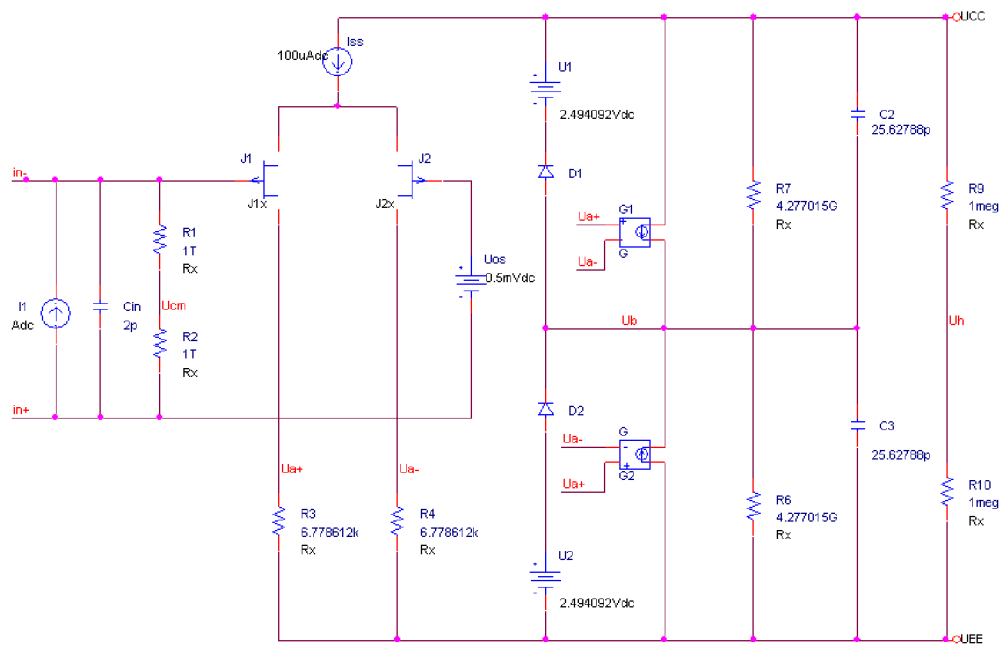
Vzhledem k tomu, že Boyleho model výrazně snižuje celkový počet nelineárních prvků, tak je i výsledný čas simulace OZ výrazně snížen. Boyleho model však nemodeluje některé důležité vlastnosti OZ a to vedlo k vývoji nového makromodelu MPZ - Multiple pole zero [10],[11],[12] (dále už jen MPZ). Boyleho model umožňuje zahrnout v modelu pouze dva póly (a žádné nuly) pro tvarování frekvenční odezvy celého zesilovače. Dva póly jsou vhodné pro pomalejší OZ, ale zcela nedostatečné pro rychlá zařízení. Dále Boyleho model udává všechny vytvořené uzly pro napětí k referenční zemi a to i v případě, že zesilovač je plovoucí. Tato konfigurace není často typická pro skutečný provoz OZ a většina dostupných zařízení nemá vyvedenou přívodní svorku s nulovým potenciálem. Posledním příkladem je proud tekoucí řízenými zdroji, které jsou připojeny k referenční zemi místo od napájecích zdrojů, jako je tomu v reálném zesilovači. Tato funkce zcela vylučuje možnost simulace obvodů, které jsou závislé na správném rozdělení proudů mezi napájecími přívody ze zdroje.



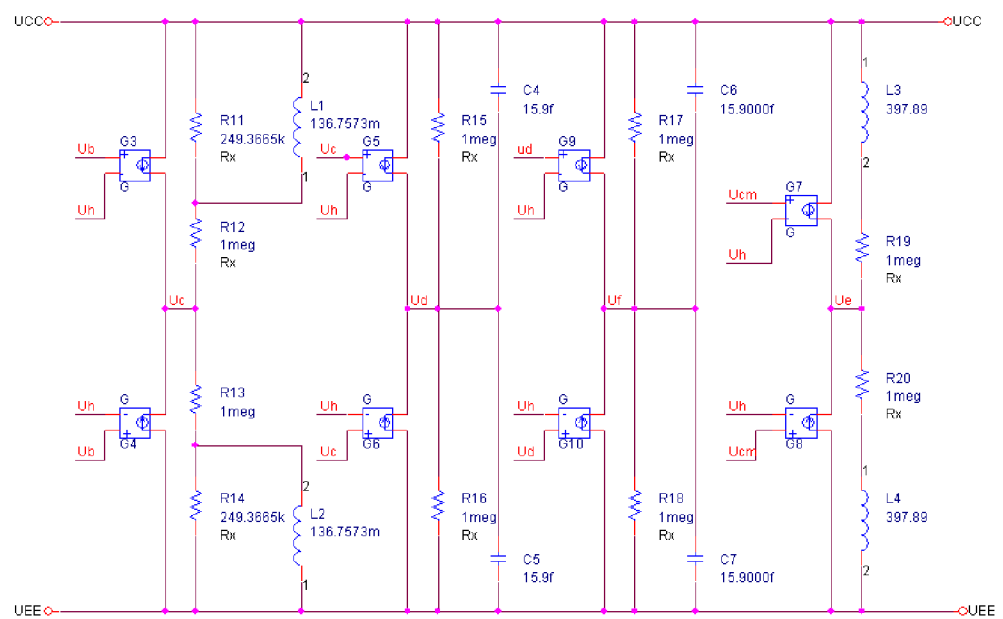
Obr. 8.1: Blokové schéma makromodelu operačního zesilovače - MPZ.

8.1 Vývoj lepšího makromodelu

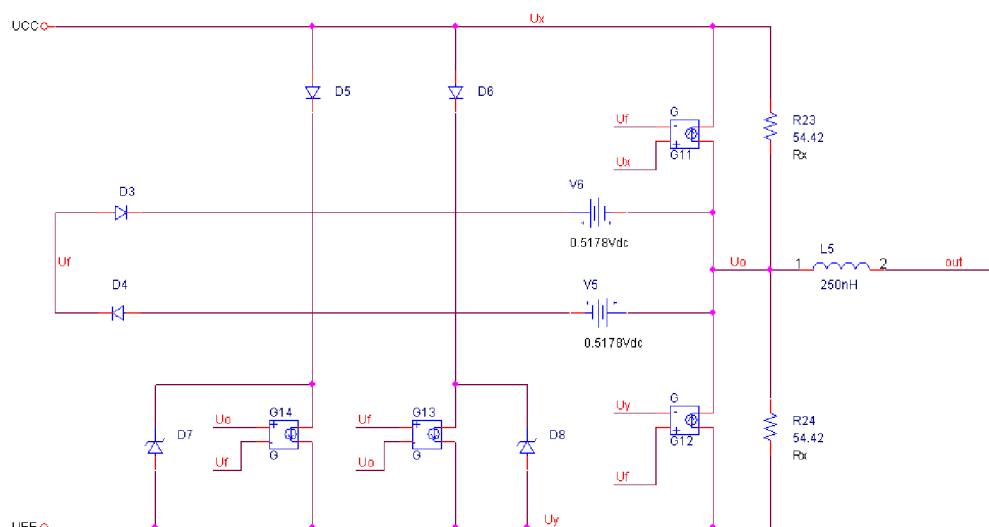
Podnětem pro návrh nového modelu bylo vytvořit nový makromodel, jehož vlastnosti by se více blížily skutečnému OZ. Přesto musel být ještě dostatečně jednoduchý, aby mohl být použit jako všeobecný model. Makromodel MPZ se skládá z několika kaskádních sekcí, které zpracovávají vstupní signál. Schéma zapojení těchto kaskádních sekcí pro makromodel operačního zesilovače OPA129 je uvedeno na obr. 8.2, 8.3 a 8.4.



Obr. 8.2: Vstupní část makromodelu MPZ pro OZ OPA129



Obr. 8.3: Stupeň pro frekvenční tvarování pro OZ OPA129



Obr. 8.4: Výstupní část makromodelu MPZ pro OZ OPA129

Z obr. 8.2 je patrné, že vstupní sekce je velmi podobná vstupní části Boyleho modelu a to proto, že bylo použito stejné techniky při návrhu. Za vstupní částí však veškerá podobnost mezi oběma makromodely zmizí z důvodu použití jiných (techniky build-up) technik při návrhu zbylých částí. Na obrázcích 8.2, 8.3 a 8.4 je patrné, že není použito žádných zemnicích uzlů v jakémkoliv bloku pro zpracování signálu. Místo toho je v modelu za diferenční sekci vytvořen uzel napětí U_H ve středu mezi napájecími přívody. Tento střed v modelu je vytvořen dvěma stejnými rezistory zapojenými mezi napájecí přívody.

Minimální požadavky pro modelování specifického operačního zesilovače novým makromodelem jsou v podstatě stejné jako u topologie Boyleho modelu. Stačí zahrnout v modelu pouze vstupní diferenční část, zesilovací část a koncový stupeň. Tato konfigurace modeluje dvoupólovou frekvenční odezvu a umožňuje přímé srovnání simulačního času mezi těmito dvěma typy makromodelu. Přidáním libovolné kombinace bloků pro samostatný pól, dvojici pól-nula nebo nula-pól mezi fázi pro zesílení a výstupní stupeň lze modelovat požadovanou frekvenční odezvu pro zesílení v otevřené smyčce. Rozdíl mezi zmíněnými bloky je v tom, že blok pro dvojici pól-nula simuluje pól na nižší frekvenci než jakou má nulový bod, zatímco blok pro dvojici nula-pól vytváří pól na vyšší frekvenci než jakou má nulový bod.

Vstupní část na obr. 8.2 je zjednodušena zapojením dvou tranzistorů v obvodu. Podstatný rozdíl mezi modelem MPZ a jeho předchůdcem je v tom, že nový model používá ve vstupní části stejný typ vstupních zařízení, tak jako je tomu u fyzického operačního zesilovače, tj. bipolární NPN nebo PNP tranzistory, JFET tranzistory s kanálem P nebo N, popř. tranzistory typu MOSFET. Boyleho model je vhodný pro modelování OZ s bipolárními tranzistory na vstupu.

Všechny parametry ve vstupní fázi (např. vstupní zbytkové napětí, vstupní zbytkový proud a vstupní kapacita), které vykazují neideální chování, jsou modelovány pomocí samostatných ideálních prvků. Také dva stejné rezistory zapojené mezi invertující a neinvertující vstupní svorky jsou modelovány samostatně pro vytvoření souhlasného vstupního napětí. Vstupní napětí je dále v dalších blocích vhodně zesíleno (potlačeno) a frekvenčně tvarováno.

Model předpokládá, že vstupní tranzistory jsou dokonale sladěny a nemají kapacitní spojení, které by změnilo celkovou frekvenční odezvu. Tímto lze správně nastavit vstupní klidové proudy. Vhodnou volbou proudového zesílení pro bipolární fázi nebo svodového proudu hradla u FET vstupní části lze nastavit rozdílový napěťový zisk. Klidový proud ve vstupní části se nastaví tak, aby odpovídal celkovému klidovému proudu OZ.

Veškeré rovnice potřebné pro návrh makromodelu pro různé typy operačních zesilovačů jsou uvedeny v literatuře [10]. V této práci je uveden návrh pouze pro operační zesilovač OPA129 od firmy Texas Instrument. Tento operační zesilovač má vstupní část tvořenou tranzistorem typu JFET s kanálem typu P.

8.2 Vlastnosti jednotlivých částí modelu

Zesílení v otevřené smyčce je modelováno v jedné fázi (viz obr. 8.2), která se skládá ze dvou napětím řízených zdrojů proudu, dvou rezistorů, dvou kondenzátorů a napěťového omezení z napájení. Přeměna signálu z rozdílového vstupního napětí do konečné podoby se také koná v této části. Omezení napětí z napájení je tvořeno dvojicí diod a každá má svůj zdroj napětí. Tato část zamezuje zesilovací části a jiným vnitřním uzlům v modelu (mimo napájecího napětí) pracovat při překročení vstupního překmitu. Omezení napětí musí proběhnou při zesílení v otevřené smyčce, v opačném případě by se následující uzly mohly pokusit generovat obrovské signály (až stovky kilovoltů).

Dva kondenzátory, paralelně s odpory, určují dominantní pól zesilovače a rychlost přeběhu. Takto lze makromodelem zpracovat pouze symetrické pozitivní a negativní rychlosti přeběhu. Přidáním kondenzátoru do vstupní části umožní modelovat i rozdíly mezi nimi v jisté omezené míře. Návrh rozdílu mezi pozitivní a negativní rychlosti přeběhu je stejný jako u předchozího Boyleho modelu [3]. Každý ze dvou napětím řízených zdrojů proudu modeluje stejnosměrné složky, které tvoří převážnou část klidového proudu zesilovače.

Vyšetření frekvenční odezvy operačního zesilovače ukazuje, že ve většině případů je pro přesnou simulaci zesílení a změny fáze při vysokých frekvencích nutné zahrnout do modelu více než jenom dva póly. Různé typy operačních zesilovačů mají různé počty pólů a nul. Aby bylo možné každý z těchto různých typů snadno přeměnit na SPICE kompatibilní obvod, aniž by se muselo začít úplně od začátku, tak opravdu obecný model by musel být velmi modulární a umožnit vložit libovolný počet pólů a nul. V konečné struktuře se používá několik základních stavebních bloků, které jsou společné pro všechny jednotlivé operační zesilovače. Tyto bloky jsou uvedeny na obr. 8.1 a v literatuře [10],[11],[12].

Všechny frekvenčně tvarované bloky mají jednotkové stejnosměrné zesílení. g_m každého napětím řízeného zdroje proudu se rovná převrácené hodnotě odporu připojeného k VCCS a k přívodům napájení. Tato topologie je výhodná zejména proto, že při vytváření modelu pro konkrétní zesilovač je možné modelovat oddělené póly nebo páry pól-nula. Pak je možné po jejich aplikaci vidět na frekvenční odezvě jejich účinek. Protože všechny bloky pro frekvenční tvarování mají jednotkové stejnosměrné zesílení, tak tento postup není pro modelování stejnosměrného zesílení v otevřené smyčce.

Blok pro potlačení souhlasného napětí na obr. 8.3 se skládá ze dvou VCCS, které řídí dva stejné odpory a každý odpor je zapojen v sérii s cívkou do jedné z přívodních svorek. Cívky simulují typický pokles $CMRR$, což je typické u většiny OZ se zvyšující se vstupní frekvencí. Vstupní souhlasné napětí vzhledem k uzlu U_H řídí zdroj proudu. Každý řízený zdroj má g_M rovnající se převrácené hodnotě řídicího odporu vydělené hodnotou $CMRR$ zesilovače.

Zesílení z uzlu označeného na obr. 8.2 U_{CM} k obvodu pro potlačení souhlasného napětí se rovná převrácené hodnotě $CMRR$ operačního zesilovače (termín zisk v tomto případě není správný, protože souhlasný režim má hodnotu zisku mnohem menší než jedna). Cívky přidávají do souhlasného zesílení nulu, což je stejné jako přidání pólu k $CMRR$. Souhlasné napětí je poté zmenšeno a vhodně frekvenčně tvarováno a přivedeno zpět na vstup. Tento krok je dělán proto, že zdroj napětí řízený napětím na vstupu má jednotkové zesílení, jehož stejnosměrná složka odpovídá hodnotě vstupního zbytkového napětí U_{OS} .

V koncovém stupni je výstupní signál, po všech frekvenčních tvarováních, udáván k uzlu U_F , který je poslední před zpracováním signálu v koncovém stupni. Dva napětím řízené zdroje proudu ve výstupním bloku řídí dva stejné odpory připojené k přívodních svorkám jako je tomu u ostatních bloků. Řízené zdroje proudu jsou uspořádaných tak, že působí jako aktivní proudové zdroje, jako je tomu u skutečného operačního zesilovače. Pokud není na výstupu připojena zátěž, model neodebírá z obou přívodních svorek napájení žádný proud, což odpovídá spíše ideálnímu případu. Koncový stupeň má jednotkové zesílení a pracuje ve třídě B bez modelování přechodového zkreslení. Rezistory R_{23} a R_{24} jsou stejné a rovnají se dvojnásobku výstupního odporu v zapojení v otevřené smyčce. Funkce výstupního stupně je taková, že bude správně modelovat výstupní odpor. To znamená, že zesílení v otevřené smyčce bude patřičně sníženo podle hodnoty zátěže na výstupu zesilovače.

8.3 Výpočet parametrů modelu

Výpočtem následujících rovnic je možné vytvořit makromodel MPZ pro simulaci libovolného OZ. Výpočty jsou uvedeny zvlášť pro každou část a rovnice pro návrh jsou stručně popsány. Výpočet parametrů modelu je uveden pro teplotu 300 K. Pro všechny diody je zvolena hodnota saturačního proudu $I_S=10^{-12}$ A a teplotní napětí $U_T = 25,85$ mV. V tab. 8.1 jsou uvedeny důležité parametry pro návrh makromodelu.

Tab. 8.1: Důležité parametry OZ OPA129 udávané výrobcem a naměřené hodnoty OZ1

Parametr	OZ1	Typ. hodnota	jednotka
S_R^+	3,902	2,5	V/ μ s
f_{p1}	1,452	1	Hz
I_B	33,67	± 30	fA
I_{OS}	11,52	± 30	fA
U_{OS}	0,4516	0,5	mV
A_0	116	120	dB
CMRR	102	118	dB
f_{CM}	4	30	Hz
I_{SC}	-	35	mA
U_{out}^+	-	$U_{CC}^+ - 2$	V
U_{out}^-	-	$U_{CC}^- + 2$	V
U_N	32,11	28	nV/ \sqrt{Hz} , $f=100$ Hz
I_{EE}	-	10	μ A
R_{OUT}	27,21	-	Ω
I_{SY}/U_{SY}	4,309	-	μ A/V

8.3.1 Výpočet vstupní a zesilovací části:

Rovnice pro výpočet hodnot prvků korespondují s obvodovým zapojením na obr. 8.2. Hodnota proudového zdroje I_{SS} je zvolena taková, aby byla poněkud menší než celkový klidový proud zesilovače. Vhodné je nastavit I_{SS} na hodnoty např. 1mA, 100 μ A, 10 μ A, nebo 1 μ A. Potom,

$$C_2 = C_3 = \frac{I_{SS}}{S_R} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{\frac{3,902}{1 \cdot 10^{-6}}} = 25,62788 \text{ pF} \quad (8.1)$$

$$R_7 = R_6 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{p1} \cdot C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,452 \cdot 25,62788 \cdot 10^{-12}} = 4,277015 \cdot 10^9 \Omega \quad (8.2)$$

kde f_{p1} je dominantní pól zesilovače.

$$G_1 = G_2 = \frac{A_0}{R_7} = \frac{10^{\frac{116}{20}}}{4,277015 \cdot 10^9} = 147,5228 \mu\text{S} \quad (8.3)$$

kde A_0 je zesílení v otevřené smyčce.

$$R_3 = R_4 = \frac{1}{G_1} = \frac{1}{147,5228 \cdot 10^{-6}} = 6,778612 \text{ k}\Omega \quad (8.4)$$

$$U_1 = U_{CC} - (U_{OUT+}) + U_T \ln(2I_{SS} / I_S) \quad (8.5)$$

$$= 15 - 13 + 25,85 \cdot 10^{-3} \ln(2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} / 1 \cdot 10^{-12}) = 2,494 \text{ V}$$

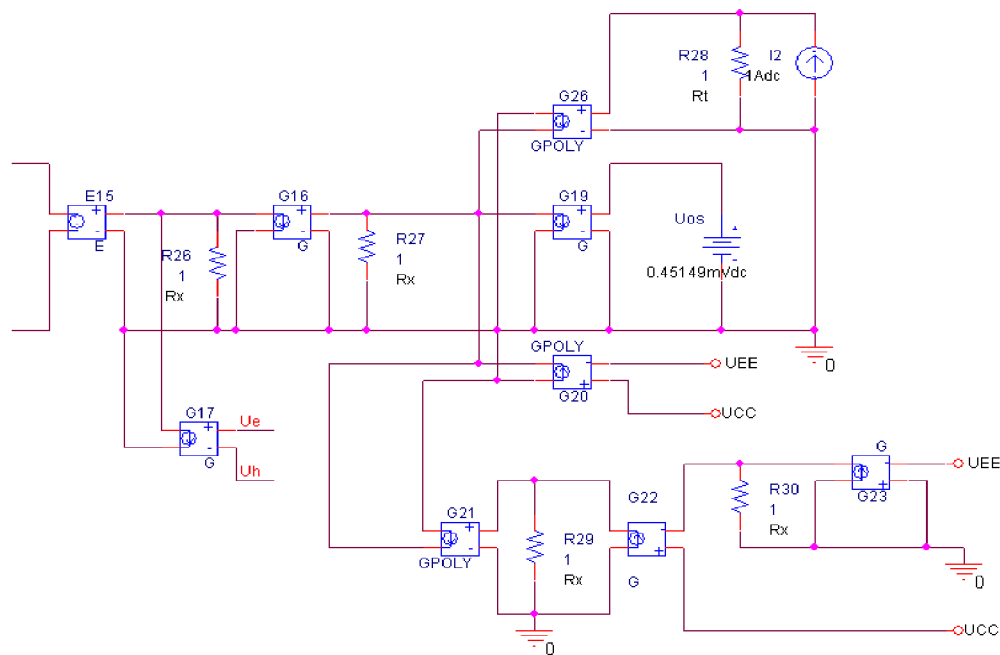
$$\begin{aligned}
 U_2 &= (U_{\text{OUT-}}) - U_{\text{EE}} + U_T \ln(2I_{\text{SS}} / I_S) \\
 &= -13 - (-15) + 25,85 \cdot 10^{-3} \ln(2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} / 1 \cdot 10^{-12}) = 2,494 \text{ V}
 \end{aligned}
 \tag{8.6}$$

Vstupní kapacita odpovídá hodnotě uvedené v katalogovém listě výrobce $C_{\text{IN}} = 2 \text{ pF}$.

8.3.2 Vstupní zbytkové napětí

Vstupní zbytkové napětí není modelováno pouze stejnosměrným napěťovým zdrojem jak je uvedeno na obr. 8.2. Naměřené charakteristiky vstupního zbytkového napětí byly aproximovány polynomickými funkcemi a pomocí řízených zdrojů EPOLY modelovány tak, aby odpovídaly naměřeným charakteristikám a to v závislosti na napájecím napětí, jeho nesymetrii a na teplotě.

Blok pro modelování vstupního zbytkového napětí se skládá z několika částí, viz. obr. 8.5. První část se skládá z napěťového zdroje U_{OS} a zdroje proudu řízeného napětím G_{19} . Napěťový zdroj nastaví požadovanou hodnotu zbytkového napětí při teplotě 27°C . Za řízeným zdrojem G_{19} se sečte pomocí rezistoru R_{27} s ostatními bloky, modelující závislost na velikosti napájecího napětí a jeho nesymetrii.



Obr. 8.5: Schéma zapojení řízených zdrojů pro nastavení zbytkového napětí OZ.

Druhá část tvořená blokem I_2 , R_{28} a G_{26} modeluje teplotní závislost. Proudový zdroj I_2 je nastaven na hodnotu 1A, hodnota rezistoru R_T na 1Ω . Teplotní závislost rezistoru R_T je modelována prvkem Rbreak. V PSpice je rovnice pro lineární, kvadratickou nebo exponenciální teplotní závislost dána následovně:

$$\begin{aligned}
 \text{odpor} &= \langle \text{hodnota} \rangle \cdot R \cdot (1 + \text{TC1} \cdot (T - T_{\text{nom}}) + \text{TC2} \cdot (T - T_{\text{nom}})^2) \\
 \text{odpor} &= \langle \text{hodnota} \rangle \cdot R \cdot 1,01^{\text{TCE} \cdot (T - T_{\text{nom}})}
 \end{aligned}$$

kde TC1 , TC2 a TCE jsou teplotní koeficienty a T_{nom} je výchozí teplota nastavená v simulátoru [2],[7].

Teplotní závislost zbytkového napětí však není modelována přímo prvkem Rbreak, ale zdrojem proudu řízeného napětím GPOLY. Tímto prvkem lze modelovat i složitější funkce než lineární, kvadratické nebo exponenciální. Naměřená teplotní závislost (obr. 7.2) byla vhodně aproximována polynomem druhého stupně. Rovnice pro OZ1 vypadá následovně

$$U_{OS} = -0,1022 \cdot 10^{-6} \cdot T^2 + 5,9593 \cdot 10^6 \cdot T + 376,95 \cdot 10^{-6} . \quad (8.7)$$

Rezistor R_{28} má nastavenou hodnotu 1Ω a teplotní koeficient $TC1 = 1$. Při změně o jeden stupeň od nominální hodnoty dojde ke změně o 1Ω . Přes rezistor R_{28} tedy teče proud $1A$ a vzniká na něm úbytek napětí $1V$ při rozdílu $T-T_{nom} = 1$. Z rovnice pro teplotní závislost odporu vyplývá, že k zajištění příslušné hodnoty odporu rezistoru R_{28} při dané teplotě (tj. aby při teplotě $28^\circ C$ byla hodnota odporu 28Ω) musí být před simulací nastavena hodnota pro výchozí teplotu $T_{nom} = 1$. Problém nastave v případě, kdy $T-T_{nom} = -1$. V tomto konkrétním případě vyjde hodnota rezistoru $R_{28} = 0\Omega$, což v PSpice nelze simulovat. Tento nedostatek lze vyřešit tím, že rovnice pro výpočet teplotní závislosti odporu bude doplněna teplotním koeficientem $TC2$, který bude nastaven na hodnotu o několik řádů nižší oproti $TC1$ např. $TC2 = 10^{-12}$.

V katalogovém listě výrobce je vstupní zbytkové napětí udáváno převážně pro teplotu $27^\circ C$. Aby bylo možné v modelu zadat hodnotu zbytkového napětí pro hodnotu udávanou v katalogu, je nutné rovnici 8.7 vhodně upravit, resp. modifikovat koeficient c_0 . Od koeficientu c_0 se v rovnici 8.7 odečte hodnota při teplotě $27^\circ C$. Výsledná rovnice pro řízený zdroj G_{18} vypadá následovně

$$\begin{aligned} \Delta U_{OS}(T) &= c_2 x^2 + c_1 x + c_0 - U_{OS}(T = 27^\circ C) \\ &= -0,1022 \cdot 10^{-6} T^2 + 5,9593 \cdot 10^{-6} T - 86,3973 \cdot 10^{-6} . \end{aligned} \quad (8.8)$$

Tato rovnice platí pouze pro daný operační zesilovač OZ1. Podobným způsobem lze modelovat i jiné operační zesilovače.

Pro modelování vstupního zbytkového napětí v závislosti na velikosti napájecího napětí je použito řízeného zdroje G_{20} . Podobně jako pro teplotní závislost byla naměřená závislost pro OZ1 aproximována (obr. 7.3), tentokrát lineární funkcí

$$U_{OS}(U_{CC}) = -2,7336 \cdot 10^{-6} \cdot U_{CC} + 513,82 \cdot 10^{-6} \quad (8.9)$$

Podobně jako tomu bylo u bloku pro modelování teplotní závislosti bude rovnice 8.10 patřičně modifikována tak, aby byla jako výchozí hodnota pro zadání vstupního zbytkového napětí brána hodnota $U_{CC} = \pm 12 V$.

$$\begin{aligned} \Delta U_{OS}(U_{CC}) &= -2,7336 \cdot 10^{-6} \cdot U_{CC} + 513,82 \cdot 10^{-6} - U_{OS}(U_{CC} = \pm 12 V) \\ &= -2,7336 \cdot 10^{-6} \cdot U_{CC} + 65,6064 \cdot 10^{-6} \end{aligned} \quad (8.10)$$

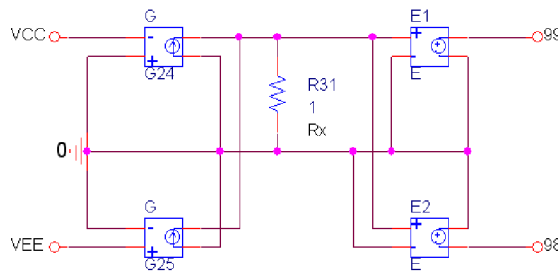
Třetí část pro modelování závislosti na nesymetrii napájení je tvořena prvky G_{21} , G_{22} , G_{22} , R_{29} a R_{30} . Dvojice G_{23} , R_{30} slouží k převedení záporného napájecího napětí na kladné a dvojice G_{22} , R_{29} ke zmenšení rozdílu mezi napětími na polovinu. Ve zdroji G_{22} se pak pracuje s rozdílem napětí na kladné a záporné řídicí svorce. Při symetrickém napájení je rozdíl nulový a k výchozímu zbytkovému napětí se žádné napětí nepřičítá resp. neodečítá. Naměřená závislost (obr. 7.4) vstupního zbytkového napětí na nesymetrii napájení pro OZ1 byla aproximována následující funkcí

$$U_{CM} = 0,0183 \cdot 10^{-6} \cdot U_{CM}^3 + 0,2939 \cdot 10^{-6} \cdot U_{CM}^2 + 2,3881 \cdot 10^{-6} U_{CM} + 451,49 \cdot 10^{-6} \quad (8.11)$$

Symetrické napájení je při $U_{CM} = 0$. V řízeném zdroji G_{21} jsou udány všechny koeficienty kromě složky c_0 , která koresponduje s hodnotou vstupního zbytkového napětí ve zdroji U_{OS} .

Kompletní schéma zapojení pro simulaci zbytkového napětí na teplotě, velikosti napájecího napětí a nesymetrii napájení je uvedeno na obr. 8.5. Obvod je dále doplněn o zdroj proudu řízený napětím G_{17} , který přivádí signál z obvodu pro potlačení souhlasného napětí zpět na vstup a zde je přičten k vstupnímu zbytkovému napětí [10], [11], [12]. Svorky řízeného zdroje E_{25} jsou zapojeny místo zdroje U_{OS} uvedeného na obr. 8.2.

Při nesymetrickém napájení by docházelo k nesprávnému chování bloků pro tvarování signálu. Především bloků pro potlačení souhlasného napětí a koncového stupně. Tento nedostatek je odstraněn převodem nesymetrického napětí na symetrické pomocí jednoduchých matematických funkcí. Záporné napájecí napětí je nejprve vynásobeno -1, poté přičteno ke kladnému napájecímu napětí a nakonec vyděleno dvěma. Na výstupních svorkách řízených zdrojů E1, E2 je poté symetrické napětí. Všechny bloky pro zpracování signálu v makromodelu jsou připojeny mezi uzly 99 a 98.



Obr. 8.6: Schéma zapojení pro převedení nesymetrického napětí na symetrické.

8.3.3 Výpočet vstupní části tvořené tranzistorem JFET:

Pro vstupní část modelu tvořenou JFET tranzistorem je jako výchozí hodnota $V_{TO} = -2$ V. Důležitým parametrem tranzistoru JFET je zesilovací činitel β :

$$\beta = \frac{(G_{1,2})^2}{2I_{SS}} = \frac{(147,5228 \cdot 10^{-6})^2}{2 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 108,8149 \cdot 10^{-6} \quad (8.12)$$

Vstupní klidový proud je tvořený proudem gate-drain a svodovým proudem gate-source a platí pro něj

$$I_{S1,2} = \frac{I_B}{2} = \frac{33,67 \cdot 10^{-15}}{2} = 16,835 \text{ fA} \quad (8.13)$$

kde I_B je vstupní klidový proud.

$$R_1 = R_2 = \frac{R_{ID}}{2} = \frac{10^{13}}{2} = 5 \cdot 10^{12} \Omega \quad (8.14)$$

kde R_{ID} je diferenční vstupní odpor, obvykle se jeho hodnota pohybuje okolo 1 T Ω . Emitorové odpory není třeba uvažovat, protože na vstupu zesilovače tvořeného JFET tranzistory není záporná zpětná vazba obvykle potřeba [10].

8.3.4 Výpočet částí tvarující frekvenční charakteristiku

Parametry části pro tvarování frekvenční charakteristiky korespondují s obr. 8.3. Ve všech typech pro tvarování frekvenční charakteristiky jsou zdroje proudu řízené napětím nastaveny na hodnotu 10^{-6} A/V. f_Z je frekvence nuly a f_P frekvence pólu.

$$G_3 = G_4 = G_5 = G_6 = G_9 = G_{10} = 10^{-6} S \quad (8.15)$$

$$R_{12} = R_{13} = R_{15} = R_{16} = R_{17} = R_{18} = 1 M\Omega \quad (8.16)$$

Pokud je v obvodu třeba modelovat nulu a pól, tak pro výpočet prvků v bloku nula-pól platí následující rovnice, za předpokladu že platí $f_Z < f_P$

$$R_{15} = R_{18} = (f_Z - f_P)R_{16} \quad (8.17)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{R_{15,18}}{2\pi \cdot f_P} \quad (8.18)$$

Návrh bloku pro modelování nuly a pólu, kdy $f_Z > f_P$ je uveden v literatuře [10], [11], [12].

Pro část, která modeluje samostatný pól je výpočet hodnoty kondenzátoru dle následující rovnice

$$C_4 = C_5 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{p2} \cdot R_{11}} \quad (8.19)$$

Z důvodu obtížnějšího určení přesné polohy pólu a nul byly hodnoty prvků vypočítány pouze přibližně a v pokročilých analýzách programu OrCAD PSpice pak pomocí optimizera vypočteny hodnoty prvků. V postprocesoru simulátoru byla nejprve vykreslena patřičná frekvenční odezva a následně pomocí vestavěné měřicí funkce (Trace/Evaluate Measurement) vloženy body pro určení hodnoty zesílení nebo fáze.

YatX(vdb(out), x_value)

kde x_value je souřadnice na ose x.

8.3.5 Výpočet částí pro modelování potlačení souhlasného napětí

Výpočet prvků pro část potlačující souhlasné napětí (viz obr. 8.3) je uveden zde:

$$R_{19} = R_{20} = 1 M\Omega, \quad (8.20)$$

$$G_7 = G_8 = \frac{1}{R_{19} \cdot CMRR} = \frac{1}{10^6 \cdot 10^{\frac{102}{20}}} = 7,943282 pS, \quad (8.21)$$

$$L_3 = L_4 = \frac{R_{19}}{2\pi \cdot f_{p(\text{CM})}} = \frac{10^6}{2\pi \cdot 4} = 39,789 \cdot 10^3 \text{ H}, \quad (8.22)$$

kde f_{CM} je souhlasný pól *CMRR*.

8.3.6 Výpočet parametrů prvků ve výstupní části

V této části jsou uvedeny parametry pro výpočet výstupní části odkazující se na obr. 8.4. Průrazné napětí diod D_7 a D_8 je nastaveno na 50V. Hodnota cívky L_5 je určena experimentálně (250 nH) tak, aby správně simulovala výstupní odpor operačního zesilovače. R_{OUT} je výstupní odpor v otevřené smyčce, U_T je 25,85 mV při teplotě 27 °C a $I_S = 10^{-12}$ A pro všechny diody. Potom,

$$G_{11} = G_{12} = G_{13} = G_{14} = \frac{1}{2 \cdot R_{\text{OUT}}} = \frac{1}{2 \cdot 27,21} = 18,38 \text{ mS} \quad (8.23)$$

$$R_{23} = R_{24} = 2 \cdot R_{\text{OUT}} = 2 \cdot 27,21 = 54,42 \Omega \quad (8.24)$$

$$U_5 = (I_{\text{SC}+})R_{\text{OUT}} - U_T \ln(20 \cdot 10^{-6} / I_S) \\ = 35 \cdot 10^{-3} \cdot 27,21 - 25,85 \cdot 10^{-3} \ln(20 \cdot 10^{-6} / 1 \cdot 10^{-12}) = 0,5178 \text{ V} \quad (8.25)$$

$$U_6 = |(I_{\text{SC}-})R_{\text{OUT}}| - U_T \ln(20 \cdot 10^{-6} / I_S) \\ = |-35 \cdot 10^{-3} \cdot 27,21| - 25,85 \cdot 10^{-3} \ln(20 \cdot 10^{-6} / 1 \cdot 10^{-12}) = 0,5178 \text{ V} \quad (8.26)$$

Hodnoty odporů R_9 a R_{10} na obr. 8.2 jsou vypočteny podle následující rovnice:

$$R_9 = R_{10} = \frac{1}{2(dI_{\text{SY}} / dU_{\text{SY}})} = \frac{1}{2(56,019 \cdot 10^{-6} / 13)} = 116,03 \text{ k}\Omega \quad (8.27)$$

kde $dI_{\text{SY}}/dU_{\text{SY}}$ představuje změnu napájecího proudu způsobené změnou napájecího napětí. Proud mezi svorkami U_{CC} a U_{EE} v modelu teče nejenom přes odpory R_9 a R_{10} , ale také přes ostatní bloky modelu. Vhodnou volbou jeho parametrů lze však tuto nepřesnost zanedbat. A to pokud je zvolena dostatečně malá hodnota proudového zdroje I_{SS} oproti hodnotě celkového napájecího proudu a odpory u všech frekvenčně tvarovacích bloků jsou velké ($R = 10^6 \Omega$).

$$I_{\text{SY}} = I_{\text{EE}} + (N+1) \left(\frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{EE}}}{2R} \right) + I_{\text{DC}} + \left(\frac{U_{\text{CC}} - U_{\text{EE}}}{R_9 + R_{10}} \right) \\ = 10^{-3} + (N+1) \left(\frac{15 - (-15)}{2 \cdot 10^6} \right) + I_{\text{DC}} + \left(\frac{15 - (-15)}{2 \cdot 116,03 \cdot 10^3} \right) = \quad (8.28)$$

kde N je celkový počet frekvenčně tvarovacích bloků a částí tvořící souhlasné potlačení v modelu. Hodnota odporů R ve tvarovacích blocích ($R = 10^6 \Omega$) může být vhodně upravena pro různé typy operačních zesilovačů, např. nízkopříkonové apod.

Zde uvedené rovnice platí pouze pro daný typ operačního zesilovače. Pro řešení různých specifik typů operačních zesilovačů je uveden postup řešení v literatuře [10],[11],[12].

9 ŠUMOVÉ VLASTNOTI OZ

Měření napětového a proudového šumu u operačních zesilovačů se pohybuje v řádech nano až femto voltů. Měření takto nízkých hodnot může být dosti problematické. Jedním z řešení daného problému je návrh měřicího přípravku, který obsahuje testovaný OZ a další v kaskádě řazeného předzesilovače s efektivní hladinou šumu alespoň o 10dB menší než testované zařízení [18].

Pro přesné měření vnitřního šumu operačního zesilovače musí být z měření odstraněny dva typy externích zdrojů šumu. Těmito zdroji jsou šum okolí a tzv. Johnsonův šum. Vnější šum z okolí se může objevit ve formě napětí nebo proudu a při měření se projeví různými špičkami, schody nebo jen náhodným šumem. Tento šum může přicházet z blízkých přístrojů, z elektrického vedení, radiových vysílačů, laboratorních zdrojů nebo počítačů. Vnější šum z okolí je minimalizován izolováním měřicího přípravku do Faradayovy klece, popř. napájením operačního zesilovače bateriemi. Johnsonův šum je uvažován pouze jako zdroj šumu v rezistorech. Ostatní odporové zdroje šumu, jako šum kontaktů, výstřelkový šum a parazitní sdružený šum spojený s určitými typy rezistorů mohou také přispívat k celkovému šumu v aplikaci. Při teplotách vyšších než je absolutní 0 K, generují všechny rezistory Johnsonův šum vlivem tepelného pohybu nosičů náboje. Tento šum se zvyšuje s hodnotou odporu, teplotou a šířkou pásma. Rovnice pro výpočet napětového a proudového šumu rezistorů jsou uvedeny zde

$$e_N = \sqrt{4k \cdot T \cdot B \cdot R}, \quad (9.1)$$

$$i_N = \sqrt{\frac{4k \cdot T \cdot B}{R}}, \quad (9.2)$$

kde k je Boltzmanova konstanta.

Na nízkých kmitočtech od 1 Hz až 1 kHz podle typu polovodičové součástky se uplatňuje blikavý šum a další šумы charakteru „ $1/f$ “, jejichž výkon s rostoucím kmitočtem zaniká. V navazujícím kmitočtovém pásmu se uplatňuje konstantní úroveň šumu tepelného a výstřelkového, tzv. bílý šum.

9.1 Návrh měřicího přípravku

Přípravek je umístěn v plechové stíněné krabici a obsahuje dva do kaskády řazené zesilovací stupně s operačními zesilovači v neinvertujícím zapojení, každý se ziskem 40 dB. Schéma zapojení měřicího přípravku i s návrhem DPS je uvedeno v příloze V. Stupně jsou odděleny stínící přepážkou, aby nedocházelo k nežádoucí kladné zpětné vazbě mezi výstupem OZ2 a vstupem OZ1. Do prvního stupně s OZ1 je připojen měřený operační zesilovač, ke kterému lze na neinvertující vstup pomocí jumperu P_1 připojit rezistor R_1 s drátovými vývody reprezentující vnitřní odpor zdroje signálu. Zpětnovazební síť je sestavena z dostatečně malých hodnot odporu R_2 , R_3 tak, aby se na výstupním šumovém napětí podílel především odpor R_1 a vnitřní šumy OZ.

Druhý stupeň s OZ2 (OPA211) slouží jako předzesilovač pro spektrální analyzátor. Použitý zesilovač a odpory R_{11}, R_{22} jsou voleny tak, aby byl příspěvek těchto prvků k celkovému šumu na výstupu OZ2 zanedbatelný. Výrobce udává, že spektrální hustota šumového napětí OPA211 se pohybuje okolo $1,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ na frekvenci 1 kHz. Horní propust tvořená prvky C_{10}, C_{11} a R_{11} je v obvodu z toho důvodu, aby propustila složky od kmitočtu 0,18 Hz. Po připojení napájecího napětí, rezistoru R_1 na vstupu či výměně měřeného operačního zesilovače bude doba ustálení stejnosměrného napětí na výstupu v řádu až několika desítek sekund [14],[18].

Šumové vlastnosti operačního zesilovače byly měřeny na spektrálním analyzátoru HP 35660.

9.2 Měření spektrální hustoty kvadrátu šumového napětí

Spektrální hustotu kvadrátu šumového napětí lze měřit pomocí selektivního přesaditelného voltmetru. Je-li známa jeho přenosová funkce $G(f)$, ekvivalentní šumová šířka pásma voltmetru je dána vztahem

$$ENBW = \int_0^{\infty} |G(f)|^2 G(f_0)^{-2} df, \quad (9.1)$$

kde $G(f_0)$ je zesílení na referenčním kmitočtu f_0 , typicky v maximu přenosové funkce. Spektrální hustotu šumového napětí na kmitočtu f_0 lze z údaje na voltmetru určit podle následujícího vztahu

$$C_U(f_0) = \frac{U_V^2}{ENBW}. \quad (9.2)$$

Měření spektrální hustoty lze urychlit použitím spektrálního analyzátoru. Šumové napětí vztažené na jednotkovou šířku pásma na vstupu analyzátoru $S_{uo,tot}$ je potom určena z průměrného amplitudového spektra U_V indikovaného spektrálním analyzátozem podle vztahu

$$S_{uo,tot} \left[\text{dBV}/\sqrt{\text{Hz}} \right] = U_V \left[\text{dBV} \right] - 10 \log_{10}(ENBW_N \cdot \Delta f), \quad (9.3)$$

kde $ENBW_N$ je ekvivalentní šumová šířka pásma normovaná binovou roztečí. Přepočtení na celkové šumové napětí vztažené na jednotkovou šířku pásma na vstupu OZ1 je poté určena ze vztahu

$$S_{U,TOT} \left[\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} \right] = 10 \exp \left(\frac{1}{20} \left(S_{uo,tot} \left[\text{dB}/\sqrt{\text{Hz}} \right] - G_1 - G_2 \right) \right), \quad (9.4)$$

kde G_1 je zisk testovaného zesilovače a G_2 je zisk zesilovače OZ2 [14].

9.3 Návrh obvodu pro simulaci šumového napětí

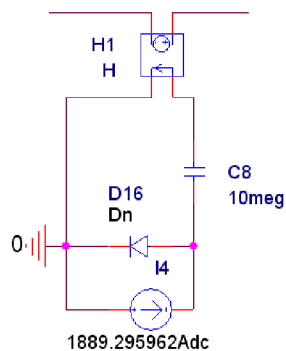
Spice modeluje tři druhy šumu. Tepelný šum rezistorů, blikavý a výstřelkový šum v polovodičích. V kapitole 6 bylo pro odstranění tepelného šumu rezistorů použito řízených zdrojů. V makromodelu MPZ by už při tak dosti vysokém počtu řízených

zdrojů nebylo možné nahradit všechny rezistory s vysokou hodnotou odporu, které se převážně podílejí na celkovém šumu samotného modelu. Pro minimalizaci šumu se využije možnosti “zmrazit“ rezistor na 0 K. Vložení prázdného modelu rezistoru Rbreak a následnou definicí parametru T_abs v prostředí simulátoru lze eliminovat generování tepelného šumu rezistorů. Na celkovém šumu modelu se tak podílejí pouze vstupní tranzistor J_1 a J_2 . Šum modelu lze snížit zvýšením hodnoty proudového zdroje I_{SS} .

Pro simulaci šumu ve SPICE bude využito šumových vlastností diody. Pokud diodou protéká proud, tak dioda generuje šumový proud, který je součtem blikavého a výstřelkového šumu. Blikavý šum (Flicker Noise) je šum typu „ $1/f$ “ a uplatňuje se na nízkých kmitočtech. Výstřelkový šum (Shot Noise) je bílý šum a je kmitočtově nezávislý stejně jako tepelný šum [4],[7]. Šumový proud je dán následující rovnicí

$$i_N^2 = 2q \cdot I_d + KF \cdot I_d^{AF} / f, \quad (9.5)$$

kde I_d je proud tekoucí diodou, f je kmitočet, KF koeficient blikavého šumu a AF exponent blikavého šumu. Schéma zapojení pro modelování šumového napětí OZ je uvedeno na obr. 9.1. Zdroj proudu I_4 nastaví požadovaný proud diodou, který je vypočten ze vztahu 9.6. Tato hodnota bude modelovat bílý šum OZ. Při výpočtu hodnoty pro nastavení bílého šumu musí být bráno v potaz, že samotný model MPZ má určitou hodnotu šumového napětí. Při simulaci šumu vhodně upraveného obvodu bylo zjištěno, že celkový model má vlastní hodnotu šumového napětí $U_N = 12,328 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Tuto hodnotu je nutné odečíst od požadované hodnoty bílého šumu. Parametr KF v modelu diody simuluje šum $1/f$. Rovnice 9.7 uvádí vztah pro výpočet parametru KF. Zdroj napětí řízený proudem transformuje proudový šum generovaný diodou na napěťový a kondenzátor C_8 nepropouští dále do modelu stejnosměrnou složku, čímž je zajištěno, že nedojde k ovlivnění nastaveného pracovního bodu. Jeho hodnota je záměrně zvolena velmi vysoká tak, aby byl šum $1/f$ modelován i od velmi nízkých kmitočtů.



Obr. 9.1: Schéma zapojení pro modelování šumového napětí OZ

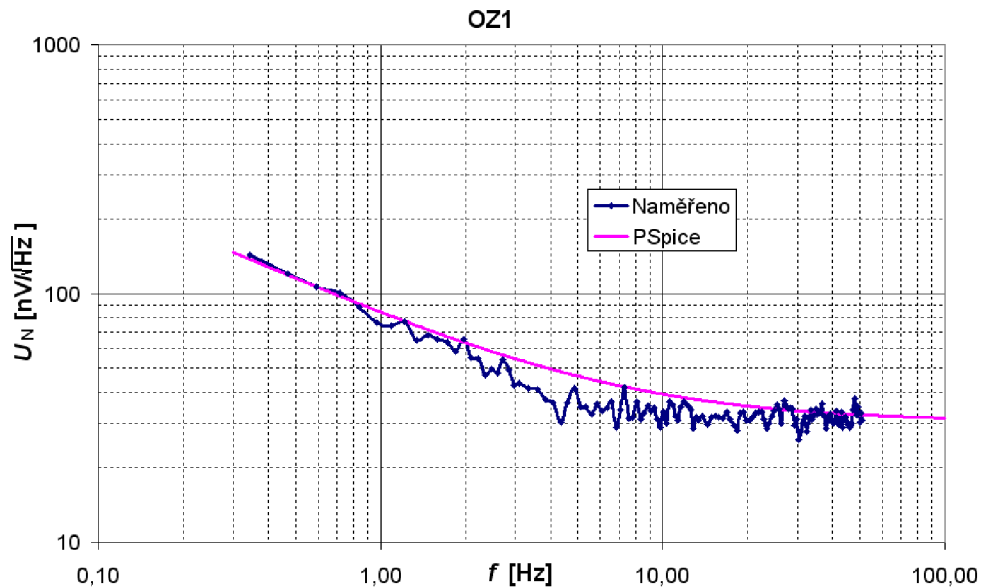
$$I_d = \frac{i_n^2}{2q} = \frac{\left(\sqrt{i_n^2 - i_{nm}^2}\right)^2}{2q} = \frac{\left(32,102 \cdot 10^{-9}\right)^2 - \left(12,328 \cdot 10^{-9}\right)^2}{2q} = 2741,76 \text{ A} \quad (9.6)$$

Parametr KF je pak vypočítán ze známé lomové frekvence a proudu tekoucího diodou. Parametr AF je nastaven na hodnotu 1 proto, aby šum $1/f$ s na decibelové stupnici klesal

lineárně [7],[14],[18]

$$KF = 2q \cdot f = 2q \cdot 7 = 2,24305 \cdot 10^{-18}. \quad (9.7)$$

Naměřené a simulované hodnoty pro OZ OPA129

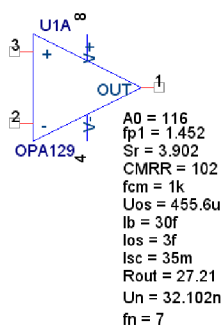


Obr. 9.2: Porovnání naměřených hodnot šumové napětí OZ se simulovanými.

Schéma zapojení měřicího přípravku i s návrhem DPS jsou uvedeny v příloze V. Měřicí přípravek je rozdělen na dvě části. První DPS obsahuje měřící obvod a druhá nízkošumový předzesilovač OPA211 pro měření na spektrálním analyzátoru. Ve stínící krabici spolu s nízkošumovým předzesilovačem jsou umístěny pasivní filtry s mezní frekvencí $f_m = 0,2$ Hz. Hlavním důvodem rozdělení na měřící obvod a předzesilovač s filtry je vysoká pořizovací cena foliových kondenzátorů. Při měření jiného typu OZ lze mechanicky oddělit část s předzesilovačem a navrhnout pouze DPS pro měřený OZ.

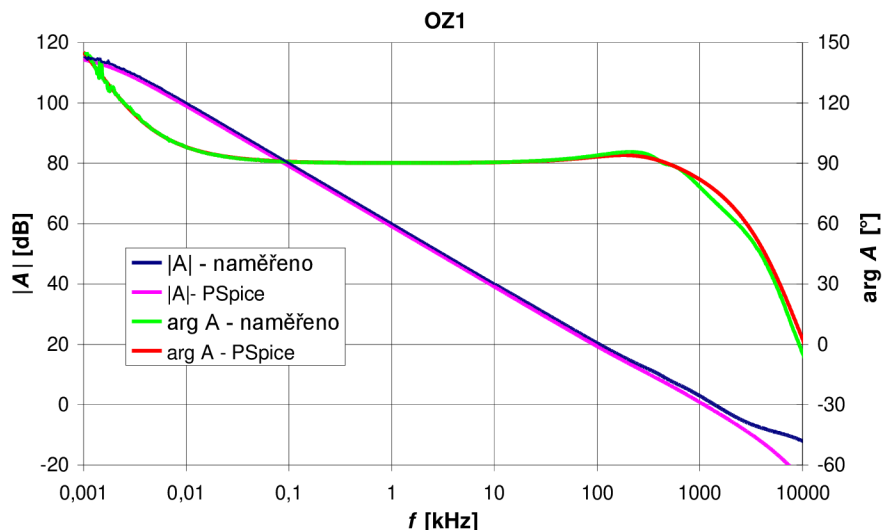
10 POROVNÁNÍ PŘENOSTI MPZ S NAMĚŘENÝMI HODNOTAMI

V této části jsou zobrazeny průběhy pro OZ OPA129. V jednotlivých závislostech jsou zobrazeny naměřené parametry s parametry simulovanými v programu OrCAD PSpice. Z grafických závislostí je možné subjektivně posoudit přesnost vytvořeného makromodelu s reálným OZ. Z výpočtů uvedených v předchozích kapitolách byl sestaven kompletní makromodel MPZ. Podobně jako pro Boyleho model, je makroobvod definován parametricky a tím je umožněno v omezené míře simulovat výrobní tolerance OZ. Zdrojový kód knihovny .lib je uveden v příloze BB.



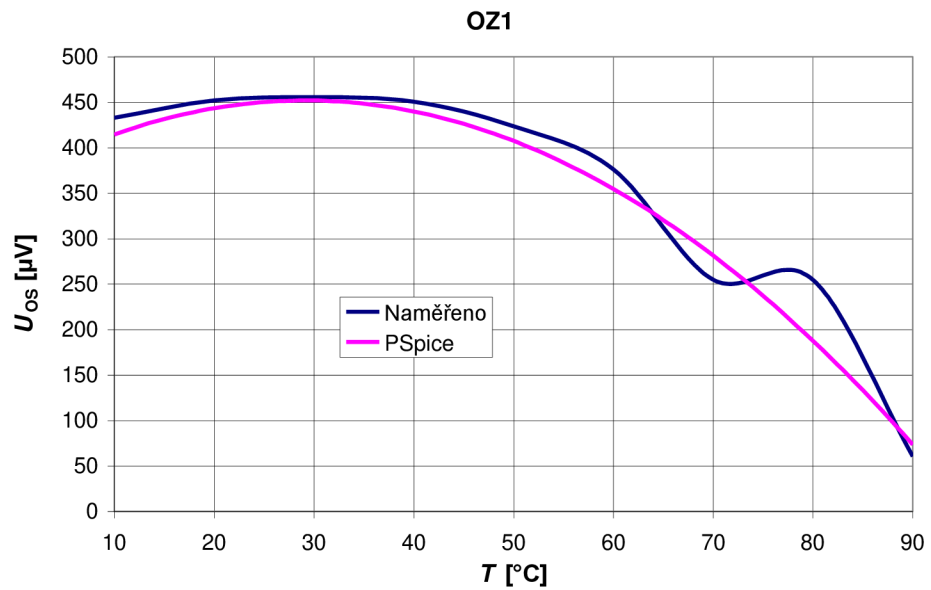
Obr. 10.1: Schématická značka makromodelu MPZ pro OZ OPA129

10.1 Zesílení v otevřené smyčce



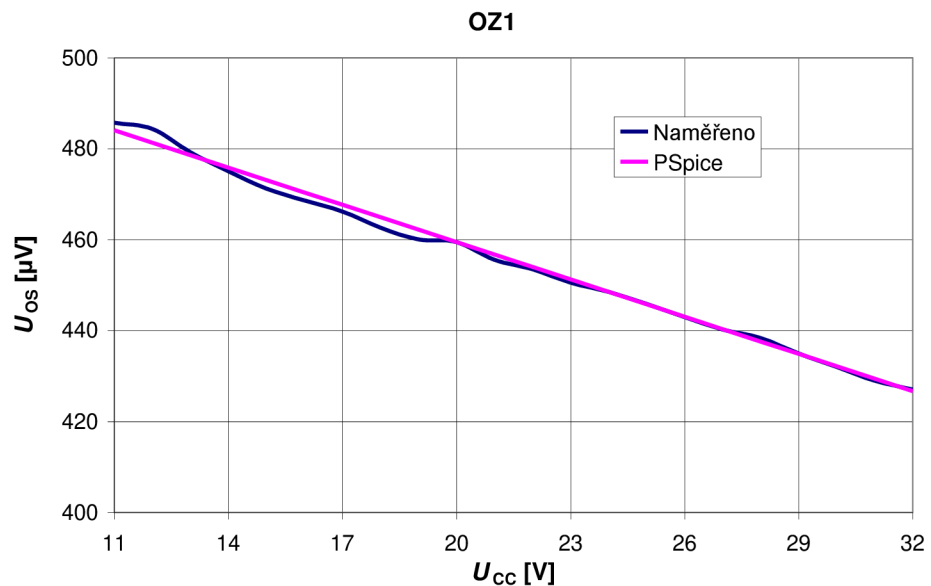
Obr. 10.2: Frekvenční závislost zesílení v otevřené smyčce

10.2 Teplotní závislost vstupního zbytkového napětí



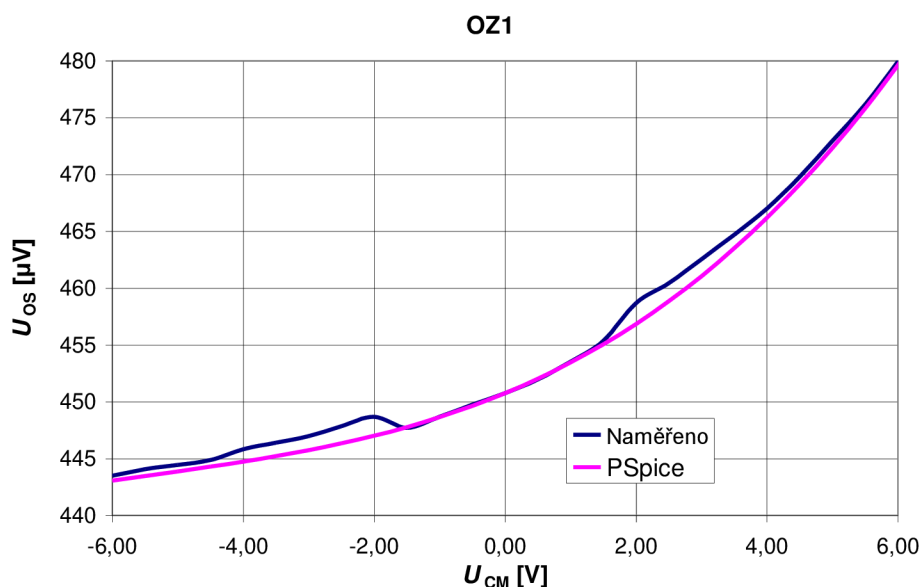
Obr. 10.3: Teplotní závislost zbytkového napětí při napájecím napětí $U_{CC} = \pm 12\text{V}$.

10.3 Závislost vstupního zbytkového napětí na velikosti napájecího napětí



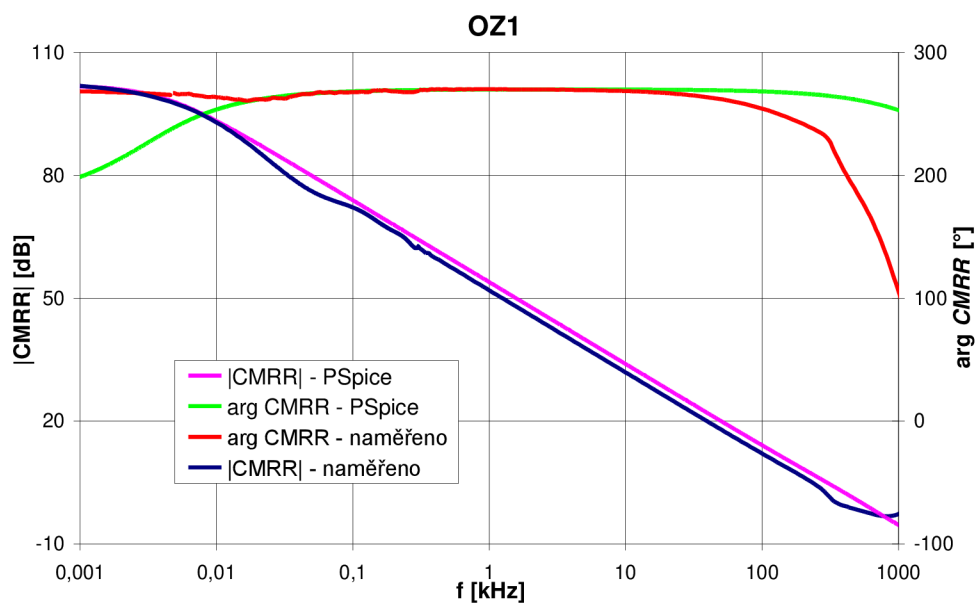
Obr. 10.4: Graf závislosti zbytkového napětí na velikosti napájecího napětí při $T = 30\text{ }^\circ\text{C}$ a $U_{CM} = 0\text{V}$.

10.4 Závislost vstupního zbytkového proudu na nesymetrii napájení



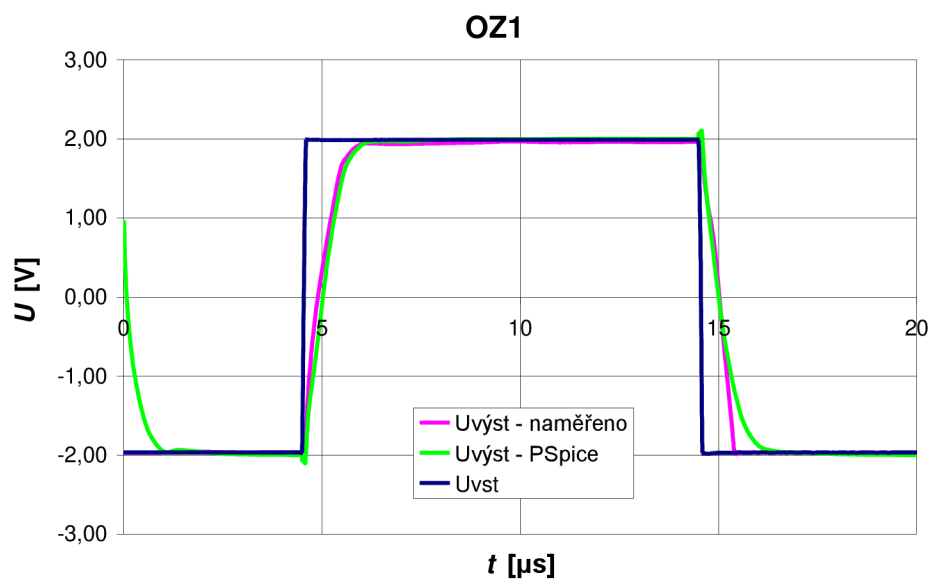
Obr. 10.5: Graf závislosti zbytkového napětí na nesymetrii napájecího napětí při $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $U_{CC} = \pm 12\text{V}$.

10.5 Frekvenční závislost potlačení souhlasného napětí



Obr. 10.6: Frekvenční závislost potlačení souhlasného napětí

10.6 Časový průběh rychlosti přeběhu



Obr. 10.7: Časový průběh rychlosti přeběhu

Pro porovnání vybraných parametrů OZ jsou v tabulce 10.1 uvedeny naměřené hodnoty pro OZ OPA129 spolu se simulovanými v programu PSpice. Pro přehled jsou uvedeny ještě hodnoty udávané v katalogovém listě výrobce.

Tab. 10.1: Naměřené a nasimulované hodnoty parametrů OZ OPA129

Parametr	OPA129 OZ1	Makromodel OZ1	Typické hodnoty v katalogu	jednotka
S_R	3,902	3,877	2,5	V/ μ s
f_{PI}	1,452	1,894	1	Hz
I_B	33,67	33,67	± 30	fA
I_{OS}	11,52	11,98	± 30	fA
U_{OS}	0,4516	0,4508	± 0.5	mV, $T=27^\circ\text{C}$, $U_{CC} = \pm 12\text{V}$
A_0	116	114,2	120	dB
$CMRR$	102	102,01	118	dB
f_{CM}	4	4,2904	30	Hz
I_{SC}	-	35,55	35	mA
U_N	32,102	31,6	28	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, $f = 100\text{ Hz}$
R_{OUT}	27,21	27,21	-	Ω

ZÁVĚR

V této práci byl ukázán postup vytvoření dvou různých typů makromodelů OZ. V první části práce byl vytvořen Boyleho model pro operační zesilovač LM358. V druhé části práce byl vytvořen model multiple pole/zero pro operační zesilovač OPA129. Předností obou vytvořených makroobvodů je možnost jednoduchou změnou jejich parametrů simulovat výrobní tolerance modelovaného OZ a v určité omezené míře i jiné typy OZ.

Pro ověření přesnosti obou navržených modelů byly vytvořeny desky plošných spojů pro měření parametrů OZ. Navržené desky byly umístěny do stíněných krabiček. Navržená aparatura umožňuje měřit podobné typy OZ pouhou výměnou OZ v patici. V kapitolách 5 a 10 jsou pro subjektivní posouzení přesnosti uvedeny naměřené průběhy a simulované charakteristiky v programu PSpice. V tab. 7.1 je uveden přehled naměřených parametrů a hodnot z postprocesoru PSpice.

Boyleho model uvažuje vstupní a výstupní charakteristiky, frekvenční závislosti v rozdílném i souhlasném režimu, klidové stejnosměrné charakteristiky, vstupní zbytkové napětí, vstupní zbytkové proudy, rychlost přeběhu, rozkmit výstupního napětí, omezení zkratového proudu na výstupu a je doplněn o obvody pro modelování vstupního šumové napětí OZ. Navržený makroobvod neuvažuje správně teplotní závislosti a drift vstupní nesymetrie. Boyleho model uvažuje pouze dva póly, což při porovnání s naměřenými parametry se ukazuje jako nedostačující pro návrh makromodelů rychlých OZ.

Předností modelu MPZ je možnost zavést do makroobvodu více pólů a nul. Ty jsou modelovány samostatnými bloky zařazenými do kaskády. Dalším podstatným rozdílem je možnost použití stejných typů vstupních zařízení jako je tomu u skutečného OZ. Nevýhodou modelu MPZ je složitější výpočet při simulaci, což často vede k problémům s konvergencí. V mnoha případech tak musí uživatel měnit výchozí parametry simulátoru, tj. změnit počet iterací či přesnost výpočtu simulace.

Model MPZ byl doplněn o obvody pro simulaci vstupní nesymetrie a modeluje tak závislosti vstupního zbytkového napětí na teplotě, velikosti napájecího napětí a jeho nesymetrii. V kapitole 9 je popsán postup pro měření a následnou simulaci šumových vlastností OZ.

LITERATURA

- [1] DOSTÁL, Jiří. Operační zesilovače. 1.vyd. Praha : BEN-technická Literatura, 2005. xxix, 504 s. ISBN 80-7300-049-0.
- [2] KOLKA, Z. *Počítačové řešení elektronických obvodů*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007.
- [3] BOYLE, Graeme; COHN, Barry; PEDERSON, Donald. Macromodeling of Integrated Circuit Operational Amplifiers. IEEE Journal : Solid-State Circuits [online]. December 1974, vol. sc-9, no. 6, [cit. 2010-12-26]. Dostupný z WWW: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1050528>. ISSN 0018-9200.
- [4] BIOLEK, D. *Modelování a simulace v mikroelektronice*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005.
- [5] DOLEČEK, Jaroslav. Operační zesilovače a komparátory. 1.vyd. Praha : BEN-technická Literatura, 2007. 231 s. ISBN 978-80-7300-1, EAN: 9788073001872.
- [6] BRANČÍK,L; DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody*. Elektronické skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2007.
- [7] Cadence Design Systems RSS. In PSpice Reference Guide [online]. Second online edition. San Jose : Cadence, 31.5.2000 [cit. 2010-12-26]. Dostupné z WWW: <http://www.seas.upenn.edu/~jan/spice/PSpice_ReferenceguideOrCAD.pdf>.
- [8] STMicroelectronic RSS. In LM158-LM258-LM358 : Low power dual operational amplifiers [online]. 8th rev. Geneva : STMicroelectronic, 26.8.2008 [cit. 2010-12-26]. Dostupné z WWW: <http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00000464.pdf>.
- [9] Massachusetts Institute of Technology. Dept. of Electrical Engineering and Computer Science. In CHENG-WEI, Pei. Macromodeling and demonstration of the LT6600 amplifier and lowpass filter [online]. Cambridge : Massachusetts Institute of Technology, 2004 [cit. 2010-12-26]. Dostupné z WWW: <<http://dspace.mit.edu/handle/1721.1/16685>>
- [10] ALEXANDER, M. ; BOWERS, D. F. Spice-compatible Op Amp Macro-Models. In.Norwood, Massachusetts: Precision Monolithics Inc.,1990 [cit. 2010-05-19]. Dostupné na www: <http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/48136144500269408631801016AN138.pdf>
- [11] National Semiconductor. A SPICE Compatible Macromodel for CMOS Operational Amplifiers. In National Semiconductor. A SPICE Compatible Macromodel for CMOS Operational Amplifiers [online]. Santa Clara : National Semiconductor, September 1992 [cit. 2011-04-15]. Dostupné z WWW: <<http://www.national.com/an/AN/AN-856.pdf>>.
- [12] Burr-Brown Corporation. OPERATIONAL AMPLIFIER MACROMODELS : A COMPARISON. In Texas Instruments.OPERATIONAL AMPLIFIER MACROMODELS : A COMPARISON [online]. Tucson : Burr-Brown, 2000 [cit. 2011-04-15]. Dostupné z WWW: <<http://focus.ti.com/lit/an/sboa027/sboa027.pdf>>.
- [13] Texas Instruments. Ultra-low bias current difet operational amplifiers : OPA129. In Burr-Brown. Ultra-low bias current difet operational amplifiers : OPA129 [online]. Texas : [s.n.], 2007, last revision 1th April 2007 [cit. 2011-04-15]. Dostupné z WWW: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa129.pdf>>.

- [14] VLK, Michal. Šumy v lineárních obvodech. In [online]. Praha : CVUT, 2004 [cit. 2011-05-15]. Dostupné z WWW: <<http://radio.feld.cvut.cz/~vlk/thesis/kap3.pdf>>.
- [15] DŘÍNOVSKÝ, Jiří. Radioelektronická měření [online]. Brno : FEKT, 2004, 28.04. 2011 [cit. 2011-05-15]. Dostupné z WWW: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?V%26yacute%3Buka:Radioelektronick%26aacute%3B_m%EC%F8en%26iacute%3B>.
- [16] Low Level Measurements Handbook : Precision DC Current, Voltage, and Resistance Measurements. In Keithley Instruments, Inc. [online]. 6th revision. Ohio : [s.n.], 2004 [cit. 2011-05-18]. Dostupné z WWW: <http://www.helmar.com.pl/helmar/biblioteka/pdf/low_level_handbook.pdf>.
- [17] VRBA, Kamil ; HERMAN, Ivo; KUBÁNEK, David . Konstrukce elektronických zařízení. Brno : FEKT, 2004. 237 s.
- [18] Making Accurate Voltage Noise and Current Noise Measurements on Operational Amplifiers Down to 0.1Hz. In LA FONTAINE, Don. AN1560 [online]. Application Note 1560. [s.l.] : Intersil, 19th January, 2011 [cit. 2011-05-23]. Dostupné z WWW: <<http://www.intersil.com/data/an/an1560.pdf>>.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

A_0	Stejnoseměrné zesílení
$A(s)$	Kmitočtově závislé zesílení
β	Proudový zesilovací činitel
CM	Souhlasný mód
CMRR	Potlačení souhlasného vstupního napětí
$\Delta\phi$	Fázový posuv operačního zesilovače
DM	Rozdílový mód
DPS	Deska plošného spoje
E	Zdroj napětí řízený napětím
f	Signál v časové oblasti
f_{3dB}	Frekvence poklesu o 3 dB
f_P	Frekvence pólu
f_Z	Frekvence nuly
f_T	Tranzitní kmitočet
G	Zdroj proudu řízený napětím
GND	Svorka s nulovým potenciálem
I_B	Vstupní klidový proud
I_C	Kolektorový proud
I_{OS}	Vstupní zbytkový proud
I_S	Saturační proud
I_{SC}	Proud při výstupu nakrátko
k	Boltzmanova konstanta $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
MPZ	Multiple pole/zero
OZ	Operační zesilovač
P_{CC}	Příkon z napájecího napětí
q	Elementární náboj elektronu $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
R_{0-AC}	Střídavý výstupní odpor
R_{VST}	Vstupní odpor operačního zesilovače
R_{VYST}	Výstupní odpor operačního zesilovače
S_R^+	Pozitivní rychlost přeběhu
S_R^-	Negativní rychlost přeběhu

T	Teplota
U_A	Earlyho napětí
U_{BE}	Napětí mezi bází a kolektorem tranzistoru
U_{CC}	Napájecí napětí
U_{CM}	Jmenovité souhlasné vstupní napětí
U_D	Prahové napětí diody
U_N	Vstupní šumové napětí
U_{OS}	Vstupní zbytkové napětí
U_T	Teplotní napětí
ω_0	Úhlový kmitočet
ζ	Poměrné tlumení
Y_P	Poměrný překmit
Z_{VST}	Vstupní impedance obvodu
Z_{VYST}	Výstupní impedance obvodu

SEZNAM PŘÍLOH

A	Návrh DPS s LM358 pro měření proudové nesymetrie OZ	76
A.1	Obvodové zapojení	76
A.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	77
A.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	77
A.4	Seznam součástek	78
B	Návrh DSP s LM358 pro měření vstupního zbytkového napětí	79
B.1	Obvodové zapojení	79
B.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	80
B.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	80
B.4	Seznam součástek	81
C	Návrh DSP s LM358 pro měření rychlosti přeběhu	82
C.1	Obvodové zapojení	82
C.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	83
C.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	83
C.4	Seznam součástek	84
D	Návrh DSP s LM358 jednotkového zesilovače s kapacitní zátěží	85
D.1	Obvodové zapojení	85
D.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	86
D.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	86
D.4	Seznam součástek	87
E	Návrh DSP s LM358 pro měření potlačení souhlasného napětí	88
E.1	Obvodové zapojení	88
E.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	89
E.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	89
E.4	Seznam součástek	90
F	Návrh DPS s LM358 pro měření zesílení	91
F.1	Obvodové zapojení	91
F.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	92

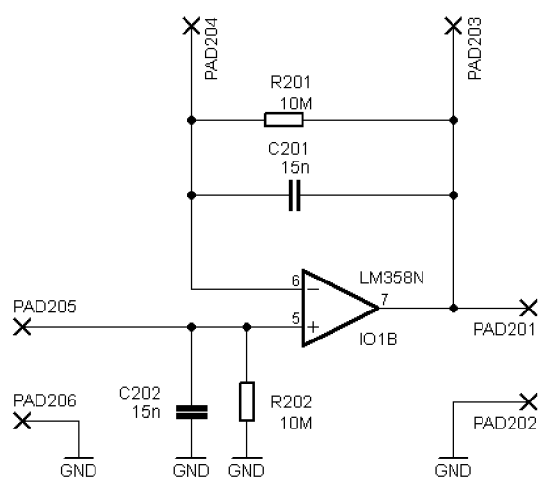
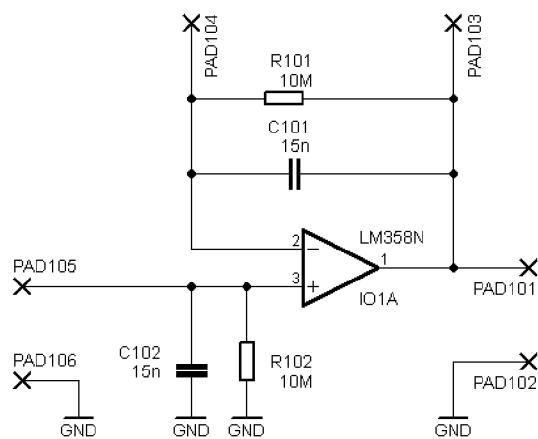
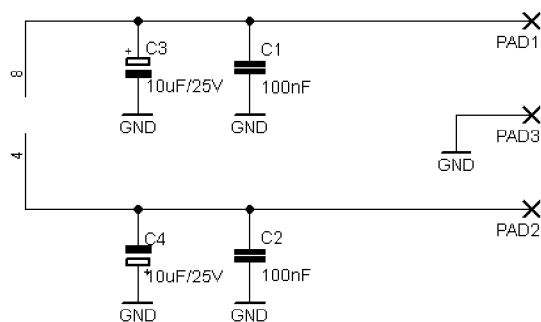
F.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	92
F.4	Seznam součástek	93
G	Časové průběhy pro určení rychlosti přeběhu	94
H	Kmitočtové závislosti <i>CMRR</i>	94
I	Časové průběhy odezvy na skokový signál s proměnnou kapacitní zátěží C_L	95
J	Frekvenční závislosti pro jednotkový zesilovač s kapacitní zátěží $C_L = 47$ pF	96
K	Zdrojový kód knihovny .LIB Boyleho makromodelu OZ	97
L	Seznam rovnic potřebných pro návrh Boyleho makromodelu	99
M	Měřicí aparatura pro LM358	100
N	Redukce SOIC-8 na DIP-8 Pro OPA129	101
N.1	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	101
N.2	Deska plošného spoje – bottom (strana součástek)	101
O	Návrh DPS s OPA129 pro měření proudové nesymetrie OZ	102
O.1	Obvodové zapojení	102
O.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	103
O.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	103
O.4	Seznam součástek	104
P	Návrh DPS s OPA129 pro měření vstupního zbytkové napětí	105
P.1	Obvodové zapojení	105
P.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	106
P.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	106
P.4	Seznam součástek	107
Q	Návrh DPS s OPA129 pro měření rychlosti přeběhu OZ	108
Q.1	Obvodové zapojení	108
Q.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	109
Q.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	109
Q.4	Seznam součástek	110
R	Návrh DPS s OPA129 pro měření odezvy na obdélníkový signál	111
R.1	Obvodové zapojení	111
R.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	112

R.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	112
R.4	Seznam součástek	113
S	Návrh DPS s OPA129 pro zesílení v otevřené smyčce	114
S.1	Obvodové zapojení	114
S.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	115
S.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	115
S.4	Seznam součástek	116
T	Návrh DPS s OPA129 pro měření potlačení souhlasného napětí	117
T.1	Obvodové zapojení	117
T.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	118
T.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	118
T.4	Seznam součástek	119
U	Návrh DPS S OPA129 pro měření výstupního odporu	120
U.1	Obvodové zapojení	120
U.2	Deska plošného spoje – top (strana součástek).....	121
U.3	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	121
U.4	Seznam součástek	122
V	Návrh DPS S OPA129 pro měření šumových vlastností OZ	123
V.1	Obvodové zapojení část 1	123
V.2	Obvodové zapojení část 2	123
V.3	Deska plošného spoje část 1 – top (strana součástek)	124
V.4	Deska plošného spoje část 1 – bottom (strana spojů).....	124
V.5	Deska plošného spoje část 2 – top (strana součástek)	125
V.6	Deska plošného spoje část 2 – bottom (strana spojů).....	125
V.7	Seznam součástek část 1	126
V.8	Seznam součástek část 2	126
W	Časové průběhy pro určení rychlosti přeběhu OPA129	127
X	Časové průběhy odezvy na obdélníkový signál	127
X.1	Časové průběhy pro operační zesilovač OPA129.....	127
X.2	Časové průběhy pro operační zesilovač OPA129 se zavedeným klidovým proudem	128
Y	Kmitočtové závislosti CMRR	128

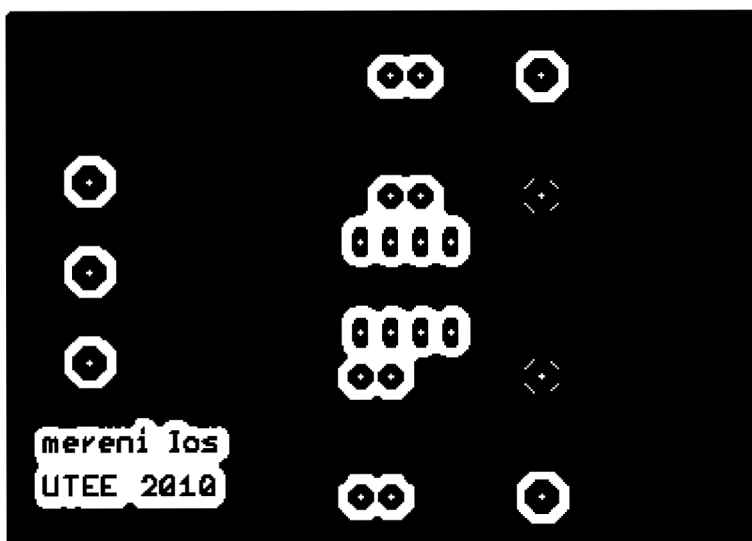
Z	Zapojení automatizovaného měření klidových proudů	129
AA	Zapojení automatizovaného měření zbytkového napětí	130
BB	Zdrojový kód knihovny .LIB makromodelu MPZ	131

A NÁVRH DPS S LM358 PRO MĚŘENÍ PROUDOVÉ NESYMETRIE OZ

A.1 Obvodové zapojení

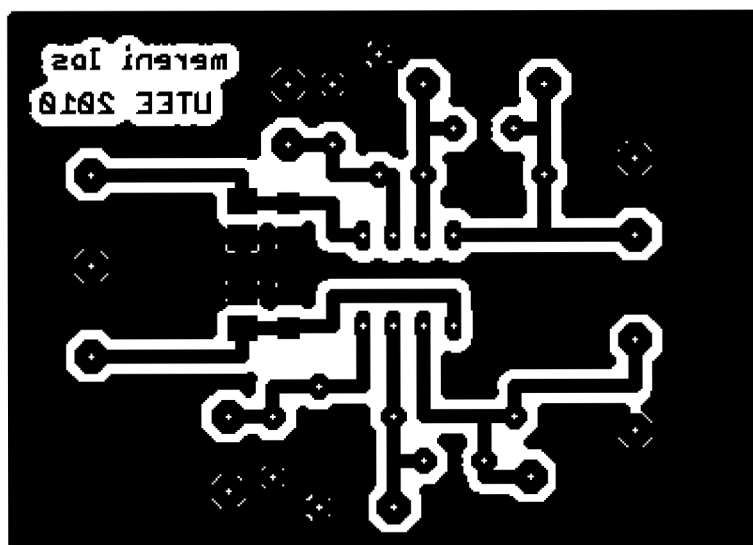


A.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

A.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



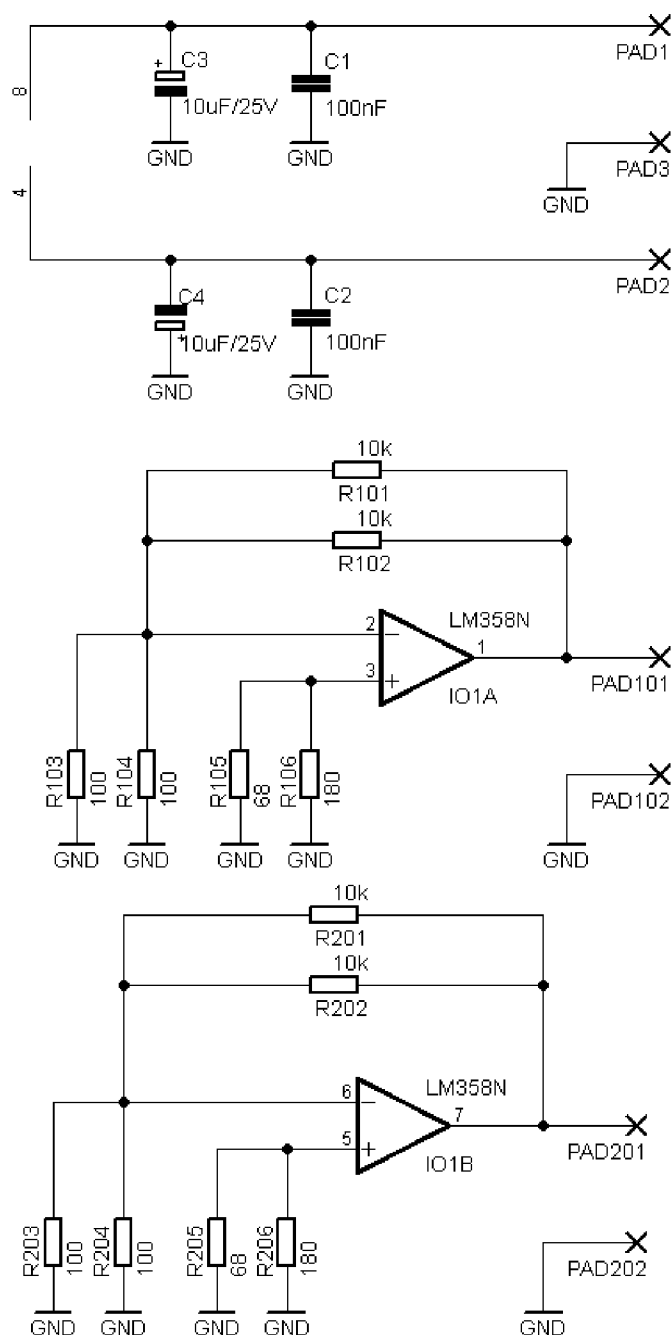
Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

A.4 Seznam součástek

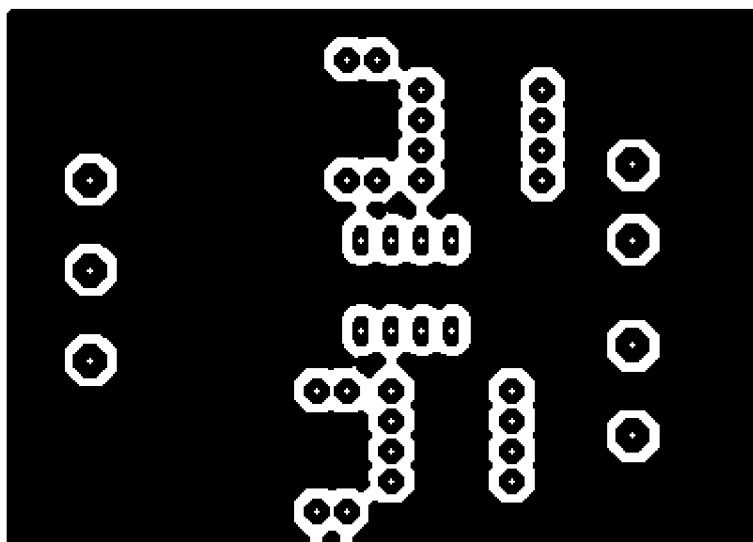
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1	100pF	C1206	1
C2	100pF	C1206	1
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
C101	15nF	C050-030X075	1
C102	15nF	C050-030X075	1
R101	10M	0207/10	1
R102	10M	0207/10	1
R201	10M	0207/10	1
R202	10M	0207/10	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/2	1
PAD3	modrý	EBV 26/2	1
PAD101	bílý	EBV 26/2	1
PAD102, PAD202	černý	EBV 26/2	1
PAD201	bílý	EBV 26/2	1
PAD103, PAD104, PAD203 ,PAD204	KNX-245	631-160	1
PAD105, PAD106, PAD203, PAD204	KNX-245	631-160	1
IO1	LM358N	DIL08	1

B NÁVRH DSP S LM358 PRO MĚŘENÍ VSTUPNÍHO ZBYTKOVÉHO NAPĚTÍ

B.1 Obvodové zapojení

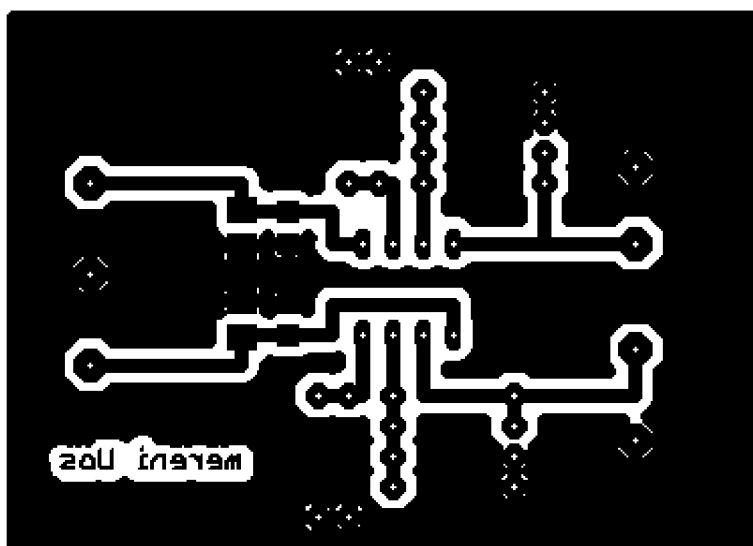


B.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

B.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



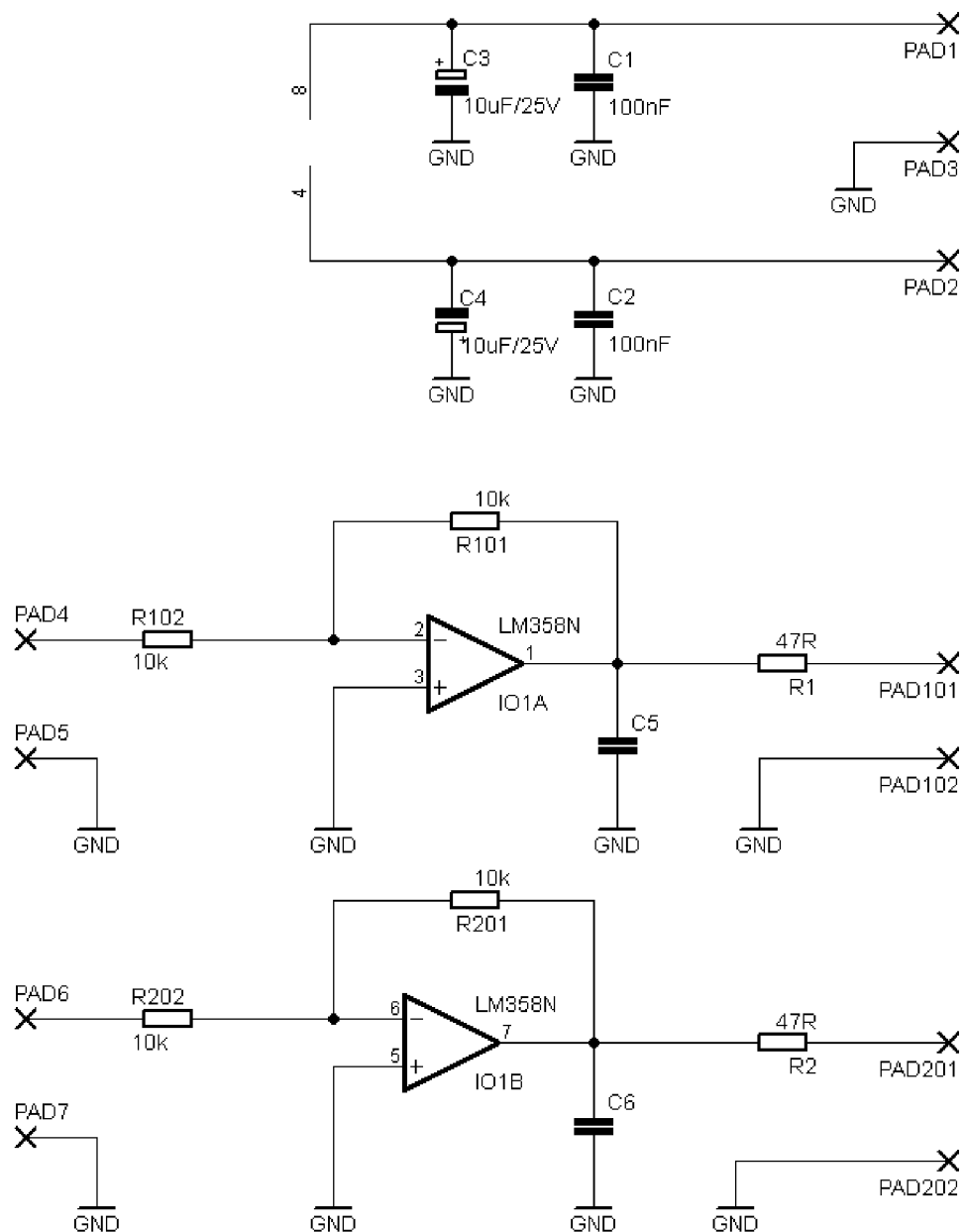
Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

B.4 Seznam součástek

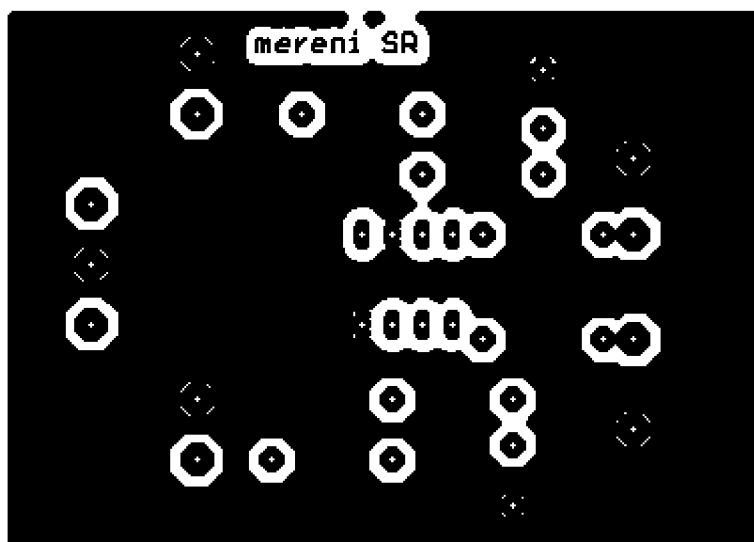
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1	100pF	C1206	1
C2	100pF	C1206	1
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
R101	10k	0207/10	1
R102	10k	0207/10	1
R103	100R	0207/10	1
R104	100R	0207/10	1
R105	68R	0207/10	1
R106	180R	0207/10	1
R201	10k	0207/10	1
R202	10k	0207/10	1
R203	100R	0207/10	1
R204	100R	0207/10	1
R205	68R	0207/10	1
R206	180R	0207/10	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/2	1
PAD3	modrý	EBV 26/2	1
PAD101	bílý	EBV 26/2	1
PAD102, PAD202	černý	EBV 26/2	1
PAD201	bílý	EBV 26/2	1
IO1	LM358N	DIL08	1

C NÁVRH DSP S LM358 PRO MĚŘENÍ RYCHLOSTI PŘEBĚHU

C.1 Obvodové zapojení

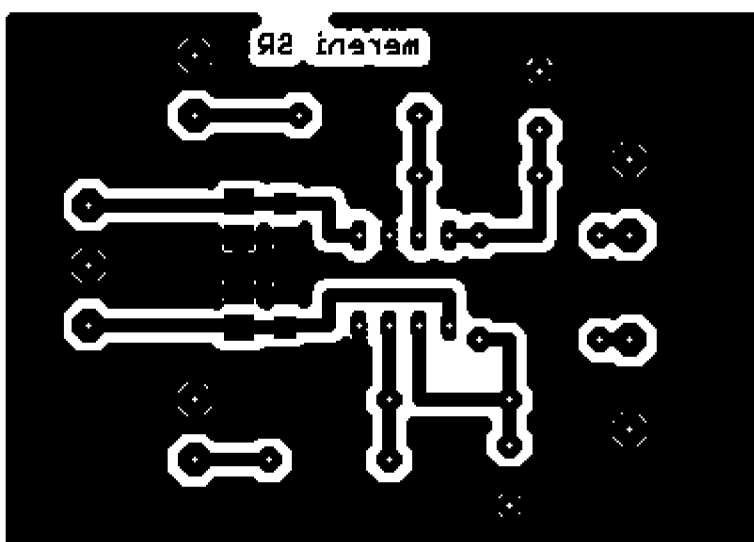


C.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

C.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



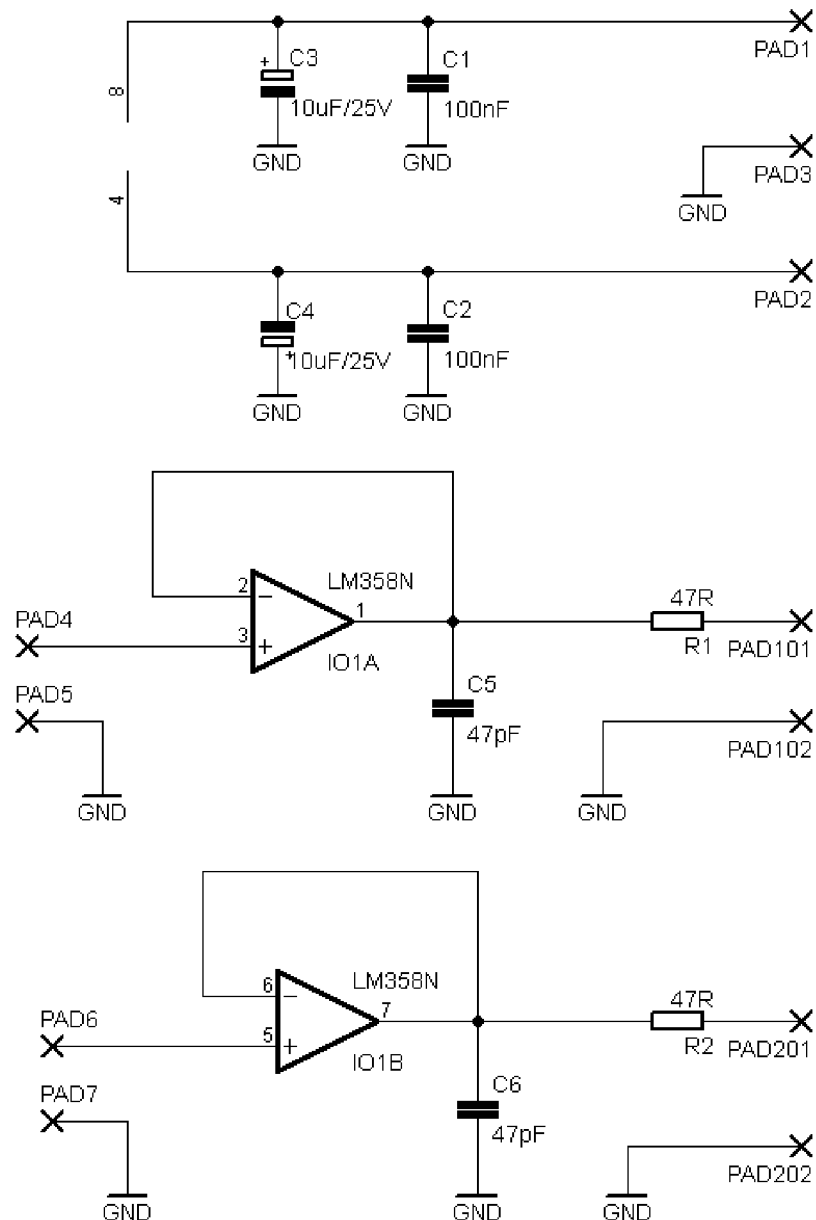
Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

C.4 Seznam součástek

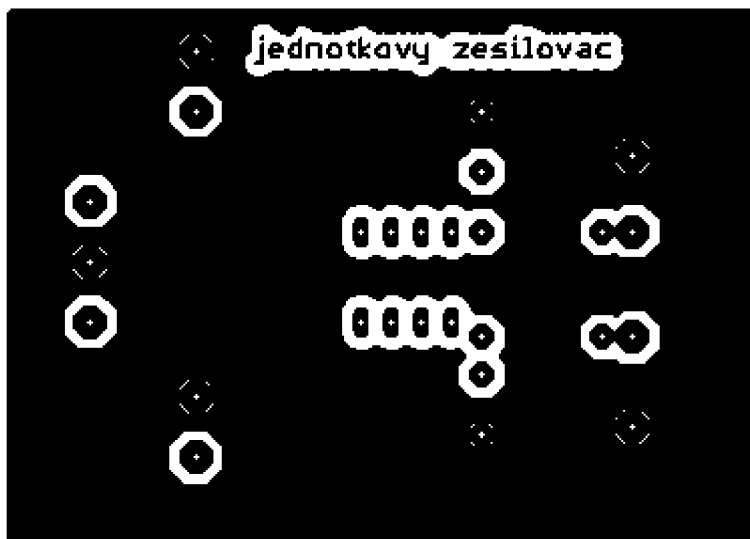
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1	100pF	C1206	1
C2	100pF	C1206	1
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
R1	47R	0207/10	1
R2	47R	0207/10	1
R101	10k	0207/10	1
R102	10k	0207/10	1
R101	10k	0207/10	1
R102	10k	0207/10	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/2	1
PAD3	modrý	EBV 26/2	1
PAD4, PAD5	BNC Z-50	817-013	1
PAD6, PAD7	BNC Z-50	817-013	1
PAD101, PAD102	BNC Z-50	817-013	1
PAD101, PAD102	BNC Z-50	817-013	1
IO1	LM358N	DIL08	1

D NÁVRH DSP S LM358 JEDNOTOKOVÉHO ZESILOVAČE S KAPACITNÍ ZÁTĚŽÍ

D.1 Obvodové zapojení

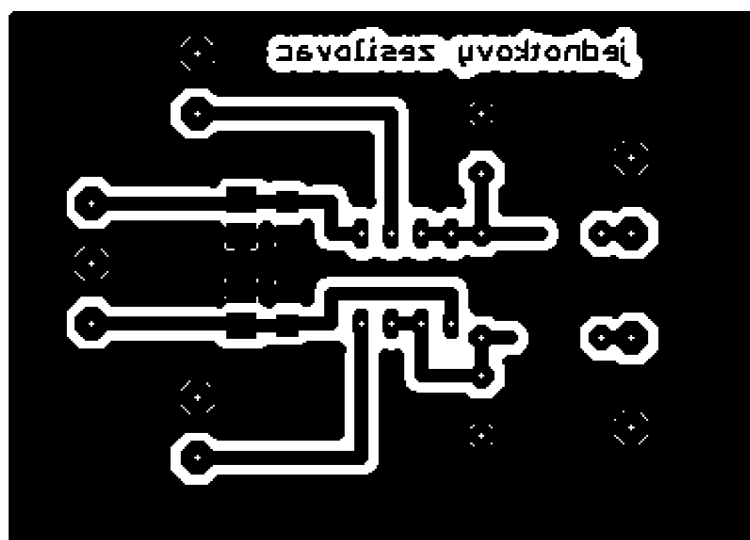


D.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

D.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



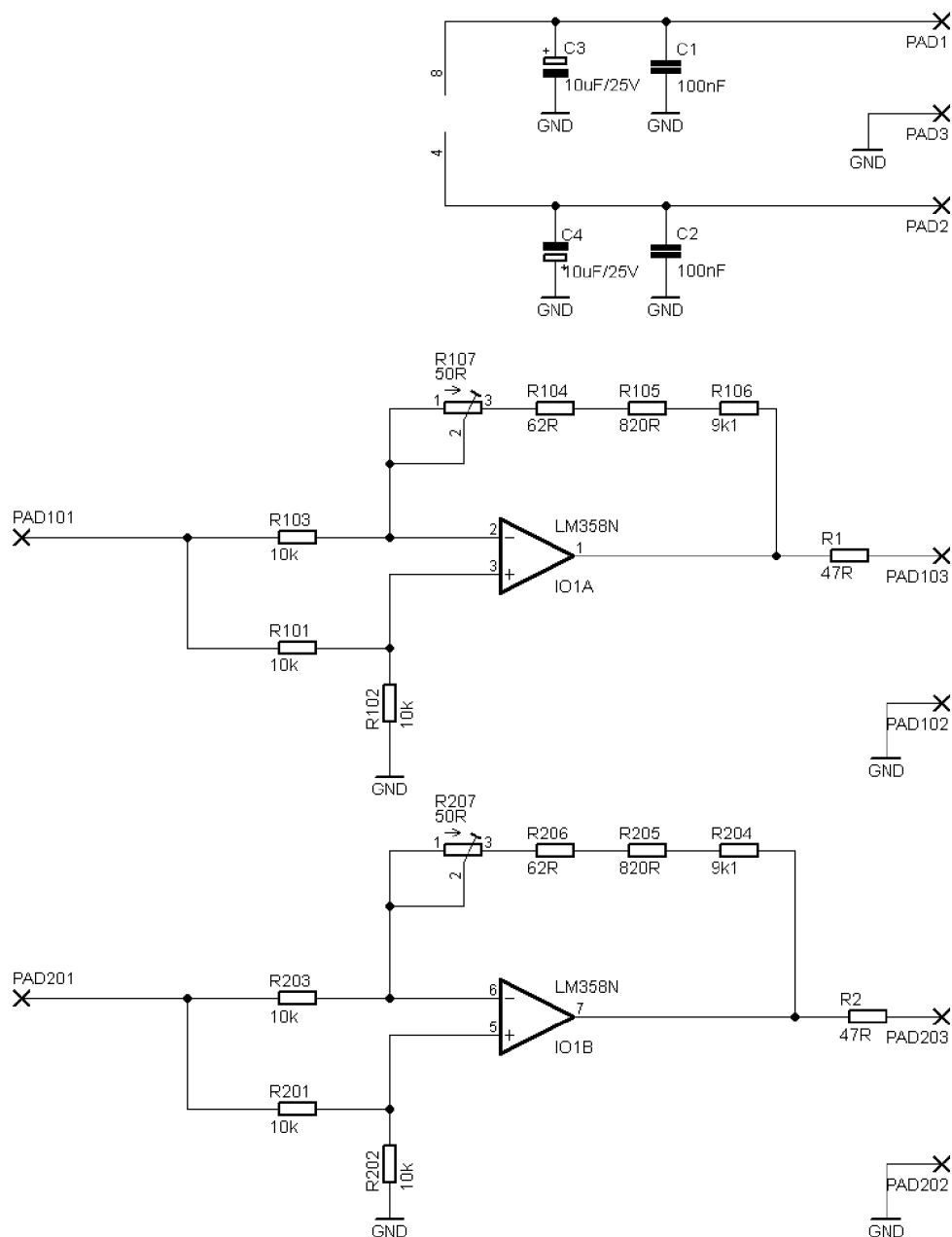
Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

D.4 Seznam součástek

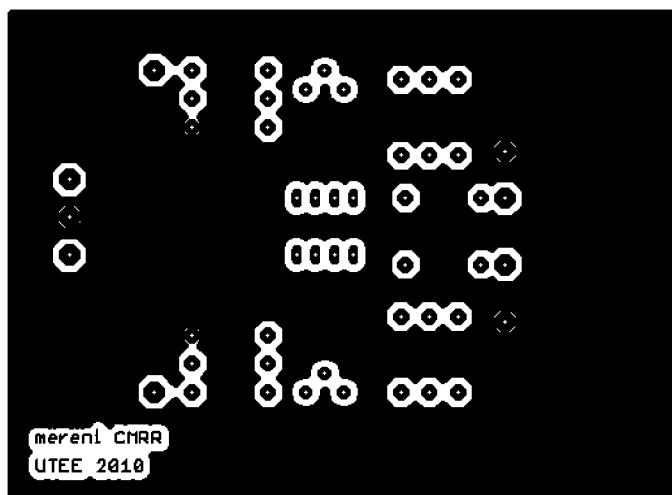
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1	100pF	C1206	1
C2	100pF	C1206	1
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
C5	47pF	C050-030X075	1
C6	47pF	C050-030X075	1
R1	47R	0207/10	1
R2	47R	0207/10	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/2	1
PAD3	modrý	EBV 26/2	1
PAD4, PAD5	BNC Z-50	817-013	1
PAD6, PAD7	BNC Z-50	817-013	1
PAD101, PAD102	BNC Z-50	817-013	1
PAD201, PAD202	BNC Z-50	817-013	1
IO1	LM358N	DIL08	1

E NÁVRH DSP S LM358 PRO MĚŘENÍ POTLAČENÍ SOUHLASNÉHO NAPĚTÍ

E.1 Obvodové zapojení

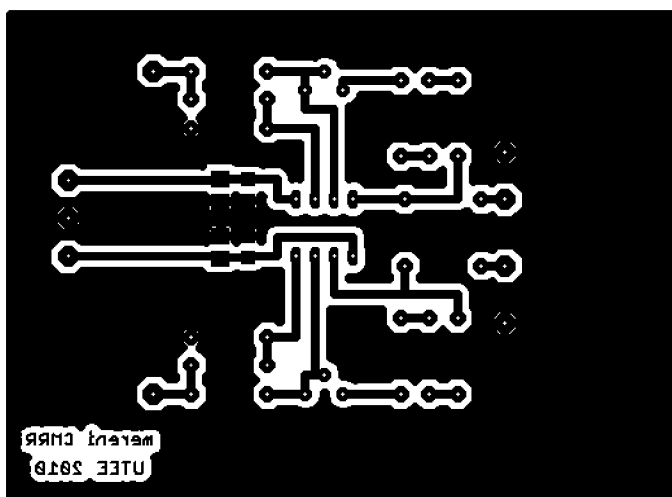


E.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

E.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



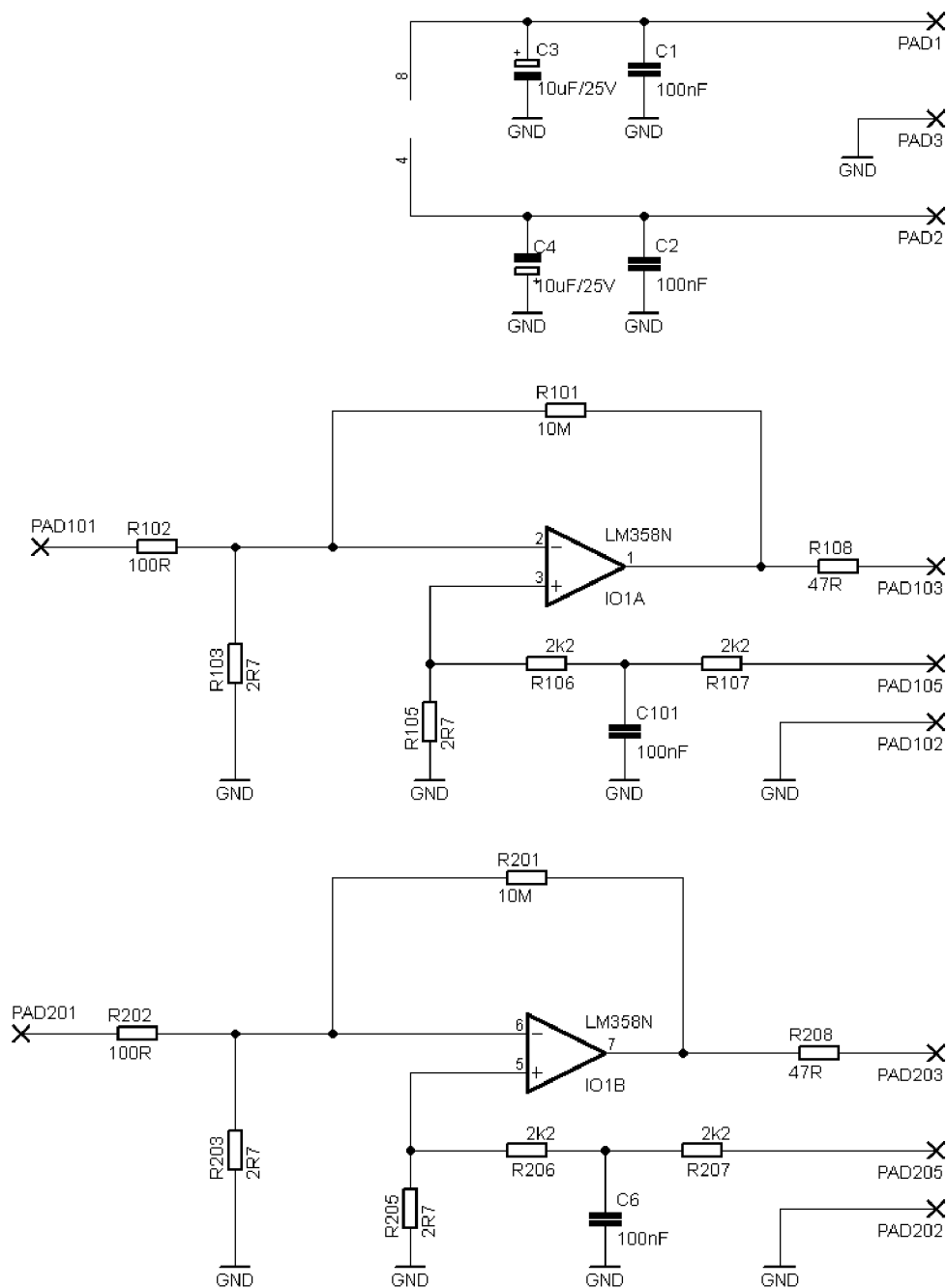
Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

E.4 Seznam součástek

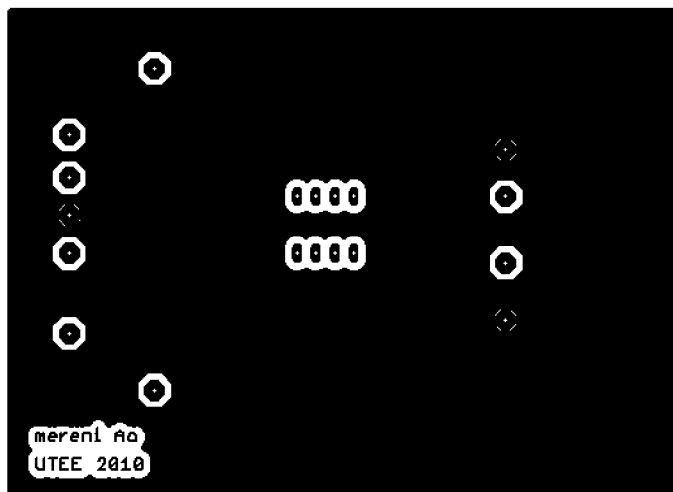
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1	100pF	C1206	1
C2	100pF	C1206	1
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
R1	47R	0207/10	1
R2	47R	0207/10	1
R101	10k; 0,1%	0207/10	1
R102	10k; 0,1%	0207/10	1
R103	10k; 0,1%	0207/10	1
R104	62R; 0,1%	0207/10	1
R105	820R; 0,1%	0207/10	1
R106	9k1; 0,1%	0207/10	1
R107	50R; 0,1%	RTRIM64Y	1
R201	10k; 0,1%	0207/10	1
R202	10k; 0,1%	0207/10	1
R203	10k; 0,1%	0207/10	1
R204	9k1; 0,1%	0207/10	1
R205	820R; 0,1%	0207/10	1
R206	62R; 0,1%	0207/10	1
R207	50R; 0,1%	RTRIM64Y	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/2	1
PAD3	modrý	EBV 26/2	1
PAD4, PAD5	BNC Z-50	817-013	1
PAD6, PAD7	BNC Z-50	817-013	1
PAD101	BNC Z-50	817-013	1
PAD102, PAD103	BNC Z-50	817-013	1
PAD201	BNC Z-50	817-013	1
PAD202, PAD203	BNC Z-50	817-013	1
IO1	LM358N	DIL08	1

F NÁVRH DPS S LM358 PRO MĚŘENÍ ZESÍLENÍ

F.1 Obvodové zapojení

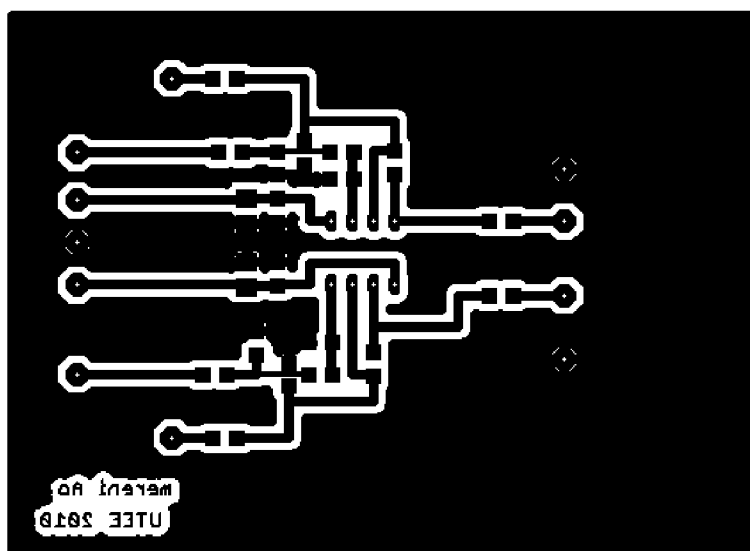


F.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

F.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)

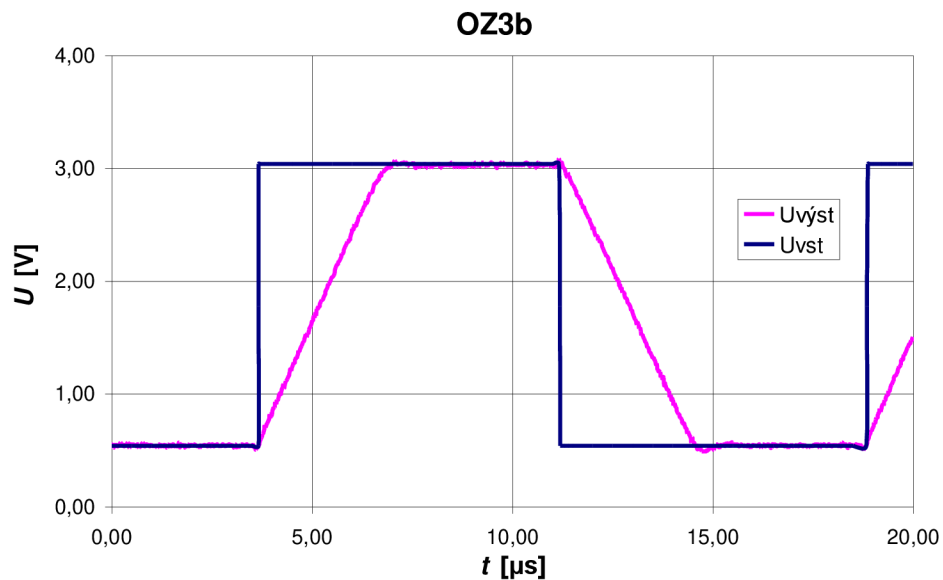


Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

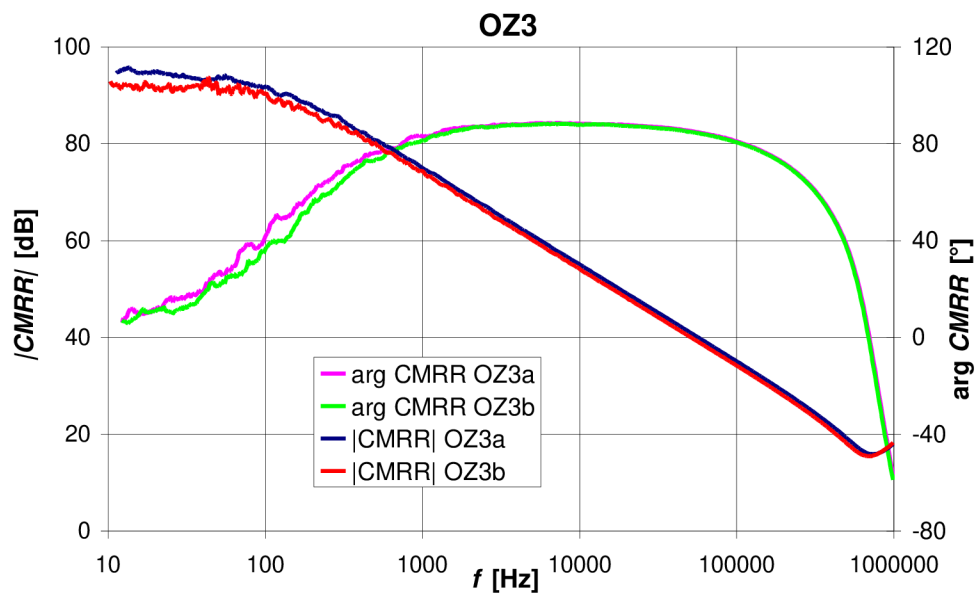
F.4 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1	100pF	C1206	1
C2	100pF	C1206	1
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
C6	100nF	C1206	1
C101	100nF	C1206	1
R101	10M	R1206	1
R102	100R	R1206	1
R103	2R7	R1206	1
R105	2R7	R1206	1
R106	2k2	R1206	1
R107	2k2	R1206	1
R108	47R	R1206	1
R201	10M	R1206	1
R202	100R	R1206	1
R203	2R7	R1206	1
R205	2R7	R1206	1
R206	2k2	R1206	1
R207	2k2	R1206	1
R208	47R	R1206	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/2	1
PAD3	modrý	EBV 26/2	1
PAD4, PAD5	BNC Z-50	817-013	1
PAD6, PAD7	BNC Z-50	817-013	1
PAD101	BNC Z-50	817-013	3
PAD102, PAD103	BNC Z-50	817-013	1
PAD105	zelený	EBV 26/2	1
PAD201	BNC Z-50	817-013	3
PAD202, PAD203	BNC Z-50	817-013	1
PAD205	zelený	EBV 26/2	1
IO1	LM358N	DIL08	1

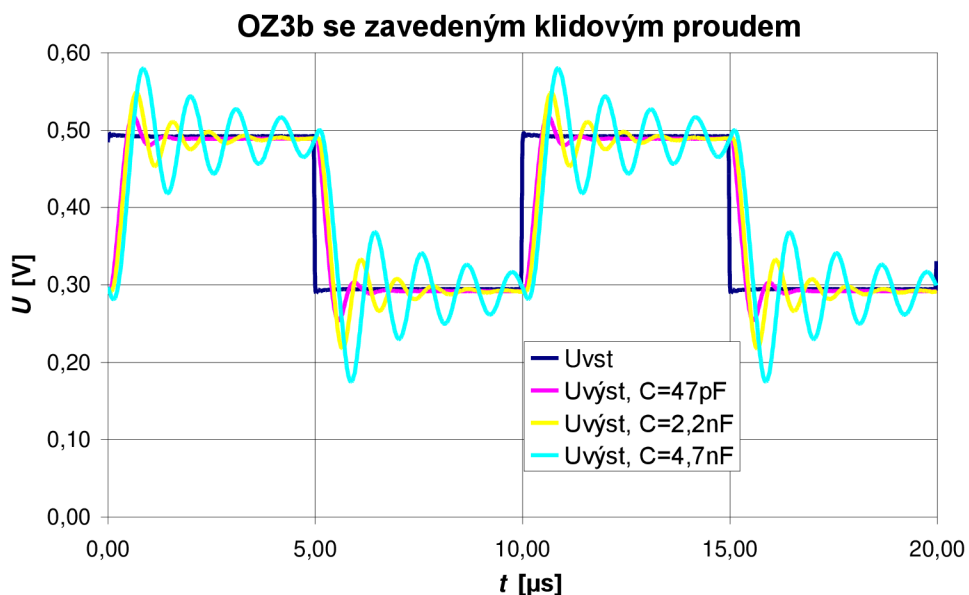
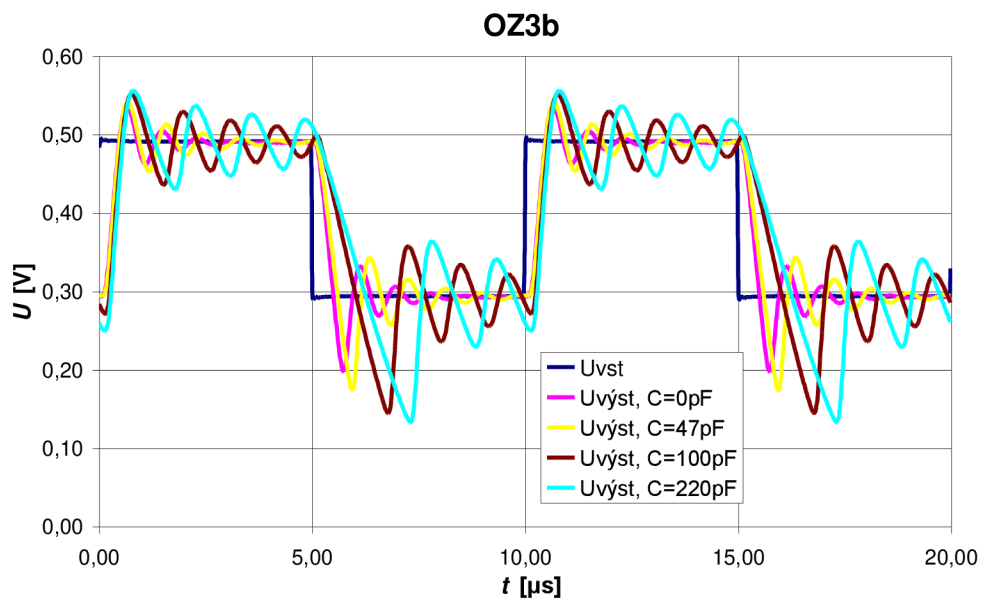
G ČASOVÉ PRŮBĚHY PRO URČENÍ RYCHLOSTI PŘEBĚHU



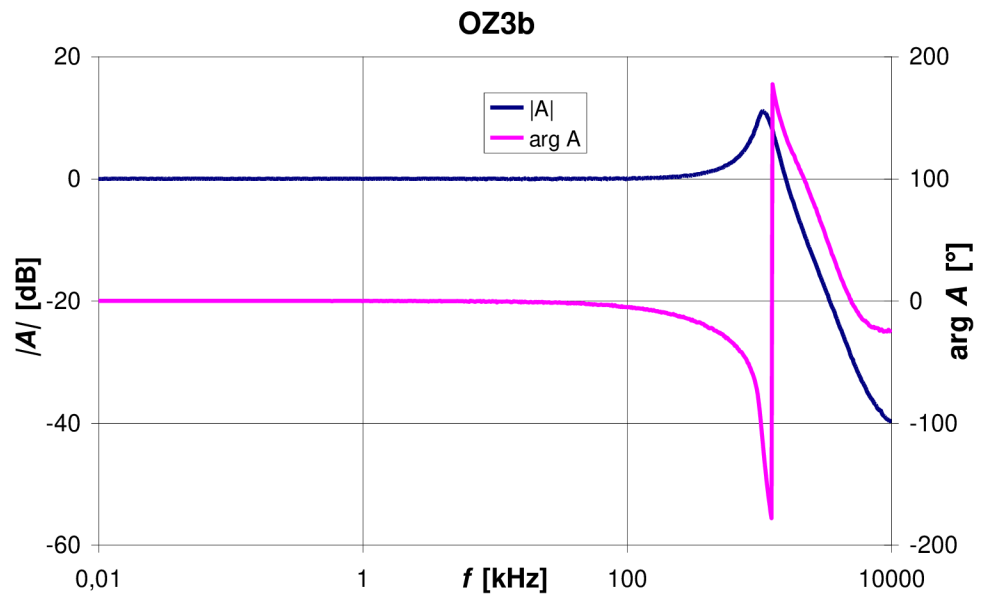
H KMITOČTOVÉ ZÁVISLOSTI CMRR



I ČASOVÉ PRŮBĚHY ODEZVY NA SKOKOVÝ SIGNÁL S PROMĚNNOU KAPACITNÍ ZÁTĚŽÍ C_L



J FREKVENČNÍ ZÁVISLOSTI PRO JEDNOTKOVÝ ZESILOVAČ S KAPACITNÍ ZÁTĚŽÍ $C_L = 47 \text{ pF}$



K ZDROJOVÝ KÓD KNIHOVNY .LIB BOYLEHO MAKROMODELU OZ

```

* LM358 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* CREATED ON 26/11/2010
* CONNECTION:  NON-INVERTING INPUT
*              | INVERTING INPUT
*              | | POSITIVE POWER SUPPLY
*              | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*              | | | | OUTPUT
*              | | | | |
.SUBCKT LM358x 3 2 8 4 1 params: CMRR=85,Un=55n,Srp=500k,Srn=500k,
Ib=20n,Ibos=2n,Uos=2m,Ao=100,ft=1meg,Isc=40m,Ro1=25,Ro2=20
Ga  16  0 14 15 {6.2832*ft*(6u/Srn)}
Gb  17  0 16  0 {(10^(Ao/20)*(1/(6.2832*ft*(6u/Srn))))/(100k*Ro2)}
Gc   0 18  0  1 {-1/((Ro1*Isc)/((100*10^(Ao/20)*Srn)/
(6.2832*ft*Ro2)-40m))}
Gcm  0 16  0 11 {-1/((1/(6.2832*ft*(6u/Srn)))*10^(CMRR/20))}
Es  21  2  0 22  1
CE           0 11 {(6u)*(1/Srp-1/Srn)}
C2          17 16 {6u/Srn}
C1          14 15 {2.24151*6u/(2*Srn)}
D1          17 18 D1x
D2          18 17 D2x
D3           1 19 D3x
D4          20  1 D4x
Iee         8 11 DC  {(((3u/(Ib+Ibos/2))+1)/(3u/(Ib+Ibos/2))
+((3u/(Ib-Ibos/2))+1)/(3u/(Ib-Ibos/2)))*3u}
Rc           0 18 {(Ro1*Isc)/((100*10^(Ao/20)*Srn)/(6.2832*ft*Ro2)-
40m)}
GRC1 14  4 14  4 {6.2832*ft*(6u/Srn)}
GRC2 15  4 15  4 {6.2832*ft*(6u/Srn)}
RE           0 11 {200/((((3u/(Ib+Ibos/2))+1)/(3u/(Ib+Ibos/2))
+((3u/(Ib-Ibos/2))+1)/(3u/(Ib-Ibos/2)))*3u)}
GRE1 11 12 11 12 {1/(((3u/(Ib+Ibos/2)+3u/(Ib-Ibos/2))/(3u/
(Ib+Ibos/2)+3u/(Ib-Ibos/2)+2))*1/(6.2832*ft*(6u/Srn))-8.6167k)}}
GRE2 11 13 11 13 {1/(((3u/(Ib+Ibos/2)+3u/(Ib-Ibos/2))/(3u/(Ib+
Ibos/2)+3u/(Ib-Ibos/2)+2))*1/(6.2832*ft*(6u/Srn))-8.6167k)}}
R01         1 17 {Ro1}

```

```

R02          0 17 {Ro2}
R2           0 16 100k
RS           22 0 {(((Un^2-(12.904e-9)^2)^0.5)^2)/(4*(1.3806503e-
23)*(273.15+25))}
Q1          14 21 12 Q1x
Q2          15 3 13 Q2x
Vc           8 19 2.31539Vdc
Ve           20 4 0.82039Vdc

.model D1x D(Is={(6u*((10^(Ao/20))*(1/(6.2832*ft*(6u/
Srn))))/(100k*Ro2))*100k-Isc)*2.718282^(-Ro1*Isc/25.85m)})

.model D2x D(Is={(6u*((10^(Ao/20))*(1/(6.2832*ft*(6u/
Srn))))/(100k*Ro2))*100k-Isc)*2.718282^(-Ro1*Isc/25.85m)})

.model D3x D(Is=5.4569f)
.model D4x D(Is=5.4569f)

.model Q1x PNP(Is=0.8f bf={3u/(Ib+Ibos/2)})
.model Q2x PNP(Is={0.8f*2.718282^(Uos/25.85m)} bf={3u/(Ib-Ibos/2)})

.ends

*CMRR=common mode rejection ratio,
*Un=equivalent input noise voltage,Ro1=ac output resistance,
*Ro2=dc output resistance,*Srp=positive slew rate,
*Srn=negative slew rate, Ib=input bias current,
*Ibos=input offset current, Uos=input offset voltage,
*Ao=gain, ft=transition frequency, Isc=short circuit current

```

L SEZNAM ROVNIC POTŘEBNÝCH PRO NÁVRH BOYLEHO MAKROMODELU

$$U_T = \frac{kT}{q} = 25,85 \text{ mV}, T = 300 \text{ K}$$

$$I_{S1} = I_{SD3} = I_{SD4} = 0,8 \text{ fA}$$

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{C_2}{2} \cdot S_R^-$$

$$C_E = \frac{2 \cdot I_{C1}}{S_R^+} - C_2$$

$$I_{B1} = I_B + \frac{I_{0S}}{2}$$

$$I_{B2} = I_B - \frac{I_{0S}}{2}$$

$$\beta_1 = \frac{I_{C1}}{I_{B1}}, \beta_2 = \frac{I_{C2}}{I_{B2}}$$

$$I_{S2} = I_{S1} \cdot e^{\left(\frac{U_{0S}}{U_T}\right)}$$

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot f_T \cdot C_2}$$

$$R_{E1}, R_{E2} = \left(\frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_1 + \beta_2 + 2} \right) \cdot R_{C1} - \frac{U_T}{I_{C1}}$$

$$I_{EE} = \left(\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} + \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \right) \cdot I_{C1}$$

$$C_1 = \frac{C_2}{2} \tan \phi_M$$

$$R_p = \frac{(U_{CC}^+ + U_{CC}^-)^2}{P_d - U_{CC}^+ 2I_{C1} - U_{CC}^- I_{EE}}$$

$$G_A = \frac{1}{R_{C1}}$$

$$G_{CM} = \frac{1}{R_{C1} \cdot CMRR}$$

$$R_{O1} = R_{O-AC}$$

$$R_{O2} = R_{OUT} - R_{O1}$$

$$G_B = \frac{A_0 \cdot R_{C1}}{R_2 \cdot R_{O2}}$$

$$I_X = 2I_{C1} \cdot G_B \cdot R_2 - I_{SC}$$

$$I_{SD1} = I_{SD2} = I_X \cdot \exp\left(-\frac{R_{O1} \cdot I_{SC}}{U_T}\right)$$

$$R_C = \frac{U_T}{100 \cdot I_X} \ln \frac{I_X}{I_{SD1}}$$

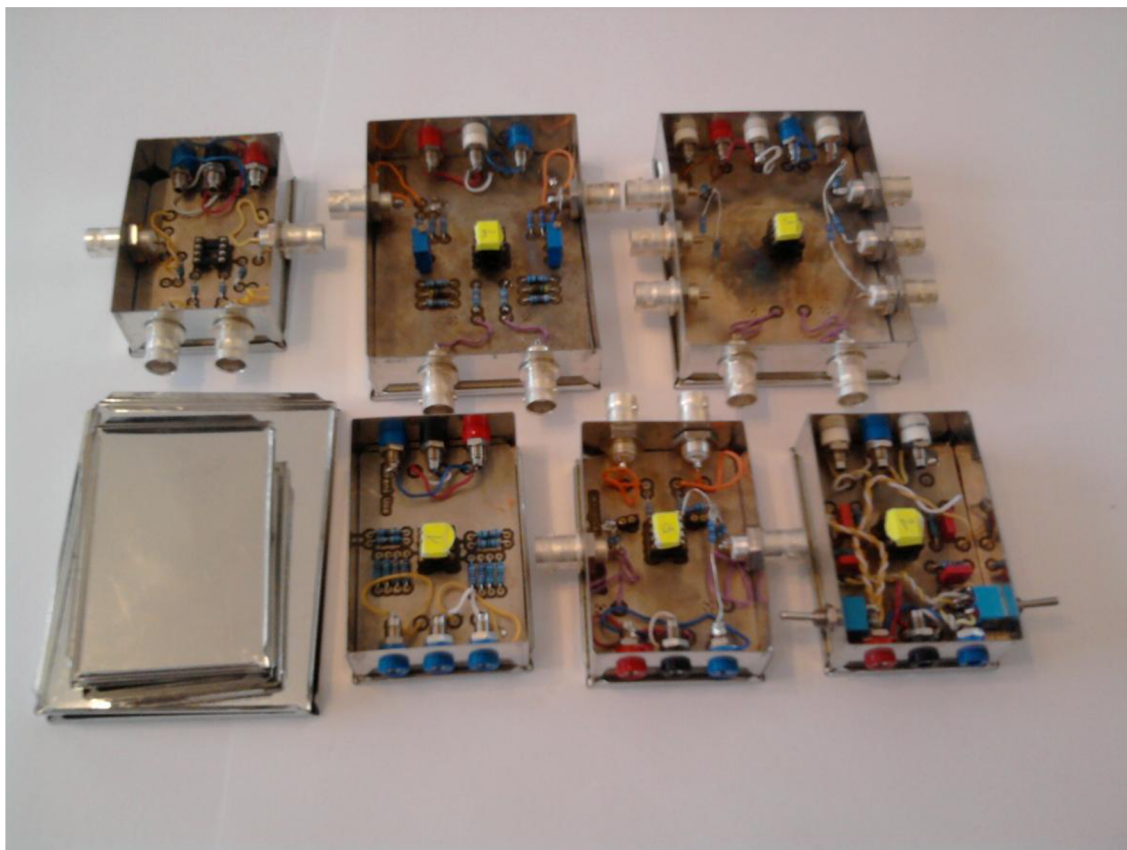
$$R_E = \frac{U_A}{I_{EE}} = \frac{200}{I_{EE}}$$

$$G_C = \frac{1}{R_C}$$

$$U_C = U_{CC}^+ - U_{OUT}^+ + U_T \ln \frac{I_{SC}}{I_{SD3}}$$

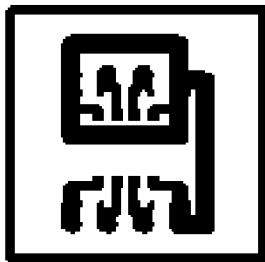
$$U_E = -U_{CC}^- + U_{OUT}^- + U_T \ln \frac{I_{SC}}{I_{SD4}}$$

M MĚŘICÍ APARATURA PRO LM358



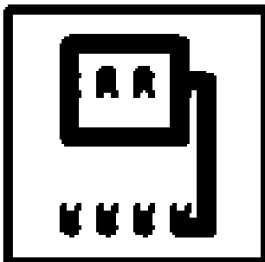
N REDUKCE SOIC-8 NA DIP-8 PRO OPA129

N.1 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 18 × 18 [mm], měřítko M2:1

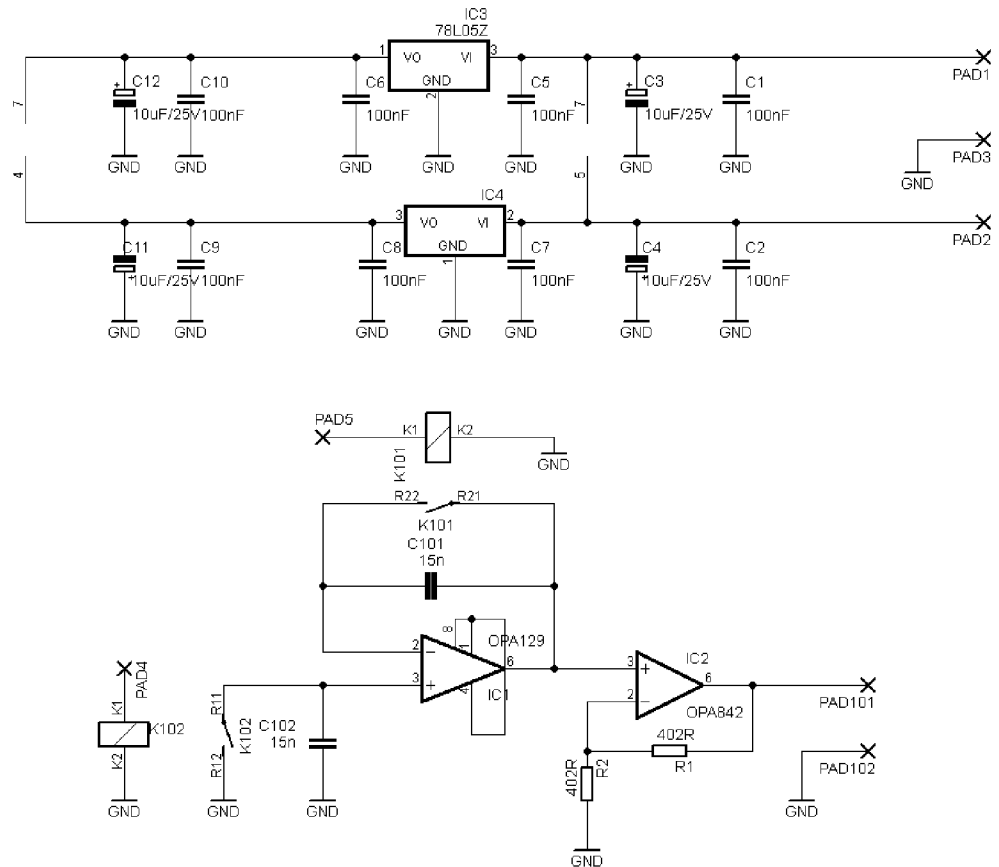
N.2 Deska plošného spoje – bottom (strana součástek)



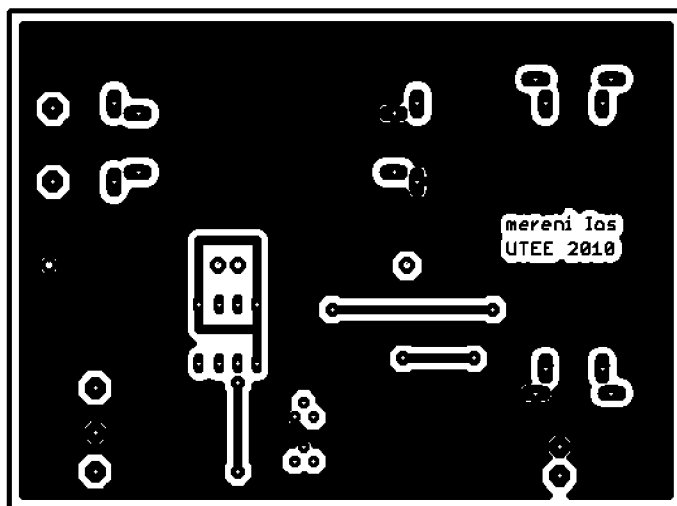
Rozměr desky 18 × 18 [mm], měřítko M2:1

O NÁVRH DPS S OPA129 PRO MĚŘENÍ PROUDOVÉ NESYMETRIE OZ

O.1 Obvodové zapojení

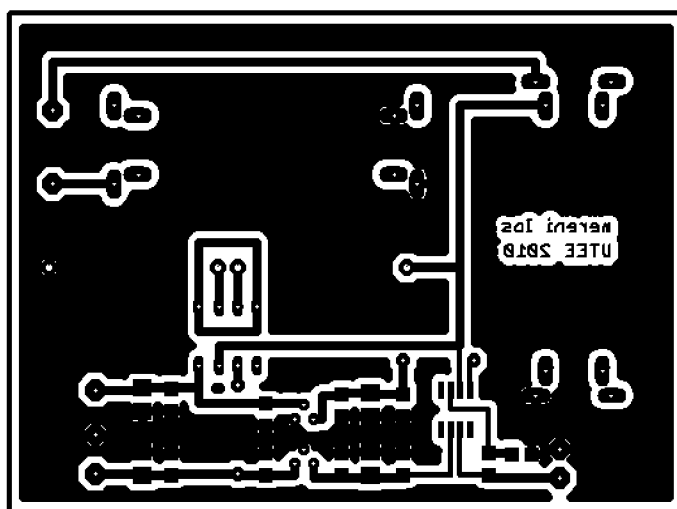


O.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

O.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



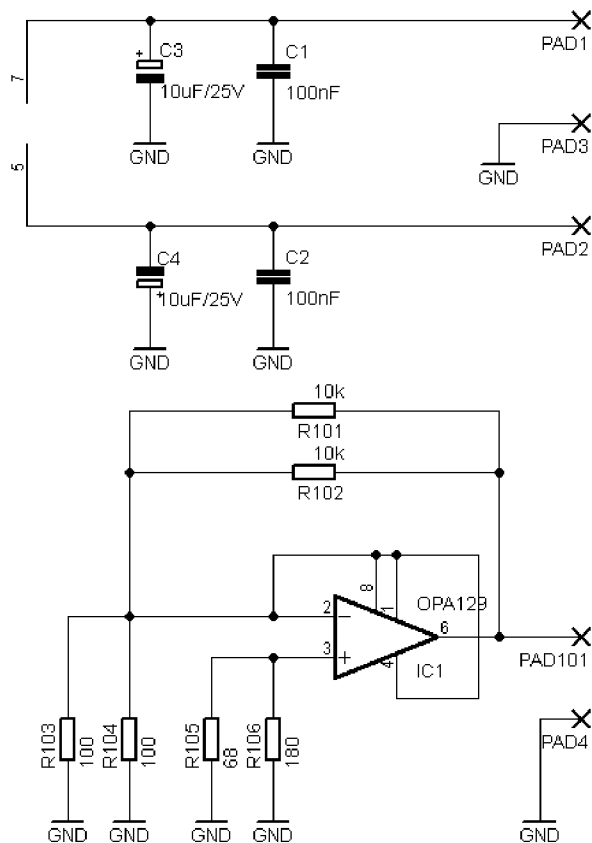
Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

O.4 Seznam součástek

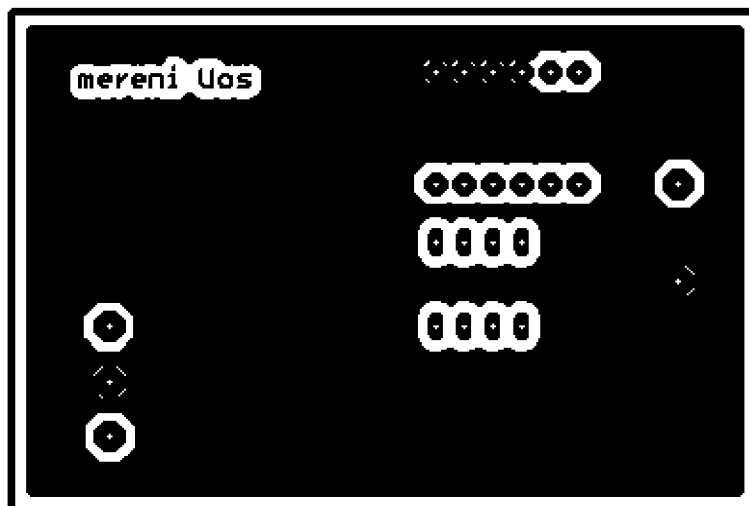
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1,C2	100pF	C1206	2
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
C5,C6,C7,C8,C9,C10	100pF	C1206	6
C101	15nF	C225-074X268	1
C102	15nF	C225-074X268	1
K101	RELAY	JZREL	1
K102	RELAY	JZREL	1
R1	390R	R1206	1
R2	390R	R1206	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/0	1
PAD3	modrý	EBV 26/6	1
PAD5,PAD6	zelený	EBV 26/5	2
PAD101	žlutý	EBV 26/4	1
PAD102	bílý	EBV 26/9	1
IC1	OPA129	DIL08	1
IC2	OPA842	SOIC8	1
IC3	78L05	TO-92	1
IC4	79L05	TO-92	1

P NÁVRH DPS S OPA129 PRO MĚŘENÍ VSTUPNÍHO ZBYTKOVÉ NAPĚTÍ

P.1 Obvodové zapojení

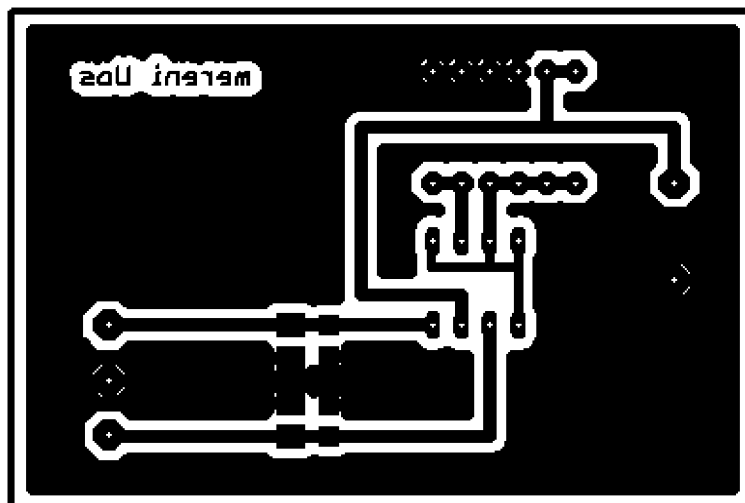


P.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

P.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



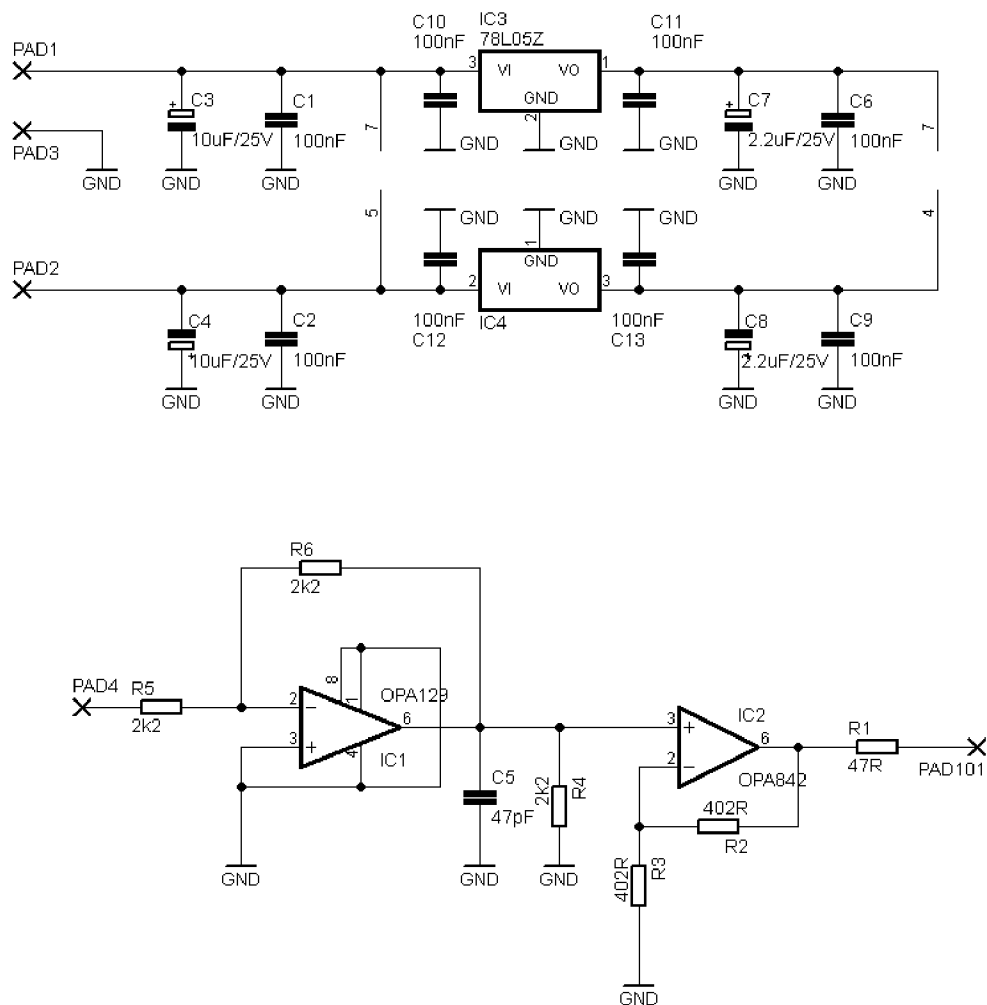
Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

P.4 Seznam součástek

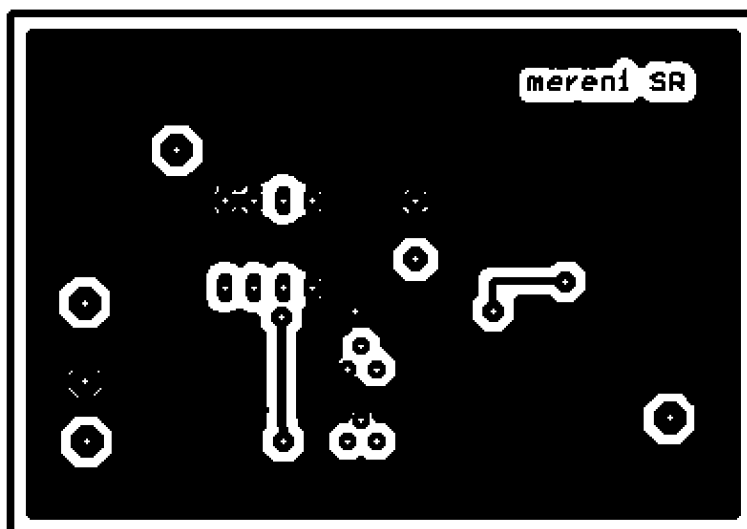
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1	100pF	C1206	1
C2	100pF	C1206	1
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
R101	10k	0207/10	1
R102	10k	0207/10	1
R103	100R	0207/10	1
R104	100R	0207/10	1
R105	68R	0207/10	1
R106	180R	0207/10	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/0	1
PAD3	modrý	EBV 26/6	1
PAD101	žlutý	EBV 26/4	1
PAD4	bílý	EBV 26/9	1
IO1	OPA129	DIL08	1

Q NÁVRH DPS S OPA129 PRO MĚŘENÍ RYCHLOSTI PŘEBĚHU OZ

Q.1 Obvodové zapojení

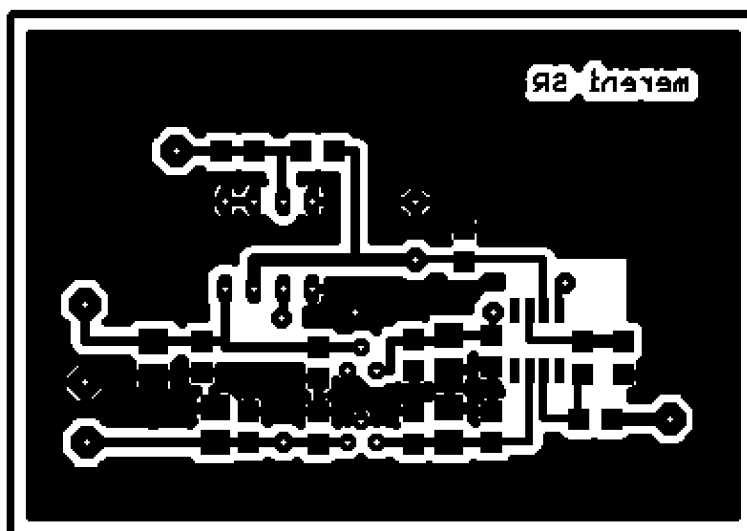


Q.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

Q.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



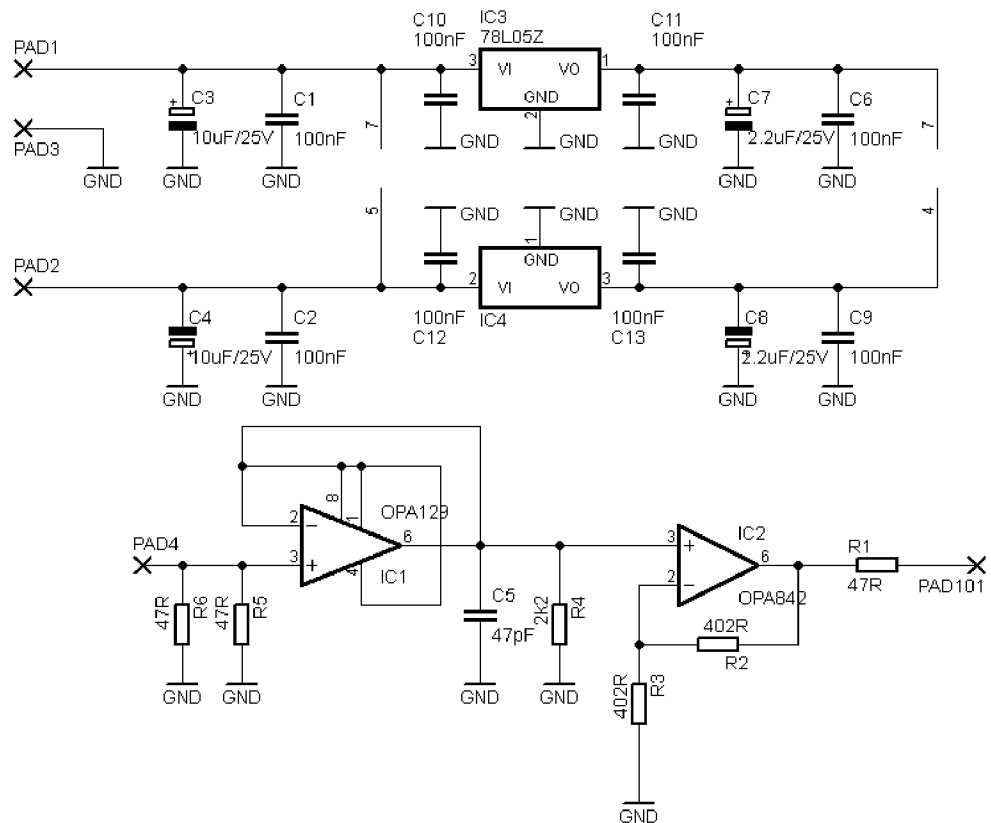
Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

Q.4 Seznam součástek

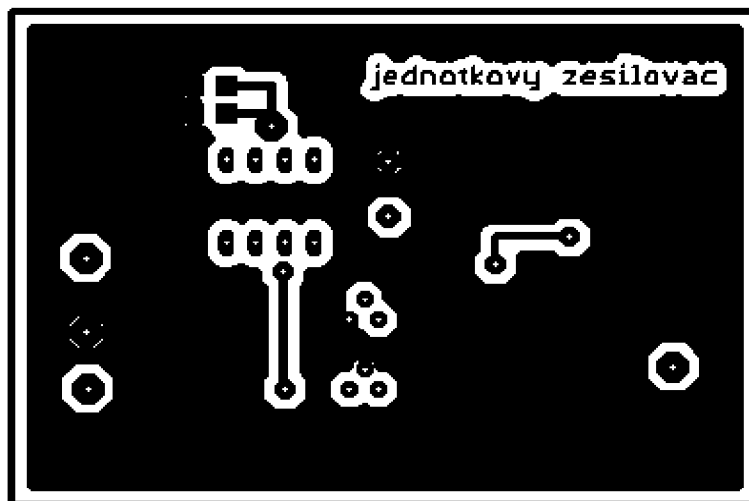
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1,C2	100pF	C1206	2
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
C5,C6,C7,C8,C9,C10	100pF	C1206	6
R1	47R	R1206	1
R2	390R	R1206	1
R3	390R	R1206	1
R4	2k2	R1206	1
R5	2k2	R1206	1
R6	2k2	R1206	1
C5	47p	C050-030X075	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/0	1
PAD3	modrý	EBV 26/6	1
PAD4	BNC Z-50	817-013	1
PAD101	BNC Z-50	817-013	1
IC1	OPA129	DIL08	1
IC2	OPA842	SOIC8	1
IC3	78L05	TO-92	1
IC4	79L05	TO-92	1

R NÁVRH DPS S OPA129 PRO MĚŘENÍ ODEZVY NA OBDÉLNÍKOVÝ SIGNÁL

R.1 Obvodové zapojení

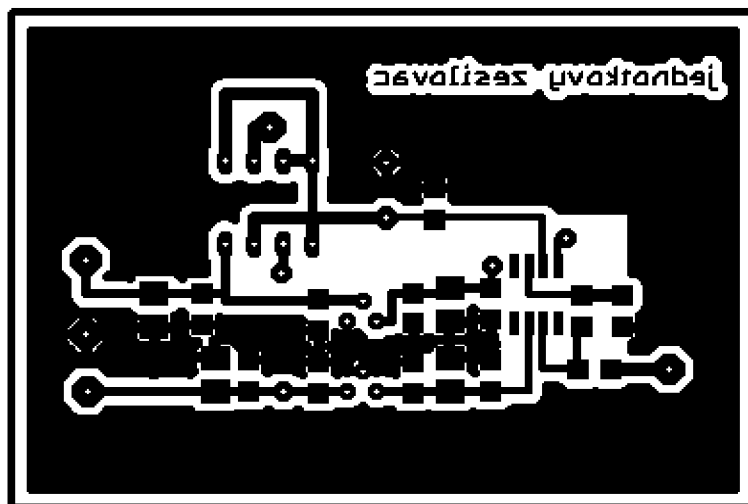


R.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

R.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



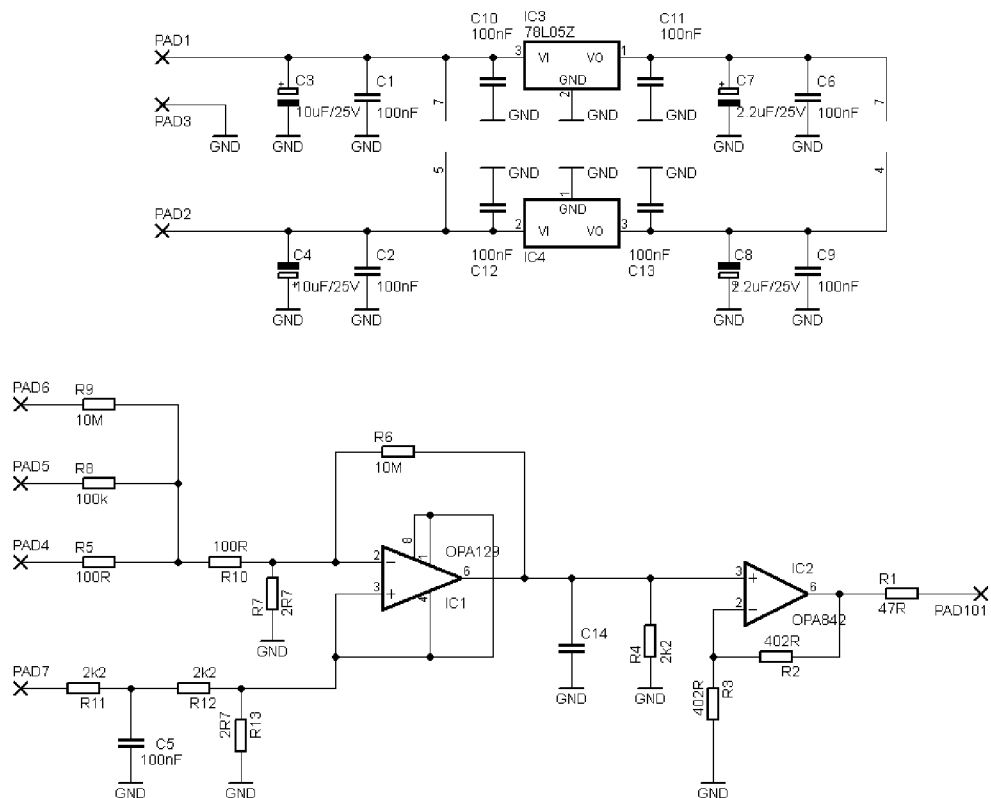
Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

R.4 Seznam součástek

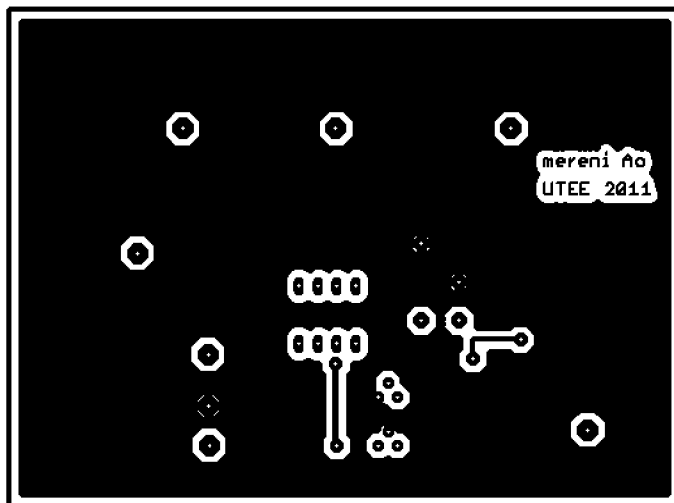
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1,C2	100pF	C1206	2
C3	10uF/25V	B/3528-21R	1
C4	10uF/25V	B/3528-21R	1
C5,C6,C7,C8,C9,C10	100pF	C1206	6
R1	47R	R1206	1
R2	390R	R1206	1
R3	390R	R1206	1
R4	2k2	R1206	1
R5	47R	R1206	1
R6	47R	R1206	1
C5	47p	C050-030X075	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	modrý	EBV 26/6	1
PAD3	černý	EBV 26/0	1
PAD4	BNC Z-50	817-013	1
PAD101	BNC Z-50	817-013	1
IC1	OPA129	DIL08	1
IC2	OPA842	SOIC8	1
IC3	78L05	TO-92	1
IC4	79L05	TO-92	1

S NÁVRH DPS S OPA129 PRO ZESÍLENÍ V OTEVŘENÉ SMYČCE

S.1 Obvodové zapojení

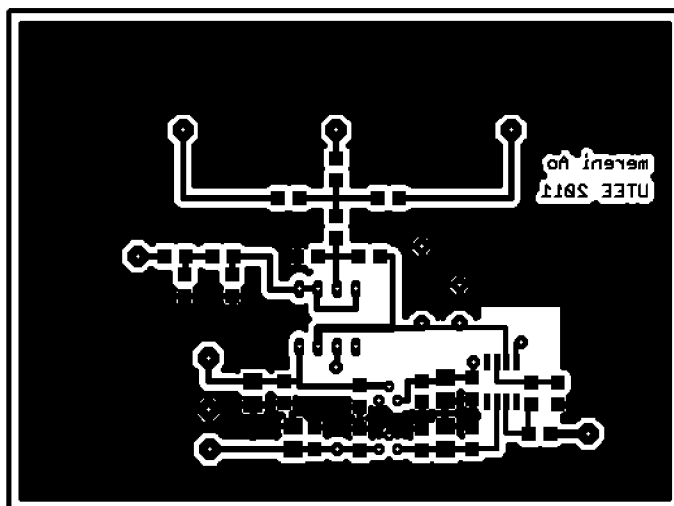


S.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

S.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



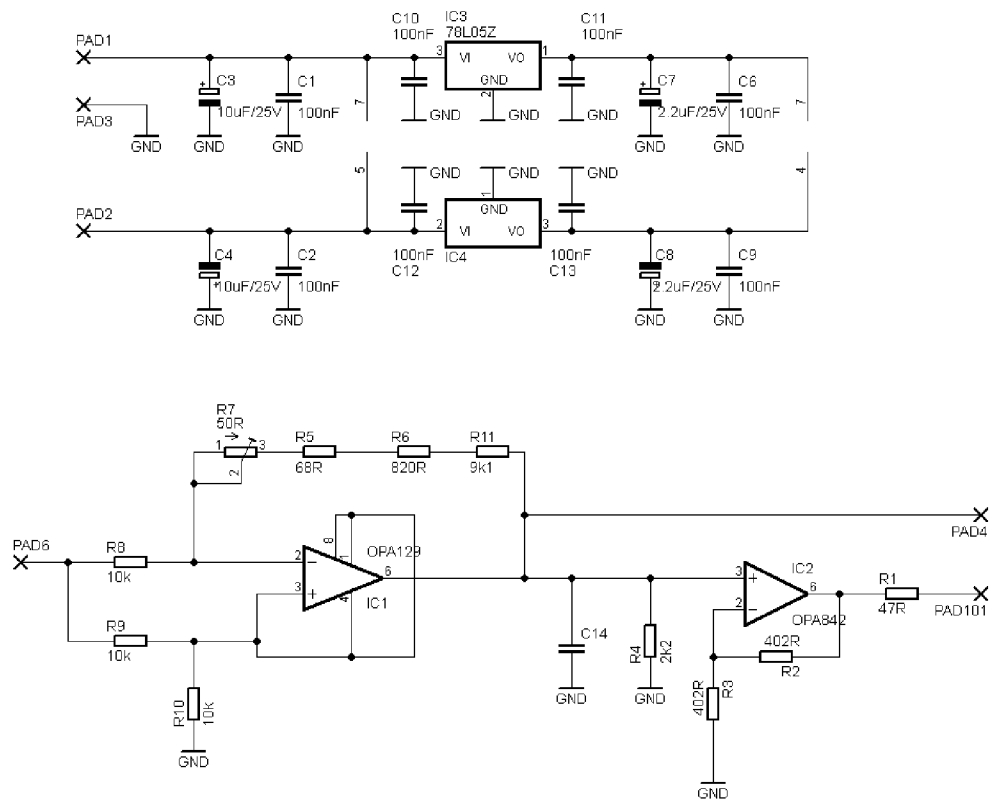
Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

S.4 Seznam součástek

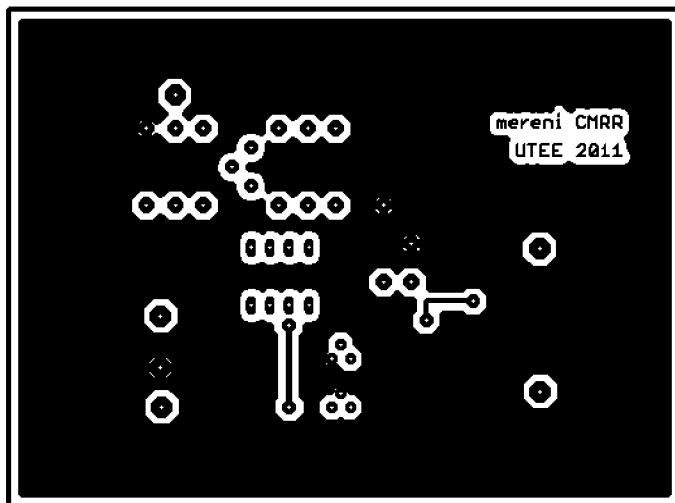
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1,C2	100pF	C1206	2
C3,C4,C7,C8	10uF/25V	B/3528-21R	4
C5	47p	C1206	1
C5,C6,C9,C10	100pF	C1206	4
C11,C12,C13	100pF	C1206	3
C14	47p	C050-030X075	1
R1	47R	R1206	1
R2	390R	R1206	1
R3	390R	R1206	1
R4	2k2	0207/10	1
R11,R12	2k2	R1206	2
R5,R10	100R	R1206	2
R6	10M	R1206	1
R7,R13	2R7	R1206	2
R8	100k	R1206	1
R9	10M	R1206	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	modrý	EBV 26/6	1
PAD3	černý	EBV 26/0	1
PAD4,PAD5	BNC Z-50	817-013	1
PAD6,PAD7	BNC Z-50	817-013	1
PAD101	BNC Z-50	817-013	1
IC1	OPA129	DIL08	1
IC2	OPA842	SOIC8	1
IC3	78L05	TO-92	1
IC4	79L05	TO-92	1

T NÁVRH DPS S OPA129 PRO MĚŘENÍ POTLAČENÍ SOUHLASNÉHO NAPĚTÍ

T.1 Obvodové zapojení

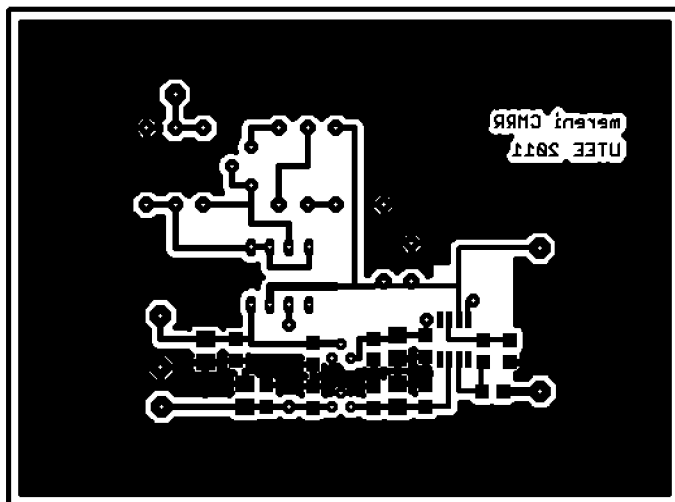


T.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

T.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



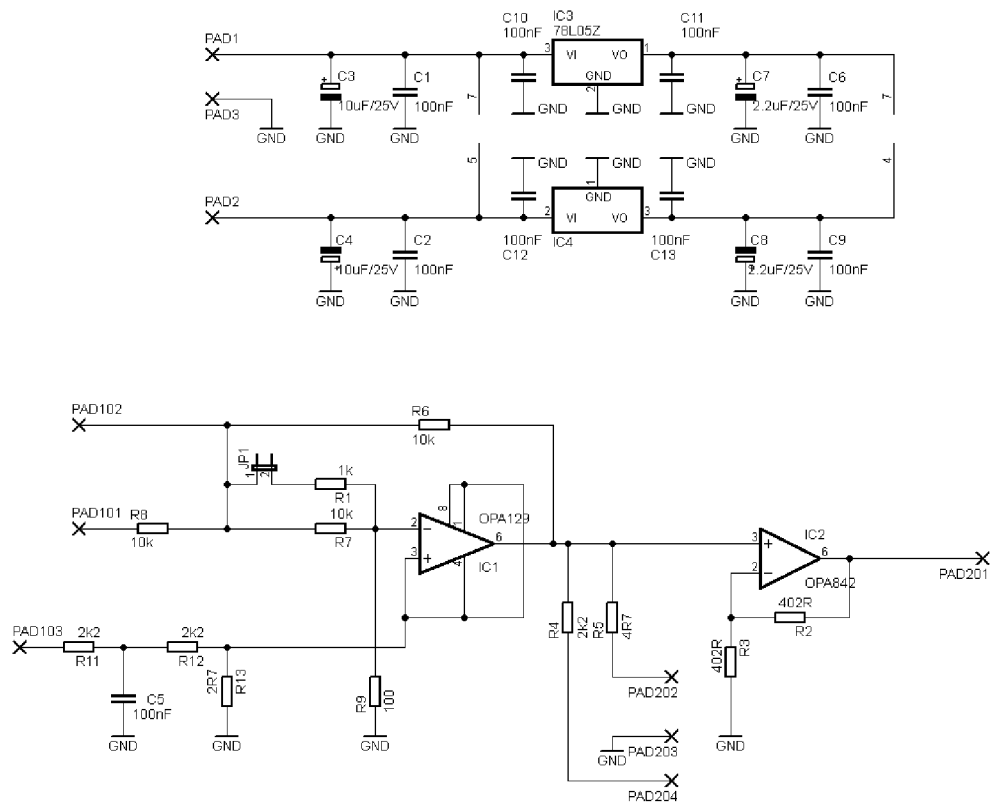
Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

T.4 Seznam součástek

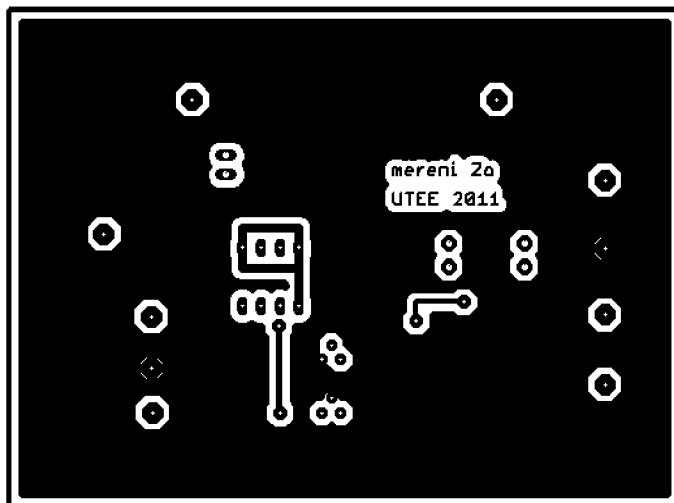
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1,C2	100pF	C1206	2
C3,C4,C7,C8	10uF/25V	B/3528-21R	4
C14	47p	C050-030X075	2
C6,C9,C10	100pF	C1206	3
C11,C12,C13	100pF	C1206	3
R1	47R	R1206	1
R2	390R	R1206	1
R3	390R	R1206	1
R4	2k2	0207/10	4
R5	68R; 0,1%	0207/10	1
R6	820R; 0,1%	0207/10	1
R7	50R; 0,1%	RTRIM64Y	1
R8,R9,R10	10k; 0,1%	0207/10	3
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	modrý	EBV 26/6	1
PAD3	černý	EBV 26/0	1
PAD4,PAD6	BNC Z-50	817-013	1
PAD101	BNC Z-50	817-013	1
IC1	OPA129	DIL08	1
IC2	OPA842	SOIC8	1
IC3	78L05	TO-92	1
IC4	79L05	TO-92	1

U NÁVRH DPS S OPA129 PRO MĚŘENÍ VÝSTUPNÍHO ODPORU

U.1 Obvodové zapojení

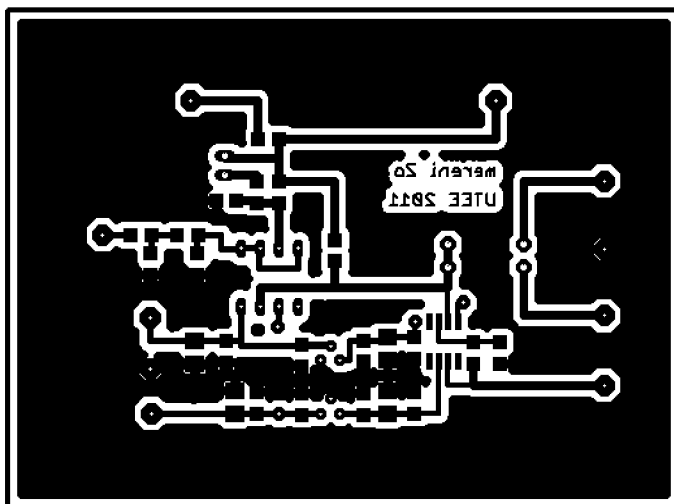


U.2 Deska plošného spoje – top (strana součástek)



Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

U.3 Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)



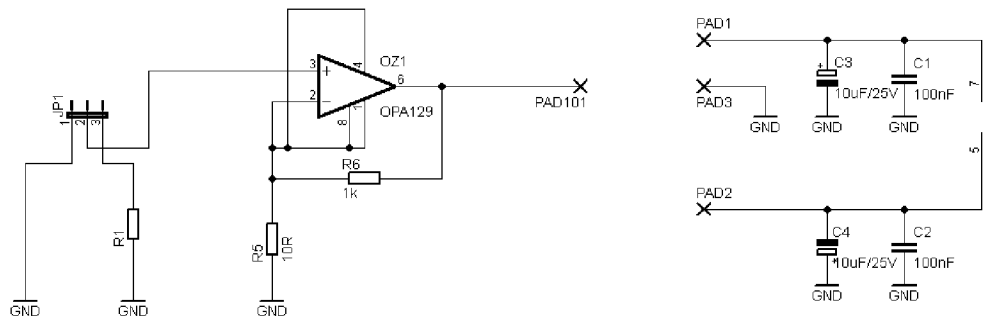
Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

U.4 Seznam součástek

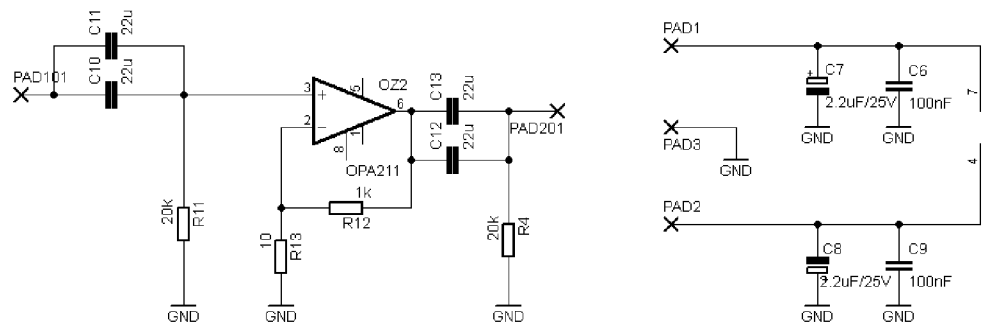
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1,C2	100pF	C1206	2
C3,C4,C7,C8	10uF/25V	B/3528-21R	4
C5,C6,C9,C10	100pF	C1206	4
C11,C12,C13	100pF	C1206	3
R1	1k	R1206	1
R2	390R	R1206	1
R3	390R	R1206	1
R4	22R	R1206	1
R5	47R	R1206	1
R6,R7,R8	10k	R1206	3
R9	100R	R1206	1
R11,R12	2R7	R1206	2
R8,R9,R10	10k; 0,1%	0207/10	3
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	modrý	EBV 26/6	1
PAD3	černý	EBV 26/0	1
PAD101,PAD102	BNC Z-50	817-013	2
PAD201	BNC Z-50	817-013	1
JP1	2,54mm	S1G20	1
JP1	černý	JUMP-SW	1
PAD202,PAD203, PAD204	ON-OFF-ON	P-KNX3	1
IC1	OPA129	DIL08	1
IC2	OPA842	SOIC8	1
IC3	78L05	TO-92	1
IC4	79L05	TO-92	1

V NÁVRH DPS S OPA129 PRO MĚŘENÍ ŠUMOVÝCH VLASTNOSTÍ OZ

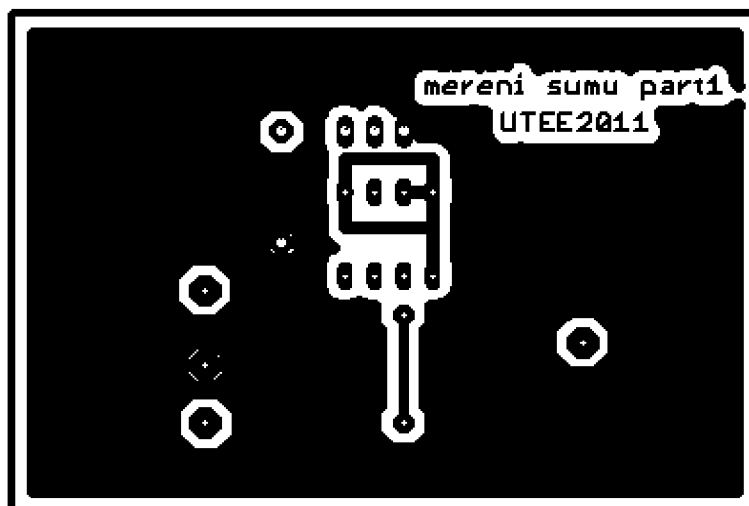
V.1 Obvodové zapojení část 1



V.2 Obvodové zapojení část 2

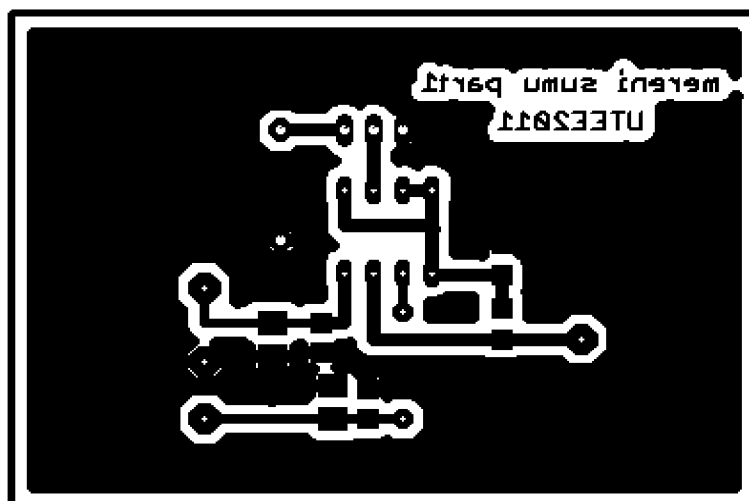


V.3 Deska plošného spoje část 1 – top (strana součástek)



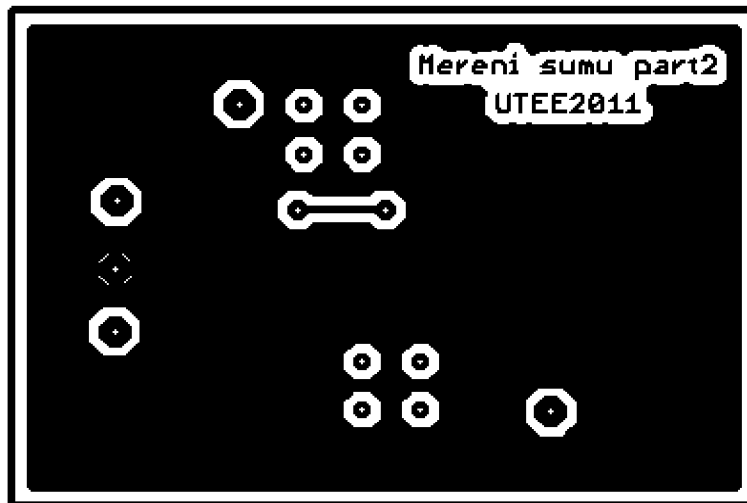
Rozměr desky 67×45 [mm], měřítko M1,5:1

V.4 Deska plošného spoje část 1 – bottom (strana spojů)



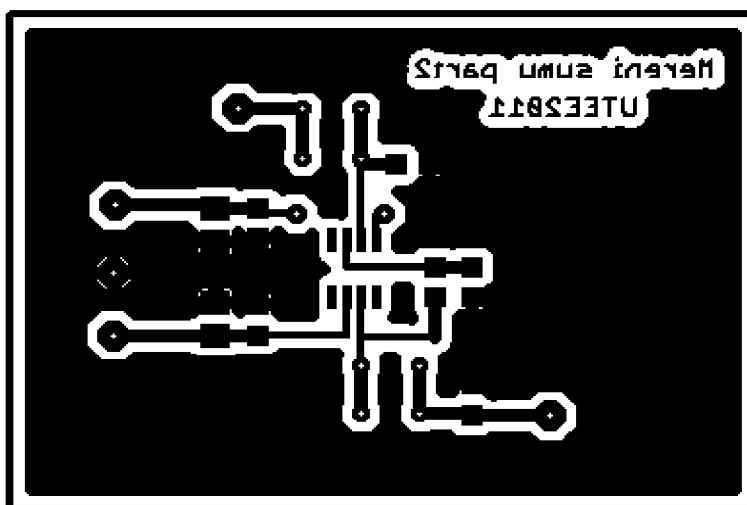
Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

V.5 Deska plošného spoje část 2 – top (strana součástek)



Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

V.6 Deska plošného spoje část 2 – bottom (strana spojů)



Rozměr desky 90×67 [mm], měřítko M1:1

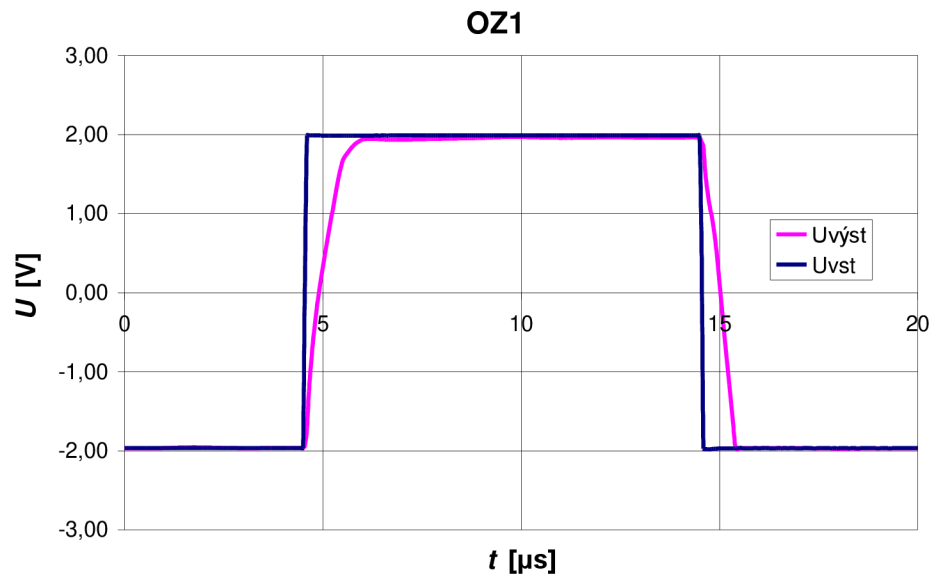
V.7 Seznam součástek část 1

Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C1,C2	100pF	C1206	2
C3,C4	10uF/25V	B/3528-21R	2
R1	1k	0207/10	1
R5	10R	R1206	1
R6	1k0	R1206	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	černý	EBV 26/2	1
PAD3	modrý	EBV 26/2	1
JP1	2,54mm	S1G20	1
JP1	černý	JUMP-SW	1
OZ1	OPA129	DIL08	1

V.8 Seznam součástek část 2

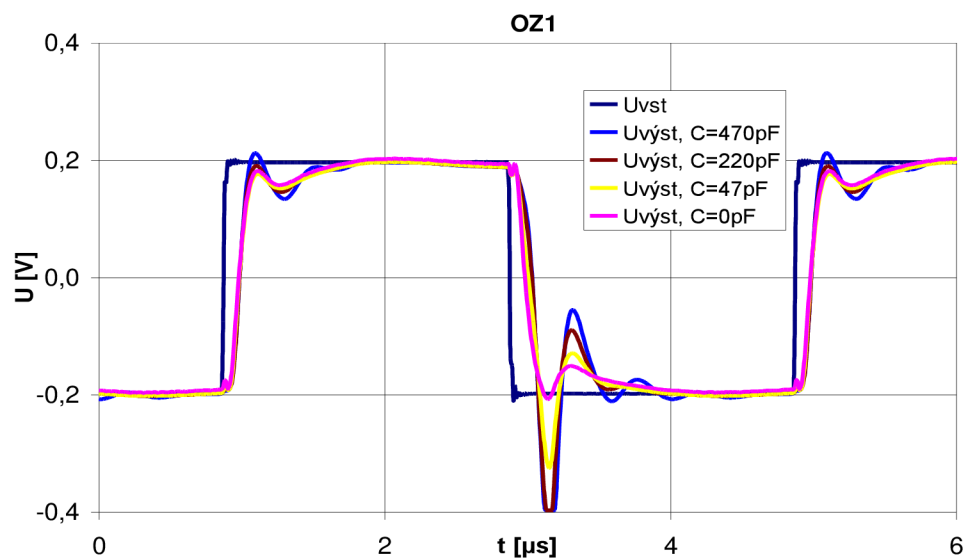
Označení	Hodnota	Pouzdro	Počet kusů
C6,C9	100pF	C1206	2
C7,C8	10uF/25V	B/3528-21R	2
C10,C11,C12,C13	22μF/16V	MKS2-XL	4
R1,R4	20k	R1206	2
R13	10R	R1206	1
R12	1k	R1206	1
PAD1	červený	EBV 26/2	1
PAD2	modrý	EBV 26/6	1
PAD3	černý	EBV 26/0	1
PAD201	BNC Z-50	817-013	1
OZ2	OPA211	SOIC8	1

W ČASOVÉ PRŮBĚHY PRO URČENÍ RYCHLOSTI PŘEBĚHU OPA129

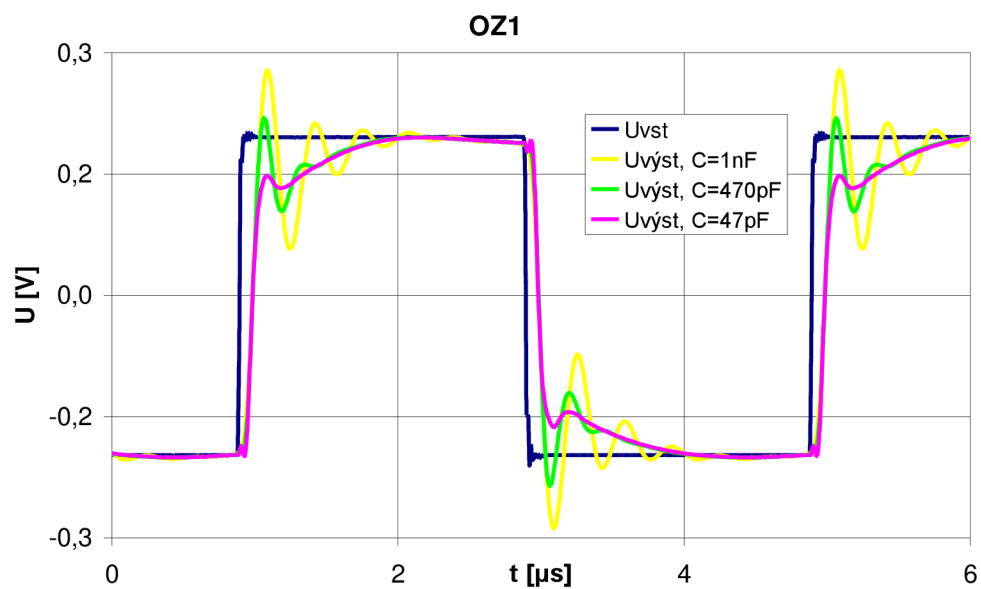


X ČASOVÉ PRŮBĚHY ODEZVY NA OBDĚLNÍKOVÝ SIGNÁL

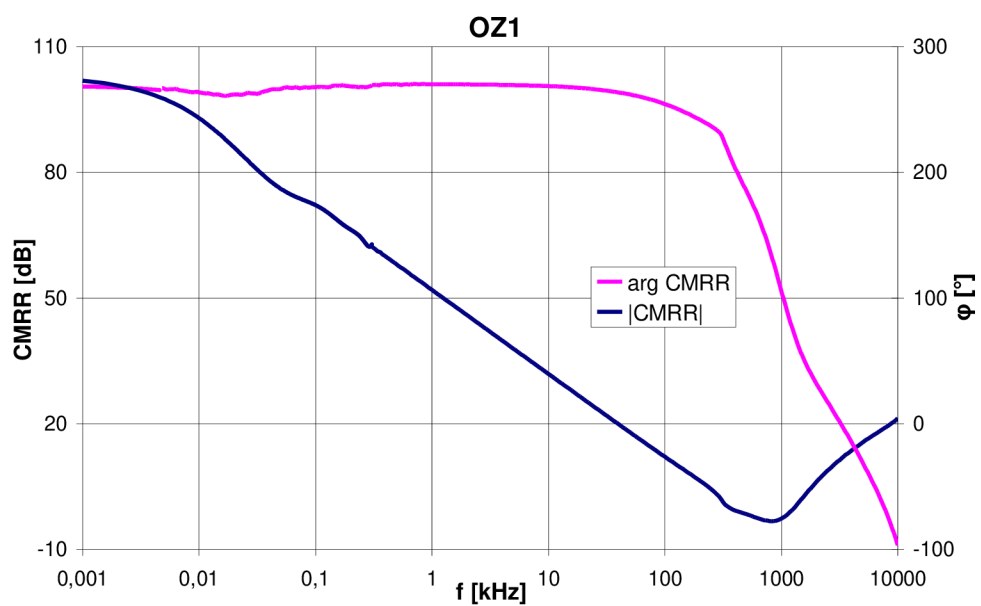
X.1 Časové průběhy pro operační zesilovač OPA129



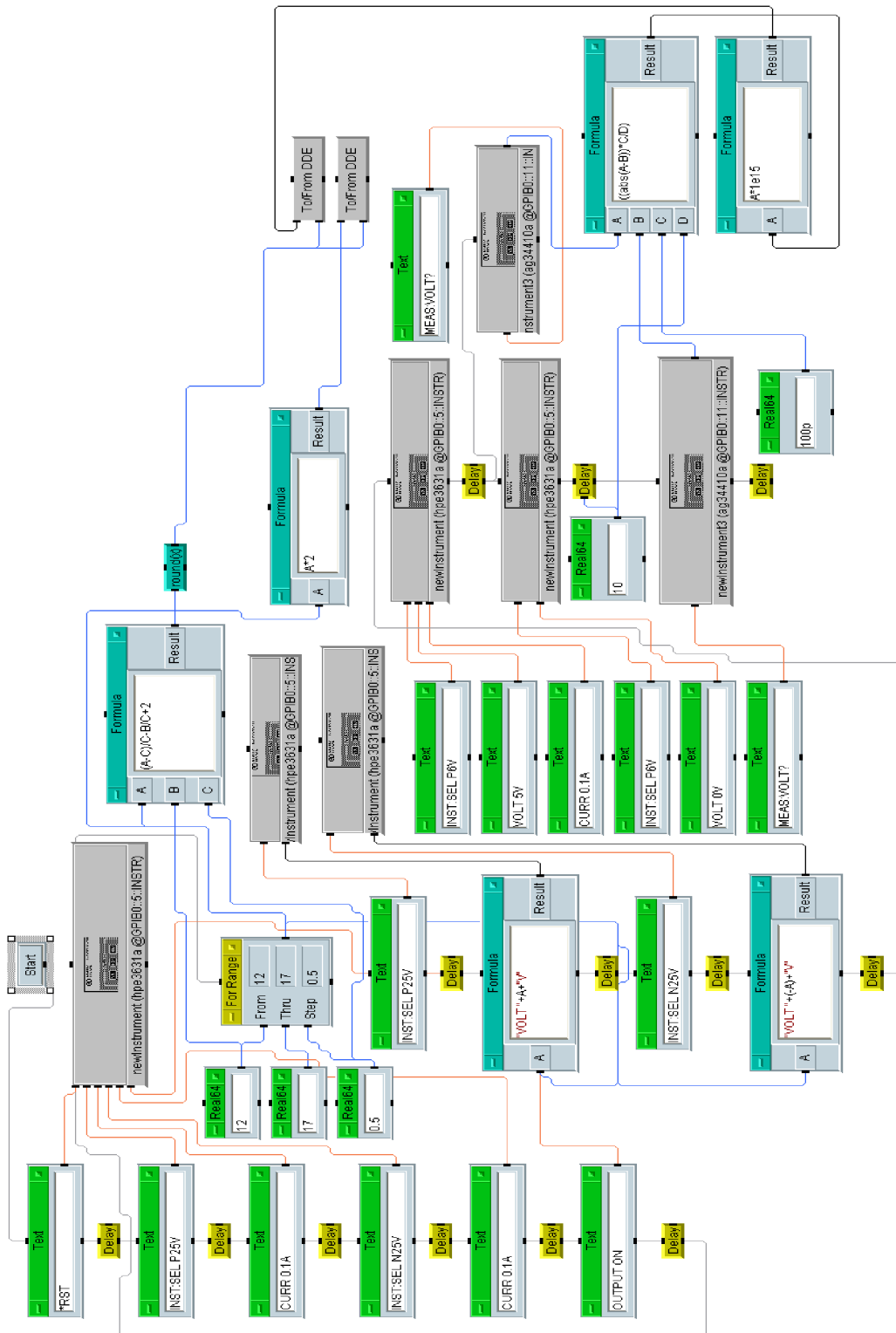
X.2 Časové průběhy pro operační zesilovač OPA129 se zavedeným klidovým proudem



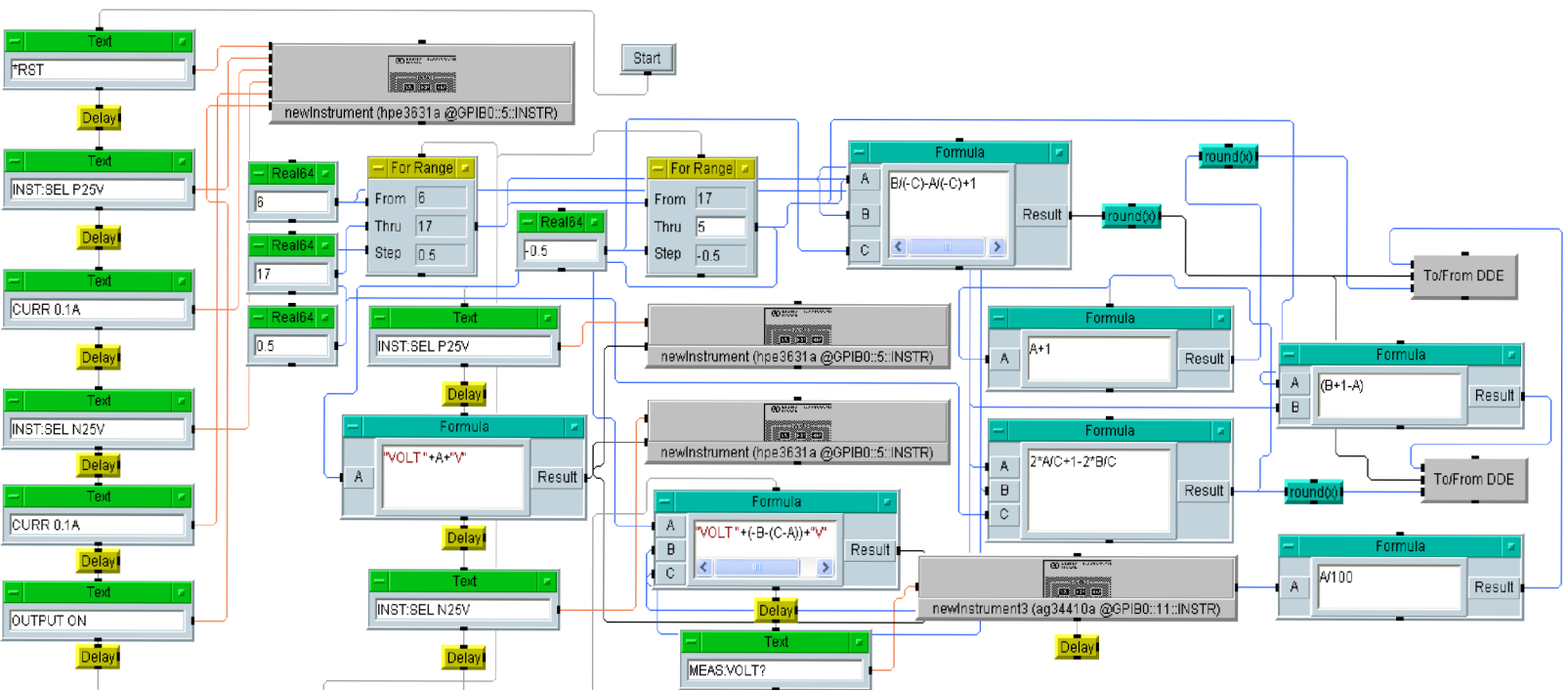
Y KMITOČTOVÉ ZÁVISLOSTI $CMRR$



Z ZAPOJENÍ AUTOMATIZOVANÉHO MĚŘENÍ KLIDOVÝCH PROUDŮ



AA ZAPŮJENÍ A AUTOMATIZOVANÉHO MĚŘENÍ ZBYTKOVÉHO NAPĚTÍ



BB ZDROJOVÝ KÓD KNIHOVNY .LIB MAKROMODELU MPZ

```
.SUBCKT OPA129_MPZ 3 2 8 4 1 params:
Sr=3.902,A0=116,fp1=1.452,Uos=455.6u,Ib=30f,Ios=3f,CMRR=102,fc=100
k,Isc=35m,Rout=27.21

R_R1      16 2 Rx 1T
R_R2      3 16 Rx 1T
R_R3      98 6 Rx {1/((10^(A0/20))/(1/(6.283*fp1*(100u/(Sr/1u)))))}
R_R4      98 7 Rx {1/((10^(A0/20))/(1/(6.283*fp1*(100u/(Sr/1u)))))}
R_R6      98 17 Rx {1/(6.283*fp1*(100u/(Sr/1u)))}
R_R7      17 99 Rx {1/(6.283*fp1*(100u/(Sr/1u)))}
R_R9      90 99 Rx 116.03k
R_R10     98 90 Rx 116.03k
R_R11     24 99 Rx 249.3665k
R_R12     21 24 Rx 1meg
R_R13     25 21 Rx 1meg
R_R14     98 25 Rx 249.3665k
R_R15     22 99 Rx 1meg
R_R16     98 22 Rx 1meg
R_R17     23 99 Rx 1meg
R_R18     98 23 Rx 1meg
R_R19     28 26 Rx 1meg
R_R20     27 28 Rx 1meg
R_R23     29 99 Rx {2*Rout}
R_R24     98 29 Rx {2*Rout}
R_R25     3 15 Rx 1
R_R26     0 9 Rx 1
R_R27     0 10 Rx 1
R_R28     0 11 Rt 1
R_R29     0 13 Rx 1
R_R30     0 14 Rx 1
R_R31     0 18 Rx 1
C_Cin     3 2 2p
C_C2      99 17 {100u/(Sr/1u)}
C_C3      17 98 {100u/(Sr/1u)}
C_C4      22 99 15.9f
C_C5      98 22 15.9f
C_C6      23 99 15.9000f
```

```

C_C7      98 23 15.9000f
L_L1     24 99 136.7573m
L_L2     98 25 136.7573m
L_L3     99 26 {1meg/(6.283185*fcM)}
L_L4     27 98 {1meg/(6.283185*fcM)}
L_L5     29 1 250nH
G_G1     99 17 6 7 (10^(A0/20))/(1/(6.283*fp1*(100u/(Sr/1u))))}
G_G2     98 17 6 7 (10^(A0/20))/(1/(6.283*fp1*(100u/(Sr/1u))))}
G_G3     99 21 17 90 1u
G_G4     98 21 17 90 1u
G_G5     99 22 21 90 1u
G_G6     98 22 21 90 1u
G_G7     99 28 16 90 {1/(1meg*10^(CMRR/20))}
G_G8     98 28 16 90 {1/(1meg*10^(CMRR/20))}
G_G9     99 23 22 90 1u
G_G10    98 23 22 90 1u
G_G11    29 99 99 23 {1/(2*Rout)}
G_G12    98 29 23 98 {1/(2*Rout)}
G_G13    33 98 23 29 {1/(2*Rout)}
G_G14    32 98 29 23 {1/(2*Rout)}
G_G16    9 0 10 0 -1
G_G17    9 0 28 90 -1
G_G19    10 0 12 0 -1
G_G20    0 10 POLY(1) 8 4 65.6064u -2.7336u
G_G21    0 10 POLY(1) 13 0 79.807u 2.3881u 0.2939u 0.0183u
G_G22    0 13 8 14 0.5
G_G23    0 14 0 4 1
G_G24    0 18 0 8 -1
G_G25    0 18 4 0 -1
G_G26    0 10 POLY(1) 11 0 -86.3973u 5.9593u -0.1022u
E_E1     99 0 18 0 0.5
E_E2     0 98 18 0 0.5
E_E15    15 3 9 0 -1
I_Iss    99 5 DC 100uAdc
I_I2     0 11 DC 1Adc
I_I1     3 2 DC {Ios/2}
V_Uos    12 0 {Uos}
V_U1     99 19 2.494092Vdc
V_U2     20 98 2.494092Vdc

```

```

V_V5      29 31 {Isc*Rout-0.4345706}
V_V6      30 29 {Isc*Rout-0.4345706}
D_D1      17 19 Dx
D_D2      20 17 Dx
D_D3      23 30 Dx
D_D4      31 23 Dx
D_D5      99 32 Dx
D_D6      99 33 Dx
D_D7      98 32 Dy
D_D8      98 33 Dy
J_J1      5 2 6 Jx
J_J2      5 15 7 Jx
.model Dy D(Is=1p Cjo=.1pF Rs=.1 bv=50)
.model Jx PJF(Is={Ib/2} vto=-2
  beta={(((10^(A0/20))/(1/(6.283*fp1*(100u/(Sr/1u))))))^2)/200u})
.model Rx RES(R=1 T_abs=-273.15)
.model Rt RES(R=1 TC1=1 TC2=1p)
.ends
*CMRR=common mode rejection ratio,Rout=output resistance,
*fcm=common pole frequency, Sr=slew rate,Ib=input bias current,
*Ibos=input offset current, Uos=input offset voltage,
*Ao=gain,fp1=pole frequency, Isc=short circuit current

```