



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

OPTIMALIZACE NAPĚŤOVÉHO ZESILOVAČE

OPTIMIZATION OF VOLTAGE AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Luděk Malík

VEDOUcí PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Soňa Šedivá, Ph.D.

BRNO 2020

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Automatizační a měřicí technika**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Luděk Malík

ID: 195679

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Optimalizace napěťového zesilovače

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce je vytvoření testovací metodiky pro optimalizaci napěťového zesilovače. Téma práce je vypisováno ve spolupráci s firmou Meatest s.r.o.

1. Nastudujte problematiku tranzistorových napěťových zesilovačů a proveďte literární rešerši v této oblasti.
2. Seznamte se s programem LTSpice od firmy Analog Devices a popište jej.
3. Popište základní vlastnosti předloženého napěťového zesilovače se vstupem $\pm 10V$ ve frekvenčním pásmu DC až 1 MHz. Schéma předloženého napěťového zesilovače realizujte v programu LTSpice.
4. Navrhnete testovací metodiku pro otestování napěťového zesilovače.
5. Otestujte simulační schéma se skutečnou realizací a diskutujte rozdíly.
6. Navrhnete v simulaci úpravy zesilovače pro dosažení lepších vlastností na základě požadavků zadavatele.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Uživatelská příručka programu LTSpice.

Dostupné z <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html#>

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 8.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Soňa Šedivá, Ph.D.

Konzultant: Ing. Michal Sitta

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

V této bakalářské práci je simulován a optimalizován napěťový zesilovač, který je součástí multifunkčního kalibrátoru 9010, nově zaváděného firmou Meatest s.r.o. Simulace probíhá pomocí softwarového nástroje LTspice. LTspice a základy práce s ním jsou v této bakalářské práci popsány rovněž. Dále je součástí této bakalářské práce teoretický rozbor týkající se použitých součástek a jejich zapojení. V této práci je také popsáno schéma výše zmíněného napěťového zesilovače, které firma Meatest s.r.o. předložila. Součástí práce jsou měření vybraných vlastností napěťového zesilovače z kalibrátoru 9010 a jejich porovnání s výsledky simulace. Optimalizace sleduje tyto vybrané vlastnosti a její výsledky jsou pak porovnány s původními vlastnostmi napěťového zesilovače z kalibrátoru 9010.

Klíčová slova

Operační zesilovač, simulace, optimalizace, LTspice

Abstract

This bachelor thesis concerns the simulation and optimisation of a voltage amplifier as a part of a multifunctional calibrator 9010, which has been recently introduced by Meatest s.r.o. company. The simulation is executed with LTspice software. LTspice itself and the basics of its usage are also described in this thesis. Furthermore, this thesis contains the theoretical analysis of used components and their connections. The thesis also depicts the schematics of the above mentioned voltage amplifier supplied by the Meatest s.r.o. company. The thesis contains measurements of selected properties of the voltage amplifier from the 9010 calibrator and their comparison with the results of the simulation. The optimisation concerns these selected properties and compares them to the original qualities of the calibrator 9010 voltage amplifier.

Keywords

Operational amplifier, simulation, optimisation, LTspice

Bibliografická citace:

MALÍK, Luděk. Optimalizace napěťového zesilovače [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-04-21]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/122678>. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Soňa Šedivá.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Optimalizace napěťového zesilovače“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **4.června 2020**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucí *bakalářské* práce Ing. Soně Šedivé, Ph.D. za její čas a hodnotnou pomoc při zpracování mé bakalářské práce, jak v odborné rovině, tak i v rovině formálních náležitostí. Dále děkuji odbornému konzultantovi bakalářské práce Ing. Michalu Sittovi za jeho cenné rady, trpělivost, ochotu a podnětné návrhy k práci.

V Brně dne: **4. června 2020**

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	1
2	Teoretický rozbor	2
2.1	Operační zesilovač	2
2.1.1	Ideální operační zesilovač	3
2.1.2	Reálný operační zesilovač	3
2.1.3	Stupně operačního zesilovače	3
2.1.4	OZ jako invertující napěťový zesilovač	4
2.2	Bipolární tranzistory	5
2.3	Darlingtonovo zapojení	6
2.4	Sziklaiovo zapojení	6
3	Předložený napěťový zesilovač	8
4	Software pro simulaci	12
4.1	Nástrojová lišta	12
4.1.1	Vkládání prvků	13
4.1.2	Další nástroje	15
4.2	Práce se schématem	17
4.2.1	SPICE directive	17
4.3	Simulační okno	18
5	Realizace OZ v LTspice	20
6	Navržená testovací metodika	24
6.1	Celkové harmonické zkreslení (THD)	24
6.2	Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika	27
6.3	Odolnost na zátěž kapacitní a induktivní	30
6.4	Rychlost přeběhu (SR)	32
7	Porovnání simulace se skutečnou realizací	34
7.1	Popis navrženého experimentu	35
7.2	Použité měřicí přístroje	35
7.2.1	Osciloskop RTM 3004	35
7.2.2	Spektrální analyzátor RSA 3033B	36
7.2.3	Generátor Agilent 33220A	37

7.3	Získané výsledky měření.....	37
7.4	Srovnání výsledků se simulací.....	39
8	Optimalizace zesilovače	41
8.1	Nahrazení ADA4627 za ADA4637	41
8.2	Optimalizace velikosti kapacity ve zpětné vazbě	42
8.3	Nahrazení Darlingtonova zapojení Sziklaiovým zapojením	42
8.4	Optimalizace velikosti odporů	43
8.5	Porovnání vlastností před a po optimalizaci	44
9	Závěr.....	46
	Literatura.....	47
	Seznam příloh.....	50

Seznam obrázků

Obrázek 2.1 Schématická značka OZ.....	2
Obrázek 2.2 Ustálená symbolika veličin OZ	2
Obrázek 2.3 Blokovaná struktura OZ [4]	3
Obrázek 2.4 Invertující zesilovač [4].....	4
Obrázek 2.5 Zjednodušená struktura tranzistorů NPN, PNP [6].....	5
Obrázek 2.6 Darlingtonovo zapojení dvou NPN [7]	6
Obrázek 2.7 Sziklaiovo zapojení NPN [7].....	7
Obrázek 3.1 Předložené schéma.....	8
Obrázek 3.2 Rezistory děliče	8
Obrázek 3.3 Část nulovacího obvodu s napojením na OZ.....	9
Obrázek 3.4 Signalizace přetížení	10
Obrázek 3.5 Tlumení vysokofrekvenčních kmitů a HW ochrana proti zkratu	10
Obrázek 3.6 Hlavní simulovaná část	11
Obrázek 4.1 Nástrojová lišta LTspice	12
Obrázek 4.2 Zvýrazněné symboly pro nové schéma a otevření existujícího schématu	12
Obrázek 4.3 Nástrojová lišta otevřeného schématu.....	12
Obrázek 4.4 Zvýrazněné symboly pro vložení rezistoru, kapacitoru, induktoru a diody	13
Obrázek 4.5 Zvýrazněný symbol pro vkládání složitějších prvků	13
Obrázek 4.6 Okno výběru komponent.....	14
Obrázek 4.7 Použití vyhledávání pro nalezení operačního zesilovače.....	15
Obrázek 4.8 Zvýrazněný nástroj "Label Net" použitý pro pojmenování uzlů.....	15
Obrázek 4.9 Zvýrazněné nástroje pro kreslení vodičů a vložení uzemnění	16
Obrázek 4.10 Zvýrazněný symbol nástroje "Move"	16
Obrázek 4.11 Zvýrazněný symbol nástroje "Drag"	16
Obrázek 4.12 Zvýrazněné nástroje pro odstranění a duplikaci prvku v obvodu.....	16
Obrázek 4.13 Zvýrazněný symbol pro spuštění simulace	16
Obrázek 4.14 Zvýrazněný symbol pro vložení "SPICE directive"	17
Obrázek 4.15 Ukázka vzhledu simulačního okna	18

Obrázek 4.16 Zvýrazněné nástroje pro přiblížení a oddálení	19
Obrázek 4.17 Zvýraznění nástroje pro návrat k původnímu měřítku.....	19
Obrázek 4.18 Přidání nového průběhu nebo výsledku matematické operace se signály	19
Obrázek 5.1 Základní realizace schématu v LTspice	20
Obrázek 5.2 Detail Darlingtonova zapojení pro NPN tranzistory.....	22
Obrázek 5.3 Detail zapojení diod paralelně s tranzistory	22
Obrázek 5.4 Piny ADA4627 [17].....	23
Obrázek 5.5 Zapojení napájení OZ.....	23
Obrázek 6.1 Změny provedené pro získání THD, zvýrazněné měněné parametry a uzel na kterém získáváme THD.	25
Obrázek 6.2 Umístěný hodnoty THD.....	26
Obrázek 6.3 Zvýrazněná zátěž na výstupu OZ	27
Obrázek 6.4 Amplitudové (plné) a fázové (tečkované) frekvenční charakteristiky..	28
Obrázek 6.5 Amplitudové(plné) a fázové (tečkované) frekvenční charakteristiky v pásmu do 100kHz.....	29
Obrázek 6.6 Porovnání všech průběhů, V(output)-referenční výstup s rezistorem 100Ω, V(output_i)-výstup s induktorem 20-100 μH s krokem 20 μH, V(output_c)- výstup s kapacitorem 0-10nF s krokem 2nF	30
Obrázek 6.7 Nastavení parametrické analýzy	30
Obrázek 6.8 Vliv velikosti kapacitní zátěže na zesílení OZ s rostoucí frekvencí 0nF až 10nF.....	31
Obrázek 6.9 Vliv velikosti induktivní zátěže na zesílení OZ s rostoucí frekvencí, ..	31
Obrázek 6.10 Vliv velikosti induktivní zátěže na zesílení OZ pro hodnoty 0 μH až 20 μH	32
Obrázek 6.11 Ilustrační obrázek měření SR [22]	33
Obrázek 7.1 Funkční podoba simulovaného schématu, použitá pro porovnání	34
Obrázek 7.2 Osciloskop RTM 3004 [19].....	36
Obrázek 7.3 THD - 20	37
Obrázek 7.4 Měření průběhy amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky.....	38
Obrázek 7.5 Osciloskopem zobrazené průběhy vstupního a výstupního signálu	39

Obrázek 7.6 Porovnání simulované a naměřené amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky	40
Obrázek 8.1 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika OZ pro obvod zobrazený na obrázku 6.3 s ADA4627 a s její výměnou za ADA4637	41
Obrázek 8.2 Vliv velikosti kapacity C1	42
Obrázek 8.3 Schéma obvodu po změně tranzistorů na Sziklaiovo zapojení	43
Obrázek 8.4 Výběr velikosti odporů R4 resp. R6	44
Obrázek 8.5 Porovnání amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky	45
Obrázek 8.6 Výsledné optimalizované schéma.....	45

Seznam tabulek

Tabulka 1 Hodnoty THD získané simulací v závislosti na frekvenci	26
Tabulka 2 Vybrané parametry osciloskopu RTM3004 [29]	36
Tabulka 3 Vybrané parametry generátoru Agilent 33220A[23]	37
Tabulka 4 Hodnoty THD získané měřením na osciloskopu a spektrometru v závislosti na frekvenci.....	37
Tabulka 5 Porovnání hodnot THD získaných simulací a měřením v závislosti na frekvenci	39
Tabulka 6 Srovnání SR a GBW u součástek ADA4627, ADA4637.....	41
Tabulka 7 Porovnání hodnot THD před a po optimalizaci	44

1 ÚVOD

V této bakalářské práci je sledováno několik cílů tak, jak byly zadány firmou Meatest s.r.o. Hlavním cílem je optimalizace předloženého na okolí nezávislého bloku 2V zesilovače, který je použit v kalibrátoru 9010 ve firmě Meatest s.r.o.

Optimalizace má konkrétně zajistit, aby celkové harmonické zkreslení předloženého operačního zesilovače nepřekročilo hodnotu 0.05 % do frekvence 100kHz a hodnotu 1 % do frekvence 1MHz. Dále má rozšířit šířku pásma předloženého operačního zesilovače k hranici 1MHz a zvýšit rychlost přeběhu. Dalším cílem je vytvoření modelu předloženého operačního zesilovače. Tento zesilovač se skládá z napěťového děliče, součástky ADA4627 a koncového stupně tvořeného Darlingtonovým zapojením několika bipolárních tranzistorů. Tyto části zesilovače budou v teoretickém úvodu práce popsány obecně a v dalších kapitolách konkrétně. Simulace se zaměří na tyto parametry zesilovače: celkové harmonické zkreslení, amplitudová frekvenční charakteristika (do 1MHz), fázová frekvenční charakteristika, odolnost na zátěž induktivní (až 100 μ H), odolnost na zátěž kapacitní (až 10nF). Celkové harmonické zkreslení je třeba zjistit na frekvencích 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz. Cílem je simulaci vypracovat v softwaru LTspice tak, aby bylo možné jednotlivé simulace spouštět bez zahrnování celých nových knihoven. Tento software a základy práce s ním budou v této práci také popsány. Firmou Meatest s.r.o. bylo schéma na okolí nezávislého bloku 2V zesilovače předloženo a jeho jednotlivé části budou v této práci popsány.

Součástí této práce je i měření na skutečné realizaci ve firmě Meatest s.r.o. Bude měřena amplitudová a fázová frekvenční charakteristika a rychlost přeběhu, také budou získána data pro výpočet celkového harmonického zkreslení. Tato měření pak budou porovnávána s výsledky simulací.

Hlavní problémy, které předpokládám, jsou nalezení modelů složitějších součástek, zvolení správných analýz, které by vhodně ověřily parametry zesilovače a rozdíl mezi skutečnou realizací a simulovaným modelem.

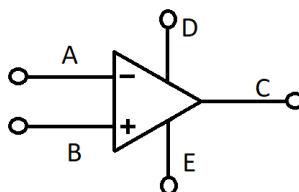
2 TEORETICKÝ ROZBOR

2.1 Operační zesilovač

Historicky byly operační zesilovače (dále OZ) využívány v analogových počítačích při provádění lineárních matematických operací. V analogových elektronických zařízeních byl OZ využíván pro svou nízkou cenu, přizpůsobivost a pro své celkové vlastnosti.

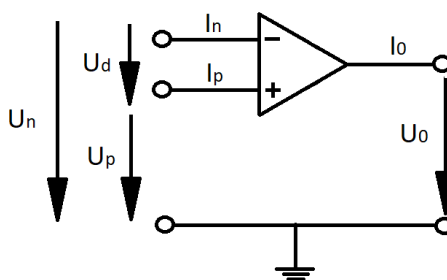
Dnes OZ slouží jako silný zesilovač (řádově 10^2 dB) stabilní ve zpětnovazebním zapojení, který se vyznačuje malým vlastním rušením.[1]

Symbolická značka OZ, viz obrázek 2.1, vyznačuje směr signálového toku, který směřuje na svorku výstupu (C). Dále jsou přítomny dva napájecí vývody (D a E) pro přívod energie, přičemž E je zem, invertující vstup (A) a neinvertující vstup (B). Pokud je to vyžadováno, může mít a v realitě obvykle mívá, další vývody pro nastavení jeho vnitřních parametrů. Více bude zmíněno pro konkrétní OZ (ADA4627) v kapitole 3.



Obrázek 2.1 Schématická značka OZ

Pro účely této práce bude stačit zjednodušená značka s ustálenou symbolikou viz obr 2.2, která zavádí důležitá napětí a proudy. [3]



Obrázek 2.2 Ustálená symbolika veličin OZ

U_nvstupní napětí invertujícího vstupu

U_ddiferenciální vstupní napětí

U_pvstupní napětí neinvertujícího vstupu

I_nvstupní proud invertujícího vstupu

I_pvstupní proud neinvertujícího vstupu

U_ovýstupní napětí

I_ovýstupní proud.

2.1.1 Ideální operační zesilovač

Ideálním OZ rozumíme takový operační zesilovač, který má následující vlastnosti:

- Nulové diferenční napětí
- Nulové vstupní proudy, tj. nekonečný vstupní odpor
- Nulový výstupní odpor
- Nulový šum
- Nekonečné napěťové zesílení
- Nezávislost parametrů na teplotě
- Zesiluje nulovou i nekonečně velkou frekvenci
- Pro shodná napětí na vstupech má nulové výstupní napětí

Ideální OZ se tedy chová přesně podle tzv. operační rovnice, respektive ji neovlivňuje, viz rovnice 2.1 níže, což je vztah mezi výstupními veličinami (U_o, I_o) a vstupními veličinami (U_d, I_d, U_p, I_p). [1] Ideální OZ je samozřejmě v praxi nedosažitelný.

2.1.2 Reálný operační zesilovač

Vlastnosti reálného operačního zesilovače se k ideálnímu pouze přibližují. Zejména reálné OZ nemají nekonečný vstupní odpor, a tedy existuje proud, který do OZ vtéká. Dále pak vytvářejí šum a mají i jiné parazitní vlastnosti.

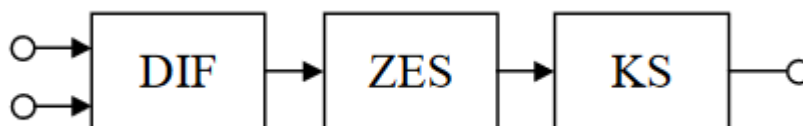
Z toho vyplývají další parametry, které je dobré uvést.

- Vstupní offset – souhrn stejnosměrných rušivých složek
- Vstupní drift – označuje míru nestálosti vstupního offsetu
- Vstupní šum – shrnuje šum vstupních napětí a proudů

Uvádějí se jako vstupní, protože se díky tomu může pracovat s ideálním OZ, který má šum už na vstupu.

2.1.3 Stupně operačního zesilovače

Operační zesilovač má svoji vnitřní strukturu, kterou můžeme rozdělit do tří hlavních částí, viz obr 2.3.



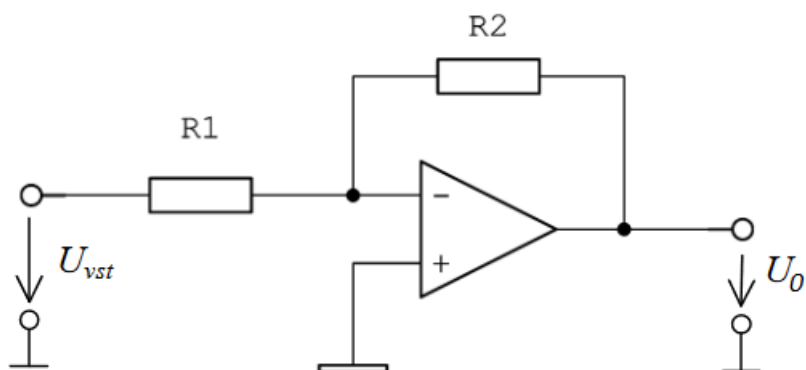
Obrázek 2.3 Bloková struktura OZ [4]

První vstupní stupeň je realizovaný diferenciálním zesilovačem (DIF), následuje budící stupeň s napěťovým zesilovačem (ZES) a poslední je koncový stupeň (KS), obvykle tvořen komplementárním zesilovačem, který dodává potřebný výkon do zátěže.

2.1.4 OZ jako invertující napěťový zesilovač

V této části práce se zaměřím na použití OZ jako invertujícího zesilovače, respektive na zapojení/obvod, který se tak standardně nazývá. Toto zapojení je vidět na obrázku 2.4.

Invertující zesilovač je jedno z nejběžnějších použití OZ, používá se například v audiotechnice. [1]



Obrázek 2.4 Invertující zesilovač [4]

Vidíme, že neinvertující vstup je spojen se zemí a celé vstupní napětí je přes rezistor $R1$ zapojeno na invertující vstup, čímž generuje proud o velikosti $U_{vst}/R1$, který je kompenzován proudem procházejícím rezistorem $R2$ o velikosti $U_0/R2$. [1] Ideální operační rovnice bude mít tento tvar:

$$U_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{vst} \quad (2.1)$$

Z rovnice je patrná závislost výstupního napětí na poměru rezistorů $R1$ a $R2$ a otočená polarita vstupního signálu. Můžeme zavést i zesílení tohoto operačního obvodu jako G a to vztahem

$$G = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.2.)$$

Zesílení tedy budeme nastavovat volbou rezistorů v obvodu.

Takto funguje invertující zesilovač s použitím ideálního OZ, v reálném případě samozřejmě existuje i proud vtékající do invertujícího vstupu.

2.2 Bipolární tranzistory

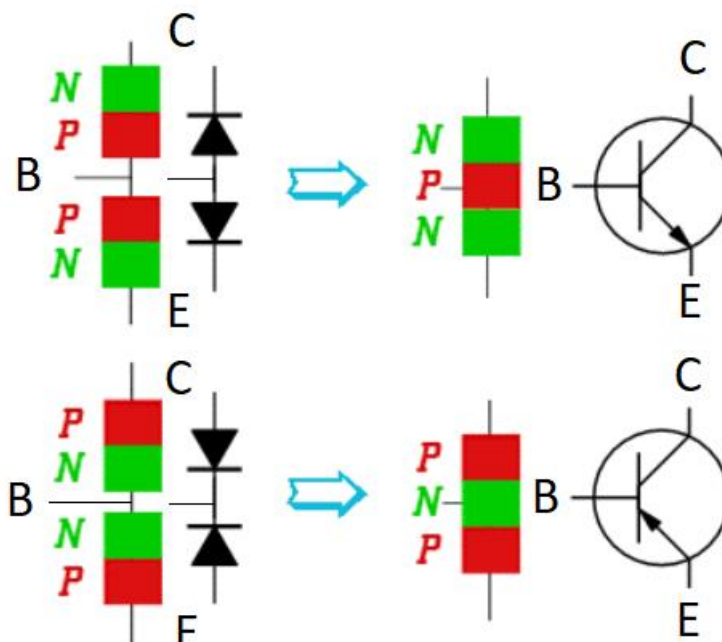
Bipolární tranzistory, pro které bude zavedena zkratka BJT (bipolar junction transistor), byly ve své době převratnou technologií a ve většině aplikací nahradily původní vakuové elektronky. V obvodu, jenž bude v rámci této práce použit, se využívá několik BJT, proto je zde tato součástka popisována.

BJT má tři elektrody, bázi (B), emitor (E) polarizovaný vůči bázi v propustném směru a kolektor (C), který je polarizován vůči bázi v závěrném směru.

Díky této struktuře můžeme polarizováním báze vůči emitoru zvětšit proud procházející ze zdroje mezi emitorem a kolektorem. Na polarizaci stačí řádově menší proud, než který má procházet. Můžeme tedy zavést proudový zesilovací činitel tranzistoru, jenž je dán poměrem procházejícího proudu a proudu v bázi, značit budeme tradičně h_{21} . Pokud změnu proudu kolektorem budeme značit jako Δi_c a změnu proudu báze jako Δi_b , pak proudový zesilovací činitel odpovídá rovnici 2.3. Napětí na kolektoru musí být konstantní. [5]

$$h_{21} = \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \quad (2.3)$$

Schematická značka BJT tyto skutečnosti odráží a šipka podle svého směru rozlišuje dva základní typy PNP a NPN („šipka ven“). Rozdíl je v polaritě, jak ukazuje obr. 2.4, ve kterém nalezneme i výše zmíněnou schematickou značku.

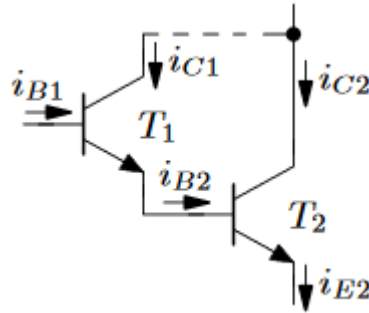


Obrázek 2.5 Zjednodušená struktura tranzistorů NPN, PNP [6]

2.3 Darlingtonovo zapojení

V OZ, který bude v této práci optimalizován, je použito Darlingtonovo zapojení. Z toho důvodu zde bude popsáno. Darlingtonovo zapojení se používá při konstrukci zesilovačů, zejména v jejich koncových stupních. V koncových stupních potřebujeme velké proudové zesílení, a tedy velký vstupní odpor.

Darlingtonovo zapojení je takové zapojení dvou BJT, kdy emitor prvního je přímo napojen na bázi druhého, jak ukazuje obr 2.6



Obrázek 2.6 Darlingtonovo zapojení dvou NPN [7]

Výhodou tohoto zapojení je velké zesílení celku. Proudový zesilovací činitel h_{21} takto zapojených tranzistorů $T1(h'_{21})$ a $T2(h''_{21})$ je zhruba roven součinu zesilovacích činitelů použitých tranzistorů.

$$h_{21} = h'_{21} \cdot h''_{21} \quad (2.4)$$

Tato rovnost vychází z obecně známé rovnice pro proudy elektrod.

$$i_{B2} = i_{B1} \cdot (h'_{21} + 1) \quad (2.5)$$

$$i_{B1} = \frac{i_{C2}}{h''_{21}} \quad (2.6)$$

Rovnice 2.5 a 2.6 po úpravě vedou na výsledný proudový zesilovací činitel.

$$h_{21} = \frac{i_{C2}}{i_{B1}} = h''_{21} \cdot (h'_{21} + 1) \doteq h'_{21} \cdot h''_{21} \quad (2.7)$$

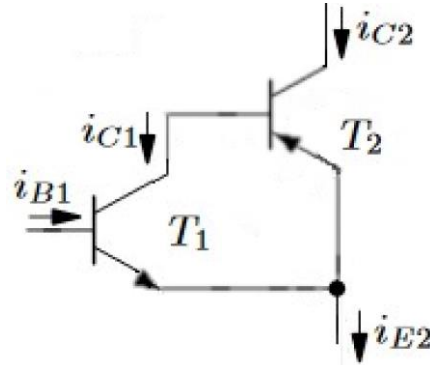
Rovnice 2.4 vychází i pokud sledujeme vzájemnou interakci proudů a jejich zesilování zapojením.

Nevýhodou je výsledné napětí mezi bázi a emitorem Darlingtonova zapojení, které je součtem napětí mezi bázi a emitorem obou tranzistorů.

2.4 Sziklaiovo zapojení

V této práci, konkrétně v optimalizační části, bude použito Sziklaiovo zapojení. Zapojení bude použito, protože oproti původně použitému Darlingtonovu zapojení má vykazovat nižší THD a stabilnější zesílení při změnách teploty. [24] Jeho oblast využití je stejná jako pro Darlingtonovo zapojení, tedy zejména koncové stupně OZ. Sziklaiovo

zapojení je zapojení dvou BJT opačných polarit tj. vždy jeden NPN a PNP. Výsledné chování je dáno typem prvního tranzistoru (T1). Na upraveném obrázku 2.7 je zobrazeno Sziklaiovo zapojení typu NPN.



Obrázek 2.7 Sziklaiovo zapojení NPN [7]

Celkové zesílení Sziklaiova zapojení je nepatrně nižší než u zapojení typu Darlington. Důvodem je zabudovaná záporná zpětná vazba, jak vyplývá ze zapojení na obrázku 2.7. [23]. V rámci této bakalářské práce bude brána velikost výsledného proudového zesilovacího činitele Sziklaiova zapojení stejná jako velikost Darlingtonova zapojení a bude odpovídat rovnici 2.4. Vyjde tak z rovnic pro proudy procházející zapojením a rovnice pro proudový zesilovací činitel 2.3.

Rovnice pro proudy, které se vztahují k obrázku 2.7:

$$i_{C1} = i_{B1} \cdot h'_{21} \quad (2.8)$$

$$i_{C2} = i_{C1} \cdot h''_{21} \quad (2.9)$$

$$i_C = i_{C1} + i_{C2} \quad (2.10)$$

$$i_{E1} = i_{B1} + i_{C1} \quad (2.11)$$

$$i_E = i_{E1} + i_{C2} \quad (2.12)$$

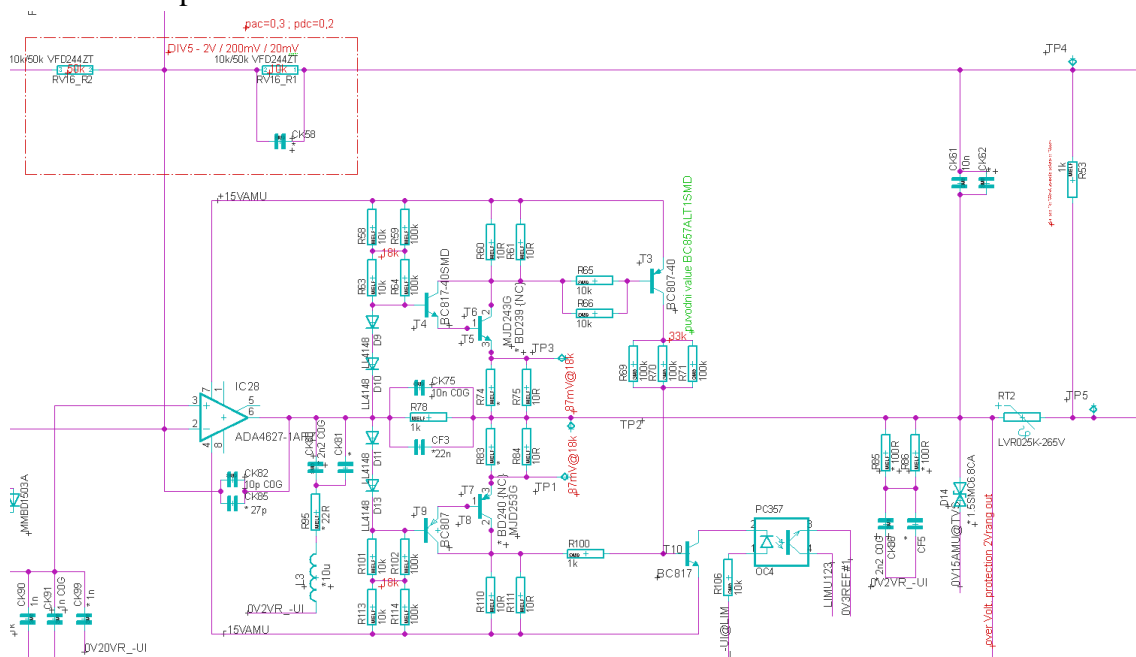
Výsledná velikost proudového zesilovacího činitele:

$$\begin{aligned} h_{21} &= \frac{i_C}{i_{B1}} = \frac{i_{C1} + i_{C2}}{i_{B1}} = \frac{i_{C1}}{i_{C1}} \cdot \frac{(i_{C1} + i_{C2})}{i_{B1}} = \frac{i_{C1} \cdot i_{C1} + i_{C1} \cdot i_{C2}}{i_{C1} \cdot i_{B1}} = \frac{i_{C1}}{i_{B1}} \cdot \frac{i_{C2}}{i_{C1}} + \frac{i_{C1}}{i_{B1}} = \\ &= h'_{21} \cdot h''_{21} + h'_{21} \doteq h'_{21} \cdot h''_{21} \end{aligned} \quad (2.13)$$

3 PŘEDLOŽENÝ NAPĚŤOVÝ ZESILOVAČ

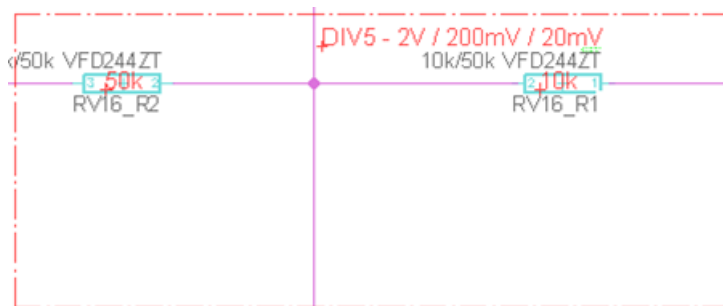
Hlavním předmětem této bakalářské práce je optimalizace napěťového zesilovače se vstupem $\pm 10V$ používaný v kalibrátoru 9010 ve firmě Meatest s.r.o. Předložené schéma se nachází na obrázku 3.1. Jde o samostatný blok zesilovače, který může být simulován nezávisle na okolí.

Tato kapitola bude věnována popisu používaného napěťového zesilovače, který bude v rámci BP optimalizován.



Obrázek 3.1 Předložené schéma

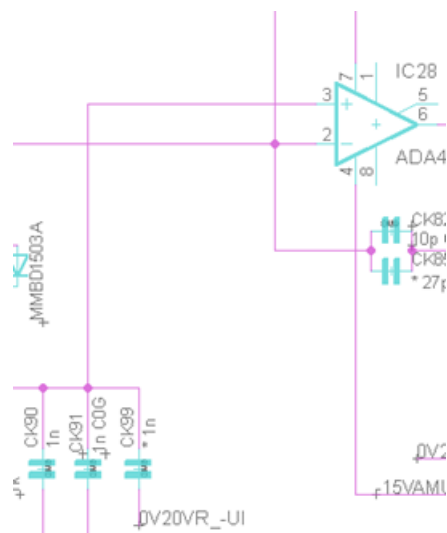
Pro přehlednost bude schéma popisováno po jednotlivých částech. Před tím je vhodné upozornit na použití operačního zesilovače ADA4627 a na zapojení jako invertující zesilovač viz červené ohraničení. Tuto oblast zachycuje obrázek 3.2. Z detailu je vidět, že jde o dělič 10k a 50k, který upravuje vstupní napětí 0-10V na výstupní 0-2V a mění fázi o 180° .



Obrázek 3.2 Rezistory děliče

Je důležité poznamenat, že ne všechny části vyžadují zapojení nebo jsou zapojeny (nezapojené součástky firma vnitřně označuje pomocí *), jak bude ukázáno níže a zvláště v kapitole 5. Pro úplnost je zde uvedeno původní schéma beze změn.

Oblast nulovacího obvodu, jehož část je patrná v levé spodní části obrázku 3.1 a detail na obrázku 3.3, zajišťuje lepší stabilitu a výstup při DC. Této oblasti se nebudu více věnovat a jen poukážu na její zapojení na neinvertující vstup OZ.



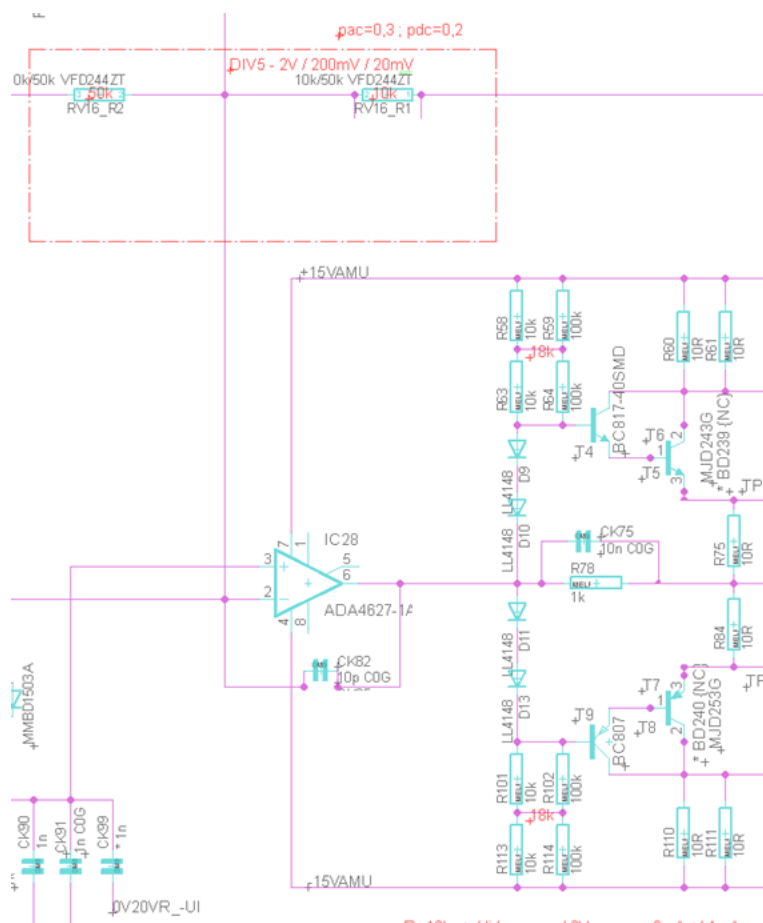
Obrázek 3.3 Část nulovacího obvodu s napojením na OZ

Další část, která stojí za zmínku, je oblast na obr 3.4 v pravé střední části schématu, která se stará o signalizaci přetížení například při zkratu nebo připojení na 220V.

Dalším opatřením proti kmitání je kapacitor CK61 o velikosti 10nF vpravo nahoře na původním schématu v obrázku 3.1.

Simulace v kapitole 5 bude probíhat pro oblast koncového stupně na obrázku 3.6 a její schéma je uvedeno na obrázku 5.1 a popsáno v kapitola 5. Zde uvádím jen výřez z hlavního schématu, abych další práci uvedl do kontextu se zadáním.

Cílem je simulovat průběh amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky, rychlost přeběhu, odolnost na induktivní zátěž (až 100μH), odolnost na kapacitní zátěž (až a 10nF) a zjistí velikosti THD na frekvencích 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz.



Obrázek 3.6 Hlavní simulovaná část

4 SOFTWARE PRO SIMULACI

Firma Linear Technology (LT), nyní součást firmy Analog Devices (AD), koncem roku 1999 uvedla na trh program LTspice, který patří do rodiny softwarových nástrojů sloužících pro SPICE simulace (tj. simulace kladoucí důraz na integrované obvody).

LTspice se využívá při návrhu právě integrovaných obvodů. Jedná se o software distribuovaný pod vlastní freeware licenci. V kapitole 4 bude LTspice popsán se zvláštním přihlédnutím ke způsobu jeho užívání v této práci, tedy pro simulování předloženého obvodu, získání hodnot celkového harmonického zkreslení obvodu, průběhu amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky, rychlosti přeběhu a průběhu frekvenčních charakteristik zobrazujících odolnost obvodu na připojenou zátěž.

4.1 Nástrojová lišta

Základním způsobem použitým k ovládání je využití nástrojové lišty programu, která je zobrazena na obrázku 4.1.



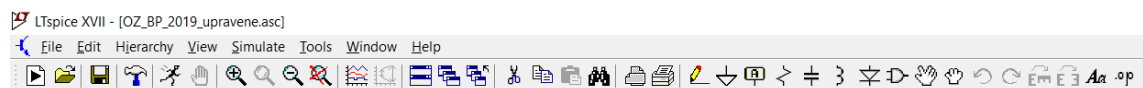
Obrázek 4.1 Nástrojová lišta LTspice

Aby bylo možné používat všechny nástroje umístěné na liště, viz níže, sloužící pro vytvoření schématu, je třeba samozřejmě pracovat s otevřeným schématem, k tomu slouží buď „New Schematic“ nebo „Open“ viz obrázek 4.2.



Obrázek 4.2 Zvýrazněné symboly pro nové schéma a otevření existujícího schématu

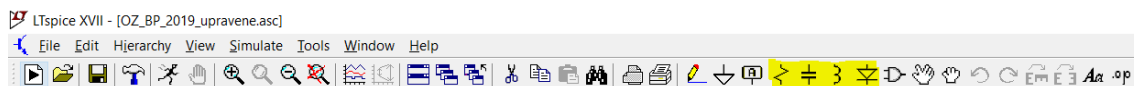
Zvolením symbolu „New Schematic“ otevřeme nové schéma a nástrojová lišta změní svůj vzhled a funkčnost, viz obrázek 4.3.



Obrázek 4.3 Nástrojová lišta otevřeného schématu

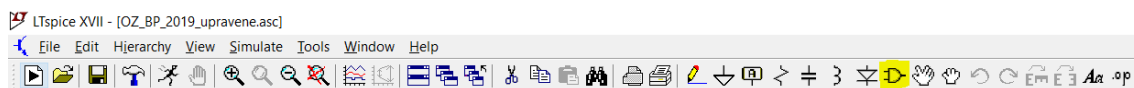
4.1.1 Vkládání prvků

Na obrázku 4.4 je zvýrazněna čtveřice symbolů pro vložení nejjednodušších prvků obvodu, zleva doprava: rezistor, kapacitor, induktor, dioda.



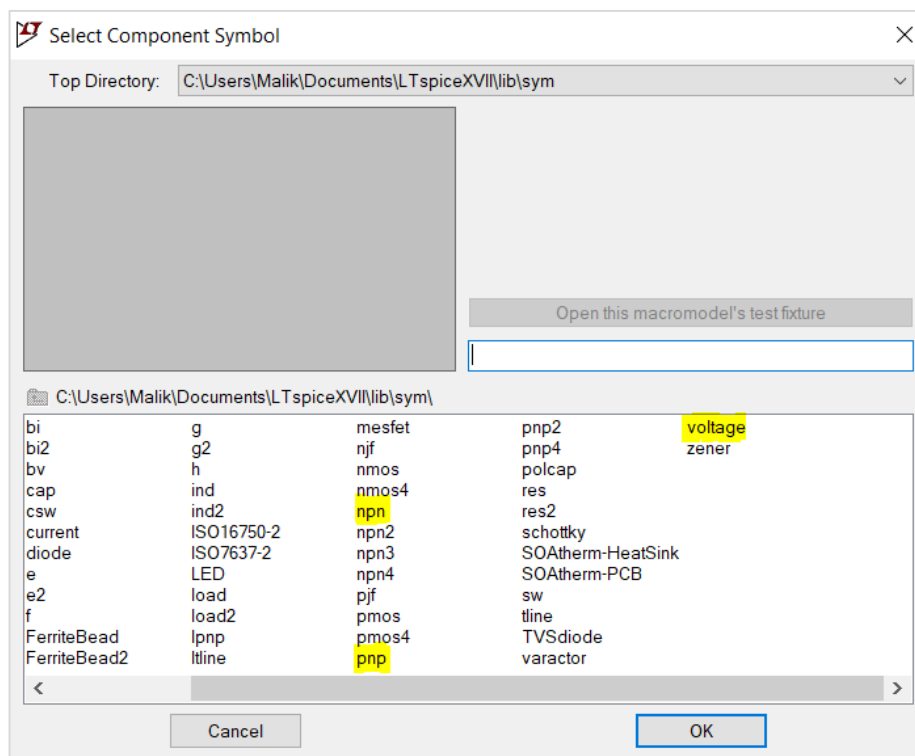
Obrázek 4.4 Zvýrazněné symboly pro vložení rezistoru, kapacitoru, induktoru a diody

Vpravo od výše zmíněné čtveřice symbolů pro vložení, viz obrázek 4.5, se nachází symbol pro vložení složitějších prvků, například zdroje, tranzistoru, operačního zesilovače. Tento nástroj umožňuje samozřejmě vkládat i výše zmíněné jednodušší prvky.



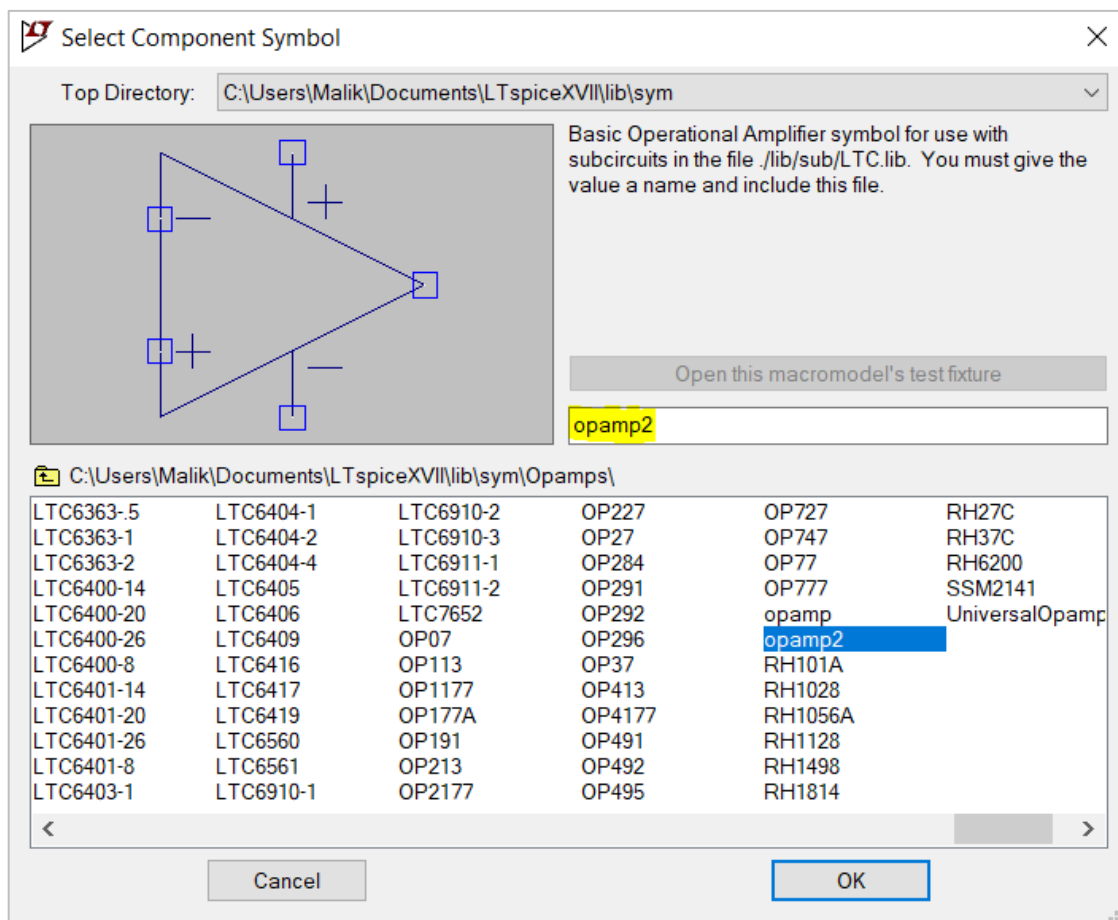
Obrázek 4.5 Zvýrazněný symbol pro vkládání složitějších prvků

Po kliknutí na tento symbol se zobrazí okno pro výběr prvků neboli komponent, jak ukazuje obrázek 4.6. Na obrázku 4.6 jsou dále zvýrazněny označení NPN a PNP tranzistoru a označení „voltage“, které patří k možnosti vložit zdroj napětí.



Obrázek 4.6 Okno výběru komponent

Pokud je nutné vložit například operační zesilovač, který se v základním výběru nenachází, je nutné ho vyhledat podle jeho označení. Na obrázku 4.7 bylo vyhledávací pole s vyhledávaným prvkem zvýrazněno. Jedná se o operační zesilovač s napěťovými vývody.

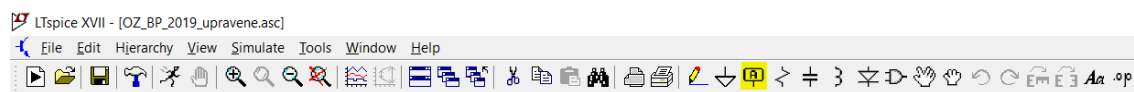


Obrázek 4.7 Použití vyhledávání pro nalezení operačního zesilovače

V hledem k tomu, že v této bakalářské práci byly použity jen výše zmíněné komponenty a jejich parametry byly upravovány pomocí „SPICE directive“, nebudu popisovat jiné možnosti vkládání a upravování komponent.

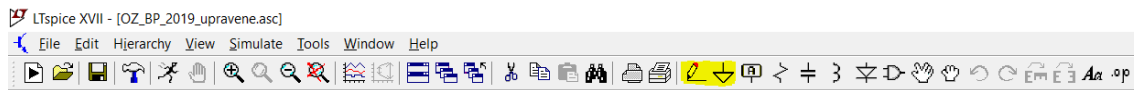
4.1.2 Další nástroje

Na obrázku 4.8 je zvýrazněn další praktický nástroj, který slouží k pojmenování uzlů obvodu. S jeho pomocí můžeme jednak snadněji uzly referovat a jednak zpřehlednit schéma, protože stejně pojmenované uzly jsou chápány jako jeden a tedy virtuálně propojeny. Tato funkce je využita například pro napájení vloženého OZ.



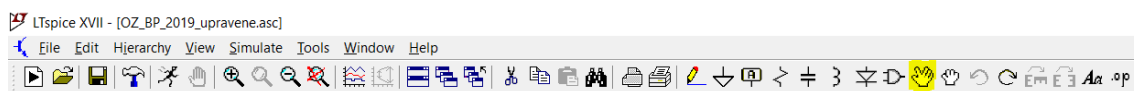
Obrázek 4.8 Zvýrazněný nástroj "Label Net" použitý pro pojmenování uzlů

Dále zmíním nástroj pro kreslení umístění vodičů a vložení uzemnění. Oba jsou zvýrazněny na obrázku 4.9. Každé schéma musí mít uzemnění.

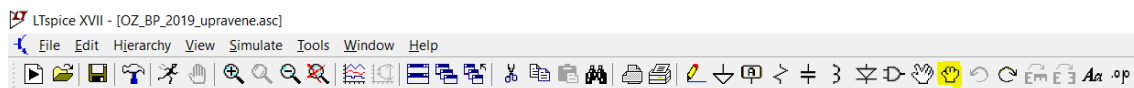


Obrázek 4.9 Zvýrazněné nástroje pro kreslení vodičů a vložení uzemnění

Pro upravování již umístěných prvků slouží jednak nástroj „Move“, a pak nástroj „Drag“. Pomocí prvního z nich hýbeme prvky ve schématu tak, že jsou od zbytku odpojeny a přesouvány samostatně. „Drag“ naproti tomu umožňuje zachovat napojení na obvod a měnit délku a tvar vodičů podle potřeby. Umístění symbolů na nástrojové liště je zvýrazněno na obrázku 4.10 respektive 4.11.



Obrázek 4.10 Zvýrazněný symbol nástroje "Move"



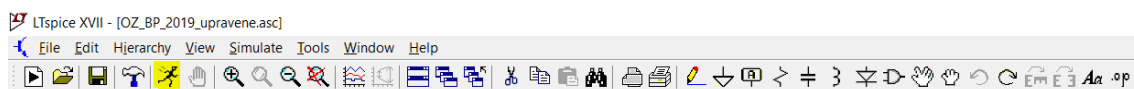
Obrázek 4.11 Zvýrazněný symbol nástroje "Drag"

Pro odstranění prvku či vodiče ze schématu slouží nástroj „Cut“ a napravo od něj se nachází nástroj pro kopírování prvků. Oba jsou zvýrazněny na obrázku 4.12.



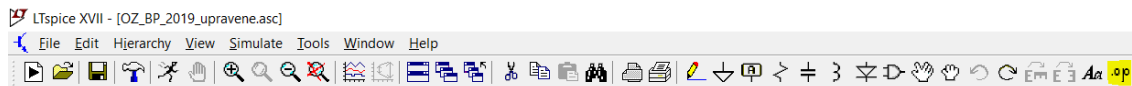
Obrázek 4.12 Zvýrazněné nástroje pro odstranění a duplikaci prvku v obvodu

V kapitole 4.3 se budeme zabývat simulací schématu, ta je zahájena poklepem na symbol „Run“, zvýrazněný na obrázku 4.13



Obrázek 4.13 Zvýrazněný symbol pro spuštění simulace

Posledním, ale velmi důležitým symbolem je symbol pro „SPICE directive“, což je způsob, kterým například ovládáme průběh simulace a je popsán v kapitole 4.2.1



Obrázek 4.14 Zvýrazněný symbol pro vložení "SPICE directive"

4.2 Práce se schématem

V praxi je samozřejmě rychlejší používat klávesové zkratky, které přístup k nástrojům plně umožňují, proto je zde uveden seznam používaných zkratek.

F2 Umístění složitějšího prvku, komponenty

F3 Umístění vodiče

F4 "Label net", pojmenování uzlu

F5 Smazání prvku obvodu

F6 Zkopírování prvku obvodu

F7 "Move", posunutí prvku

F8 "Drag", tažení prvku

F9 Vrátit akci

Ctrl+E Zrcadlově otočit vkládaný prvek

Ctrl+M Otočit vkládaný prvek

R Vložit rezistor

C Vložit kapacitor

L Vložit induktor

D Vložit diodu

G Vložit uzemnění

S Vložit „SPICE directive“

Ctrl+Z Přiblížit schéma

Ctrl+B Oddálit schéma

Ctrl+H Zastavit simulaci

4.2.1 SPICE directive

SPICE directive je text, který se přenáší přímo do netlistu LTspice, můžeme ho tedy chápat jako prostředek k ovládání samotného programu. Netlist je totiž textovou reprezentací samotného simulovaného obvodu. Je nutné ho uvést tečkou následovanou klíčovým příkazem s definovanou syntaxí.

Výhodou SPICE directive je, že se vkládá přímo do schématu. Pokud pomocí něj tedy něco upravíme nebo definujeme, nemusíme už ke schématu přidávat žádné další soubory a funguje samostatně.

V této práci byly využity následující příkazy. [8]

- .tran

Přechodová analýza, tedy základní způsob analýzy obvodů. V této práci je používána ve spolupráci s různými testovacími signály přiváděnými ze zdrojů.

- .ac

Analýza střídavého průběhu, je možná vypočítáním fázorů uzlových napětí obvodu jako funkce frekvence.

- .options

Nastavení vnitřních parametrů simulace, v našem případě půjde o zamezení šumu, vyhlazení signálu, při rychlé Fourierové transformaci.

- .step

Parametrická analýza, je opakovaná libovolná analýza za změny jednoho, ale i více parametrů obvodu. Tím samozřejmě silně stoupá výpočetní náročnost simulace.

- .model

Definuje model, pomocí řady parametrů vycházejících z datasheetu součástek. Do schématu jsou tak vloženy modely tranzistorů a diody.

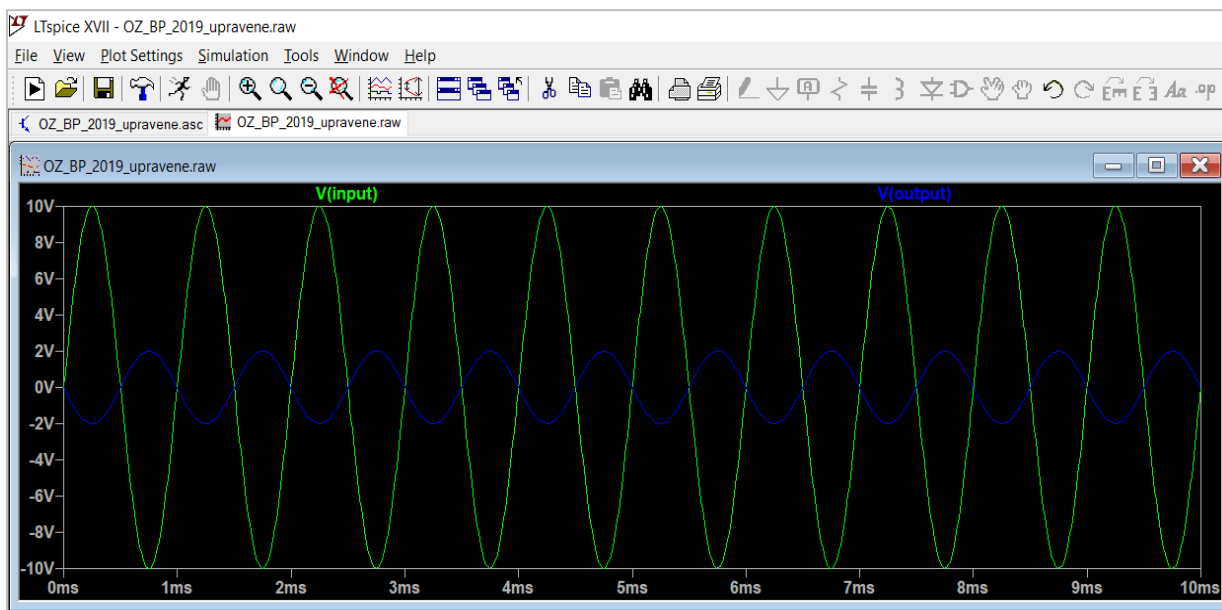
- .subckt . ends

Definuje podobvod, ale jde o obecný příkaz, který využijeme konkrétně při vkládání operačního zesilovače ADA4627

4.3 Simulační okno

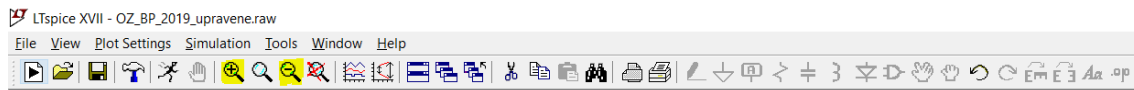
Simulaci zahájíme stiskem symbolu „Run“, program nám zobrazí okno, viz obrázek 4.15 a provede simulaci. Konec simulace byl nastaven příkazem *.tran 10ms*.

Schéma použité pro tuto simulaci je blíže popsáno v kapitole 5 a nyní slouží jen pro ilustraci fungování simulačního okna.



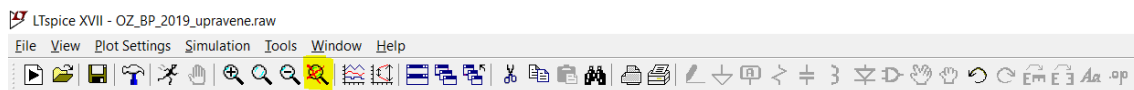
Obrázek 4.15 Ukázka vzhledu simulačního okna

Měřítko osy y program nastavuje automaticky, měřítko osy x závisí na zadaném příkazu. K přiblížení a oddálení můžeme používat nástroje zvýrazněné na obrázku 4.16.



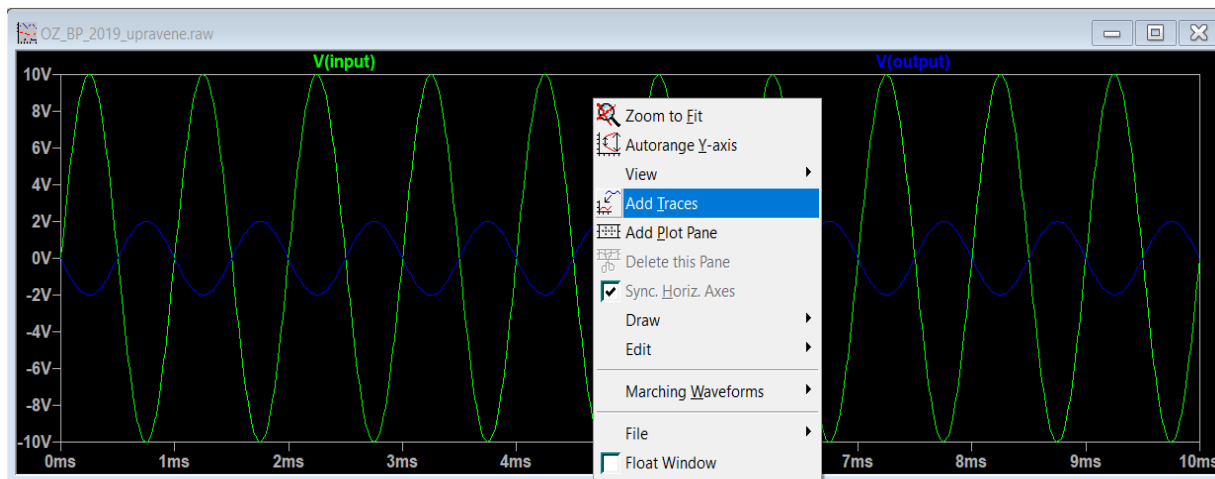
Obrázek 4.16 Zvýrazněné nástroje pro přiblížení a oddálení

Výhodnější je ale používat tažení kurzoru k výběru úseku pro přiblížení a „Zoom to fit“ pro návrat viz obrázek 4.17.



Obrázek 4.17 Zvýraznění nástroje pro návrat k původnímu měřítku

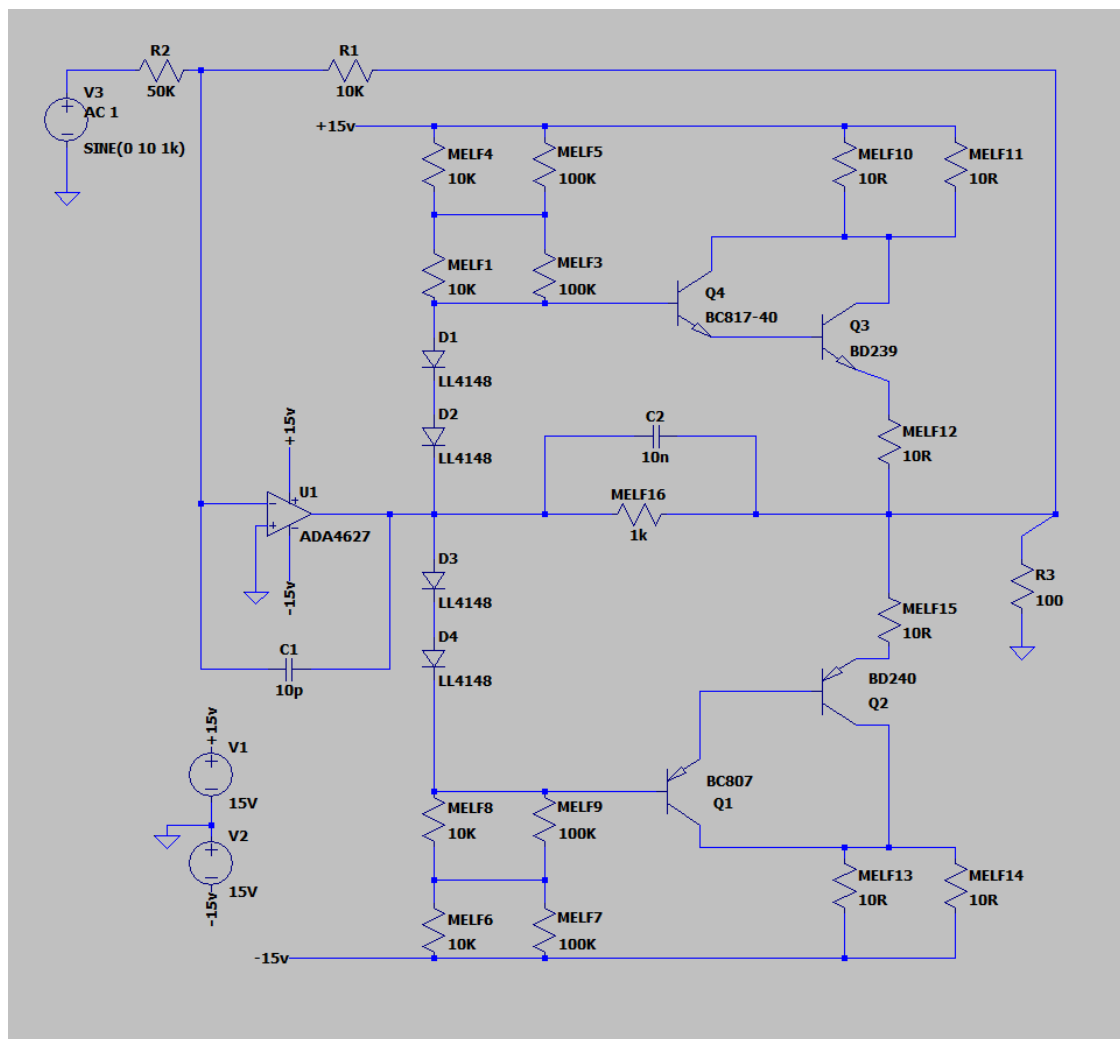
Simulační okno umožňuje samozřejmě daleko více úprav. Mezi nimi například různé matematické operace, které můžeme se signály provádět, tato volba je zobrazená na obrázku 4.18.



Obrázek 4.18 Přidání nového průběhu nebo výsledku matematické operace se signály

5 REALIZACE OZ V LTSPICE

Realizace simulovaného operačního zesilovače probíhala podle schématu z kapitoly 3 a zahrnuje jen prvky potřebné pro optimalizaci v kapitole 8. Výsledné simulační schéma je přiložené ve funkčním souboru, viz příloha 1 a jeho základní podobu zachycuje obr.5.1.



Obrázek 5.1 Základní realizace schématu v LTSpice

Vzhledem k podstatě programu LTSpice bylo hlavním úkolem najít a vytvořit vhodné modely použitých součástek.

Rezistory označené jako MELF (dle pouzdra použitého ve fyzické předloze pro simulaci) se ve schématu objevují s hodnotami odporu 10 Ω , 1k Ω , 10k Ω , 100k Ω . Pro potřeby modelování jsou nutné ještě parametry anglicky nazývané „power rating“ a „tolerance“.

„Power rating“, někdy také „rated power“, česky pak označován jako jmenovitý výkon, je maximální hodnota elektrického příkonu, který je rezistor ještě schopen měnit na tepelný výkon.

„Tolerance“ je výrobní tolerancí skutečné hodnoty odporu oproti uváděné. Její jednotkou jsou procenta z uváděného odporu. V podstatě jediné tolerance dnes vyráběných rezistorů jsou 0.1%, 1%, maximálně pak 5%.

To znamená, že rezistor označený odporem 100Ω a tolerancí 1% může mít hodnotu 99Ω až 101Ω .

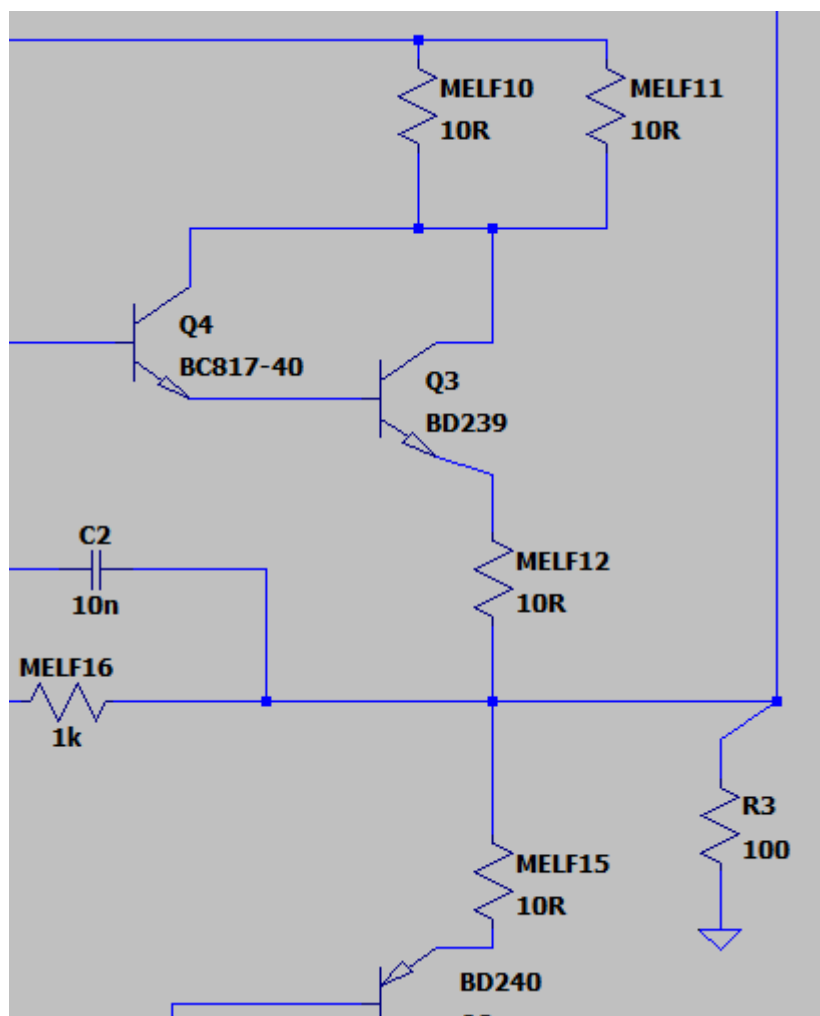
Jako modely byly zvoleny rezistory od firmy TE Connectivity/Holsworthy, s jmenovitým výkonem 1W a tolerancí 1%.

- pro 10Ω rezistor, produkt s označením výrobce SMA-A0207FTDT10R [11]
- pro $1k\Omega$ rezistor, produkt s označením výrobce SMA-A0207FTDT1K0 [12]
- pro $10k\Omega$ rezistor, produkt s označením výrobce SMA-A0207FTDT10K [13]
- pro $100k\Omega$ rezistor, produkt s označením výrobce SMA-A0207FTDT100K [14]

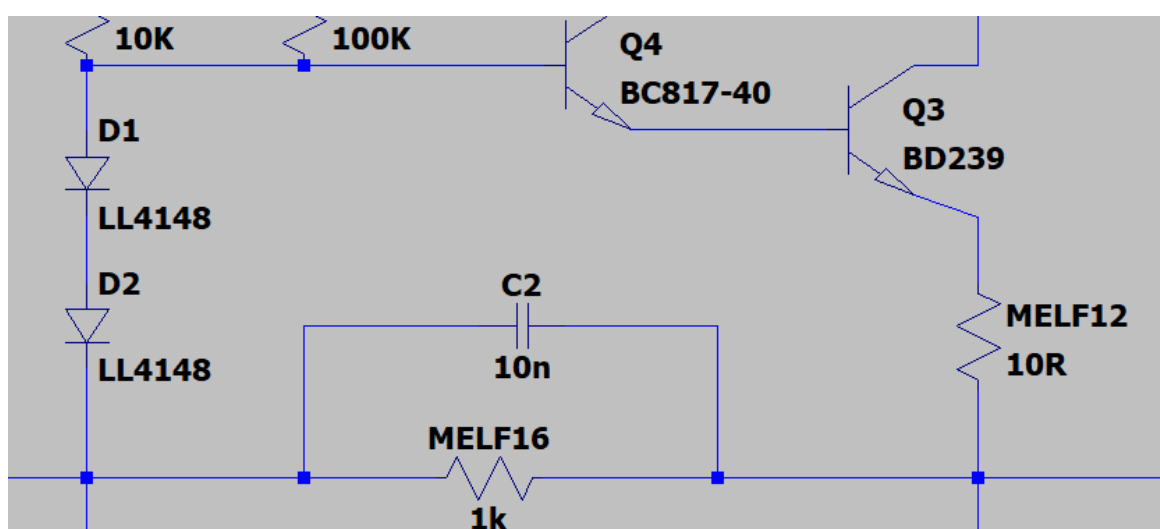
Složitější obvodové prvky mají své modely vložené pomocí SPICE directive, tento způsob modelování je blíže popsán v kapitole 4.

Diody nesoucí označení LL4148 jsou založeny na modelu od B. Hirasuny z Cadence Design Systems. Tyto diody byly původně implementovány v knihovně modelů evropských diod. Totéž platí pro modely PNP a NPN tranzistorů použitých v obvodu viz zdroj [15].

Je důležité poukázat na obrázek 5.2, na kterém je zobrazen detail zapojení rezistoru BC817-40 a BD239, ty jsou zapojeny v Darlingtonově zapojení viz kapitola 2.3. Celkový úbytek napětí na zapojení je 1,4V. Tato hodnota vychází z obrázku 5.3 a z faktu, že úbytek napětí na jedné zenerově diodě (LL4148) je 0,7V.

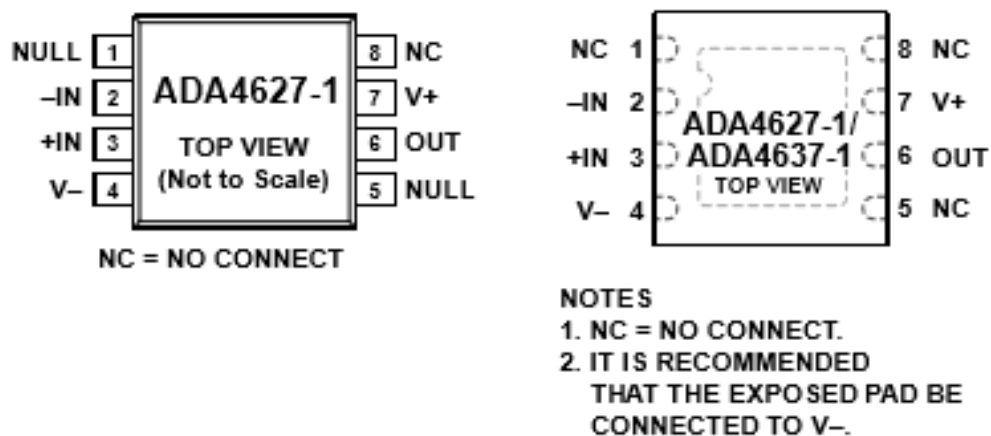


Obrázek 5.2 Detail Darlingtonova zapojení pro NPN tranzistory



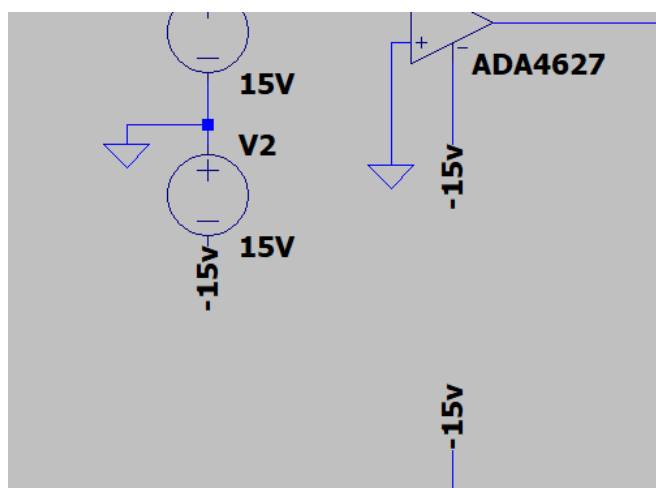
Obrázek 5.3 Detail zapojení diod paralelně s tranzistory

Model použitého operačního zesilovače ADA4627 byl opět vložen pomocí SPICE directive. Jedná se o model volně k dispozici díky firmě Analog Devices. [16] Jeho vstupy a výstupy jsou vidět na obr. 5.4. Datasheet tohoto operačního zesilovače je přístupný na stránkách analog.com viz zdroj [17].



Obrázek 5.4 Piny ADA4627 [17]

Poslední částí samotné realizace je zapojení napájení výše zmíněného operačního zesilovače, což se v LTspice provádí skrze tzv. „label net“ viz kapitola 4. Avšak jedná se hlavně o techniku zvyšující přehlednost a umožňující logické uspořádání obvodu. Realizace je vidět na obrázku 5.5.



Obrázek 5.5 Zapojení napájení OZ

6 NAVRŽENÁ TESTOVACÍ METODIKA

V LTspice realizované schéma z předchozí kapitoly je třeba otestovat, respektive určit jeho měřitelné parametry, které pak budou porovnány s jeho fyzickým protějškem v kalibrátoru 9010 a později umožní optimalizaci.

6.1 Celkové harmonické zkreslení (THD)

Harmonické zkreslení (THD z ang. Total Harmonic Distortion) udává odchylku od čistě harmonického signálu. Zjišťuje se sinusovým signálem přivedeným na vstup a měřením výstupu. Čím je hodnota THD nižší, tím lepší je zesilovač, respektive tím méně zkresluje. [18]

Schéma, na kterém je tato hodnota získána, je přiloženo v příloze 1. Obecný vztah pro výpočet THD je uveden rovnicí 6.1.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{10} Y_n^2}}{Y_1} \cdot 100 \quad [\%] \quad (6.1)$$

Kde Y_1 je velikost základní frekvence, na které je prováděno měření a Y_n je velikost jejích harmonických složek. THD budeme získávat na frekvencích 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz a 1MHz viz tabulka 1. Do původního schématu, jak je zobrazeno na obrázku 5.1., byly přidány příkazy „SPICE directive“ a byly provedeny některé změny pro zjištění THD, jak bude popsáno níže a jak je zobrazeno na obrázku 6.1.

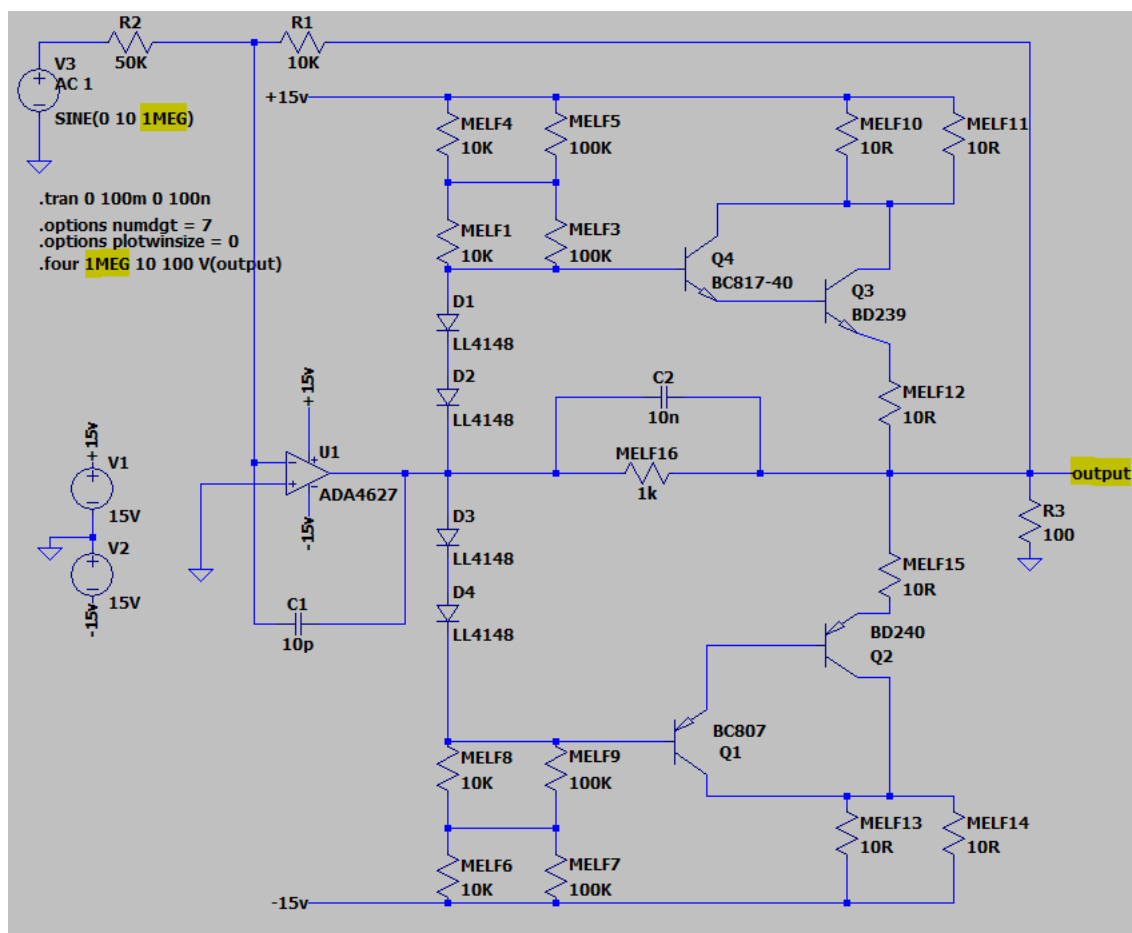
THD získané z naměřených hodnot, viz kapitola 7, bylo vypočteno podle rovnice 6.3. [25] Je totiž nutné přizpůsobit výpočet jednotkám, ve kterých jsou velikosti harmonických složek měřeny. Data použitá v kapitole 7 jsou měřena v dBm. Rovnice 6.3 pracuje s výkonem ve wattech. Proto je třeba data v dBm nejprve převést na waty. To se provádí pomocí rovnice 6.2.

$$P = 10^{-3} \cdot 10^{\frac{P_{dBm}}{10}} \quad [W] \quad (6.2)$$

Kde P_{dBm} jsou velikostí výkonu v dBm a výsledné P je výkon ve wattech.

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{10} P_n}{P_1}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (6.3)$$

Kde P_1 je naměřená velikost základní frekvence, na které je prováděno měření a P_n je naměřená velikost jejích harmonických složek, vše ve wattech. Výsledkem je pak vypočtená hodnota THD v procentech.



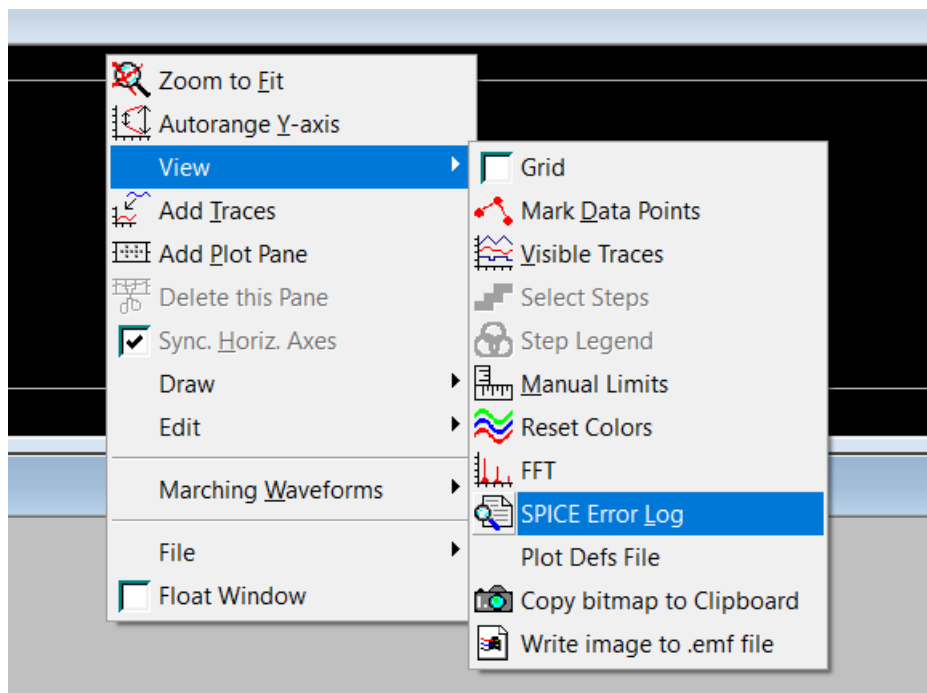
Obrázek 6.1 Změny provedené pro získání THD, zvýrazněné měněné parametry a uzel, na kterém získáváme THD.

Nejprve se zaměříme na použití příkazů „SPICE directive“. Z prvního příkazu je zřejmé, že jde o přechodovou analýzu, začínající v nulovém čase, probíhající 100ms s krokem 100ns. Další dva příkazy pro změny vnitřních parametrů nám pomáhají vyhladit signál, tedy potlačit šum, který by mohl vzniknout a projevit by se zkreslením frekvenčního spektra. Jde tedy o přípravu na čtvrtý, poslední příkaz. Posledním příkazem získáváme hodnotu THD na frekvenci 1MHz na uzlu, ten je zvýrazněn na obrázku 6.1, jde o výstup OZ. Je zřejmé, že jde o frekvenci stejnou, jako má sinusový signál na vstupu obvodu. To je nutnou podmínkou úspěšného získání správné hodnoty THD pro danou frekvenci.

Změnou zvýrazněných parametrů pak budeme dostávat hodnotu THD na požadovaných frekvencích. Změna frekvence by samozřejmě byla možná i příkazem parametrické analýzy, ale tuto metodu použijí v kapitole 6.3.

Zvolil jsem pro ukázkou vysokou frekvenci, protože na ní má obvod největší zkreslení a v této práci pak budu porovnávat a optimalizovat právě vysoké frekvence.

Hodnotu THD získáme spuštěním simulace, pravým poklepem na simulační okno a výběrem „View“ a v nabídce „SPICE Error Log“.



Obrázek 6.2 Umístění hodnoty THD

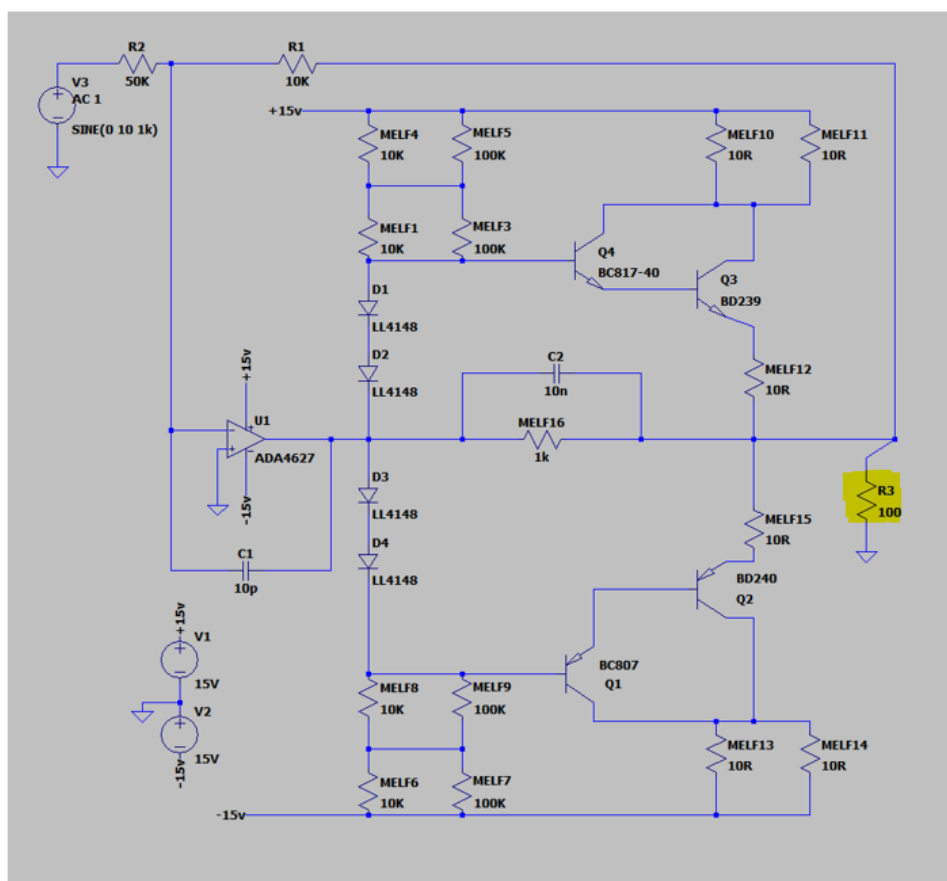
Níže uvádím tabulku 1, která zobrazuje získané hodnoty THD. Jak je patrné, se zvyšující frekvencí roste i THD. Jeho hodnota by neměla přesáhnout 0.05% do 100kHz a 1% na frekvenci 1MHz.

Tabulka 1 Hodnoty THD získané simulací v závislosti na frekvenci

Frekvence [Hz]	THD [%]
10^2	6.10×10^{-5}
10^3	6.05×10^{-4}
10^4	6.03×10^{-3}
10^5	1.83×10^{-1}
10^6	3.96

6.2 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

Další vlastností, kterou je třeba mít na zřeteli, je vývoj amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky v závislosti na změně velikosti zátěže na výstupu OZ. Na obrázku 6.3 je tato zátěž zvýrazněna. Její velikost se bude měnit tak, aby zhruba odpovídala změně proudu jí procházející s maximální hodnotou 50mA a krokem 10mA, tj. 200Ω, 100Ω, 65Ω, 50Ω, 40Ω.

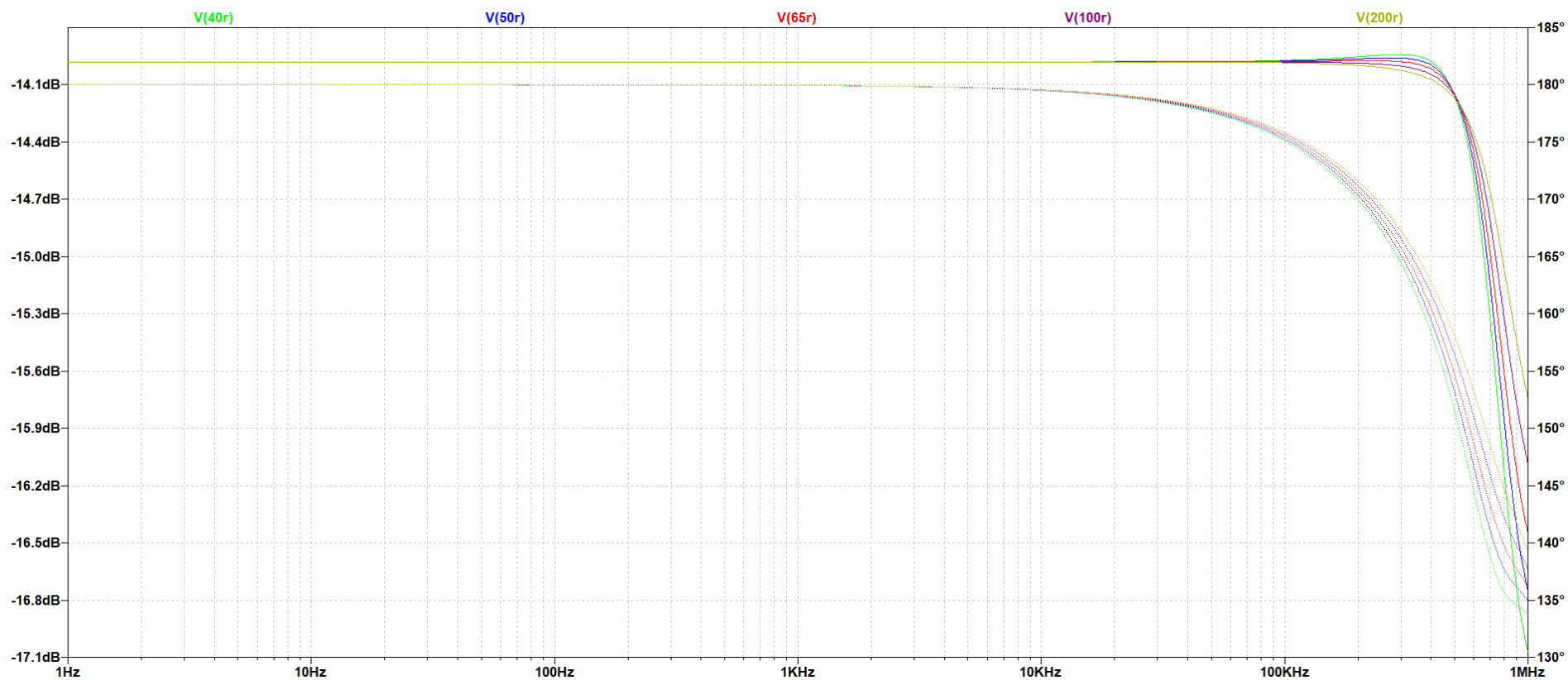


Obrázek 6.3 Zvýrazněná zátěž na výstupu OZ

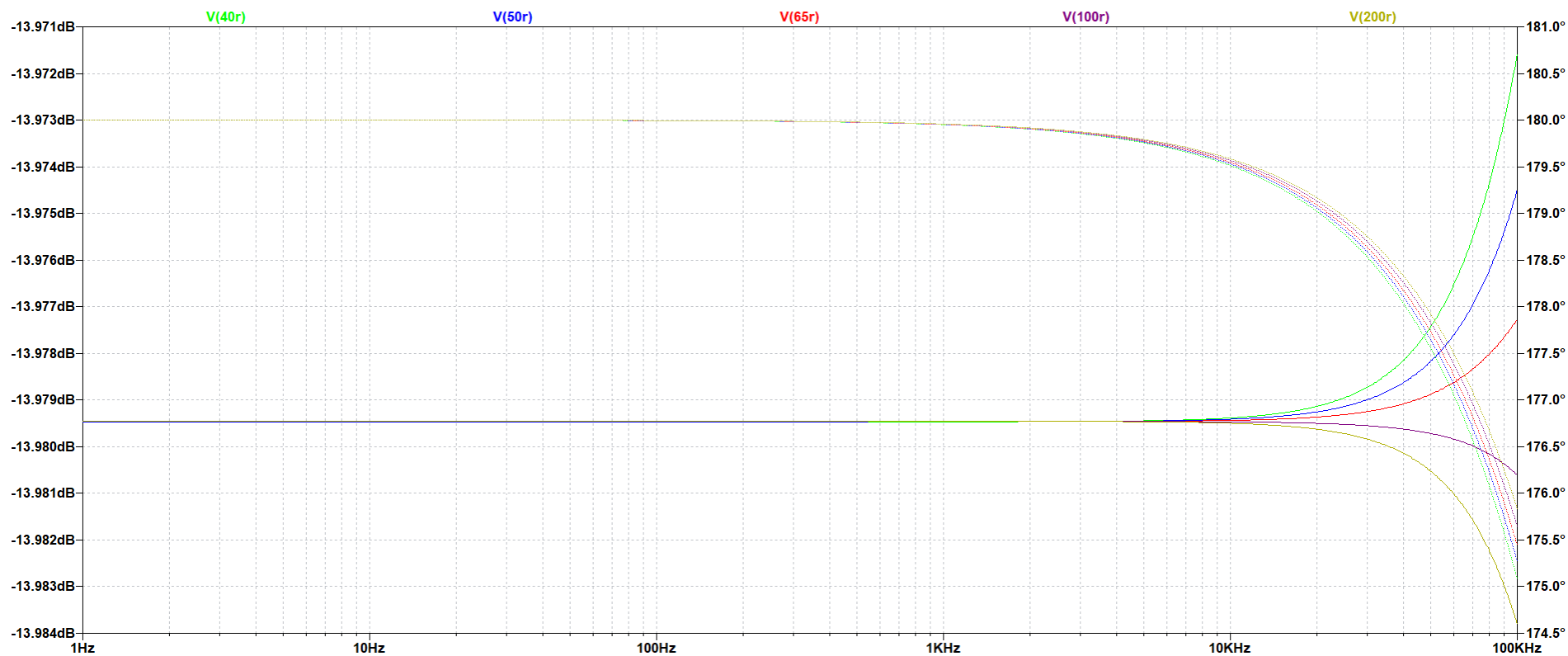
Změnu velikosti zátěže je samozřejmě možné měnit jako parametr, jak bude ukázáno v kapitole 6.3. V tomto případě bylo zvoleno vytvoření několika kopií schématu s odlišnou velikostí, protože s výsledným multigrafem se jasněji pracuje. Schéma, ze kterého je vytvořen multigraf, je přiloženo v příloze 3. Multigraf amplitudových a fázových charakteristik je na obrázku 6.4.

Jednotlivé průběhy jsou popsány s hodnotou odporu v ohmech, jedná se o velikost zátěže rezistoru zvýrazněnou na obrázku 6.3. Předložený operační zesilovač nemá v pásmu mezi 100kHz a 1MHz konstantní průběh charakteristik.

Pro účely této práce je důležité zvláště pásmo do 100kHz zobrazené na obrázku 6.5, kde zejména fázový posun přestává držet požadovanou hladinu 180° a to již po překonání frekvence 1kHz. Jeho průběh se nedá dost dobře predikovat a není to ani lineární pokles.



Obrázek 6.4 Amplitudové (plné) a fázové (tečkované) frekvenční charakteristiky

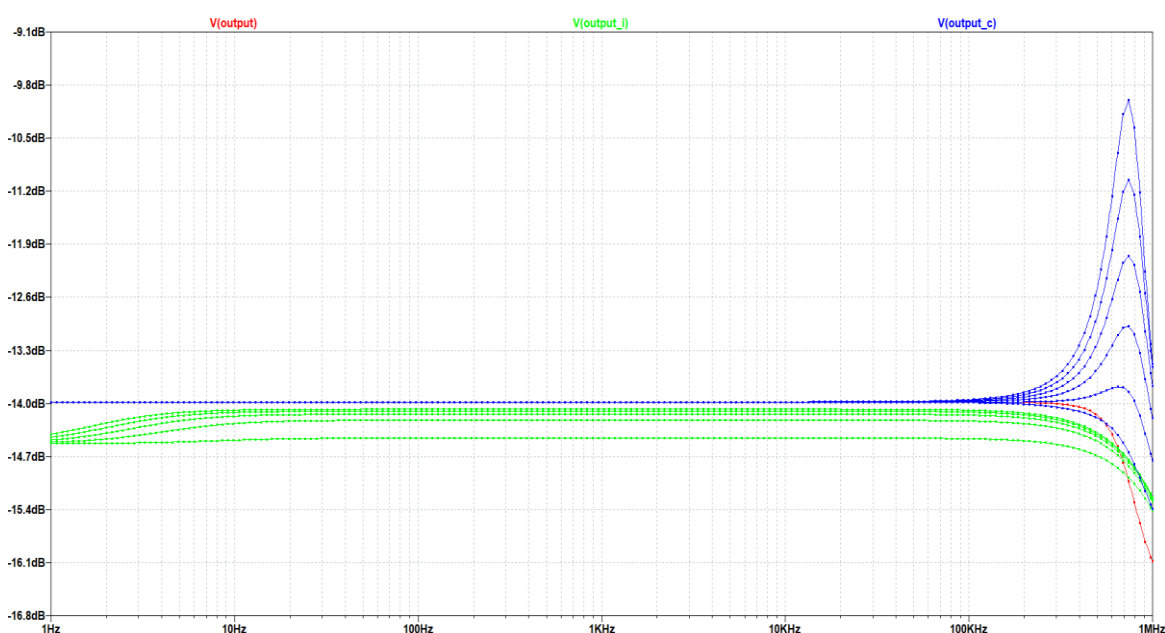


Obrázek 6.5 Amplitudové (plné) a fázové (tečkované) frekvenční charakteristiky v pásmu do 100kHz

6.3 Odolnost na zátěž kapacitní a induktivní

Významný parametrem je i vliv zátěže kapacitní nebo induktivní. Nejde jen samotnou přítomnost zátěže, ale také o její velikost. Připojíme-li na výstup nejprve rezistor, abychom získali referenční hodnotu a následně kapacitor, respektive induktor, kterému měníme velikost kapacity (od 0nF do 10nF s krokem 2nF) respektive indukce (od 20μH do 100μH s krokem 20μH a provedeme analýzu střídavého průběhu (frekvence bude měněna od 1Hz až po 1MHz), získáme obrázek 6.6 (hodnoty pod 20μH jsou zobrazeny zvlášť na obrázku 6.10).

Platí, že čím větší je hodnota zátěže, ať už má kapacitní nebo induktivní charakter, tím více snižuje výstupní amplitudu obvodu.



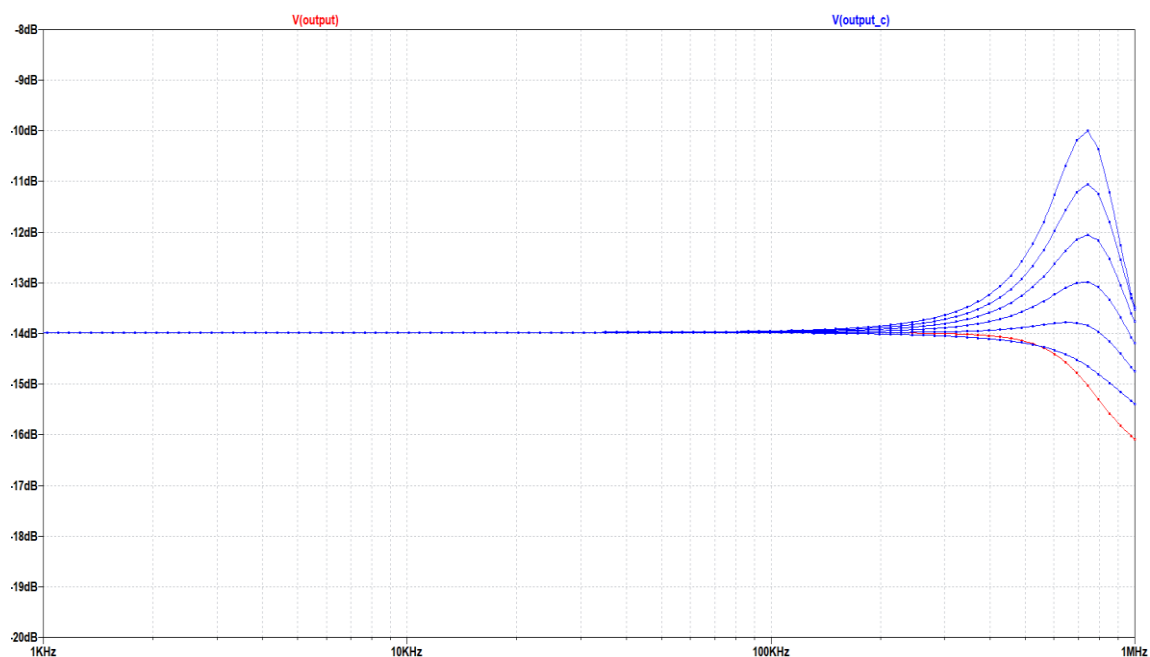
Obrázek 6.6 Porovnání všech průběhů, V(output)-referenční výstup s rezistorem 100Ω, V(output_i)-výstup s induktorem 20-100 μH s krokem 20 μH, V(output_c)- výstup s kapacitorem 0-10nF s krokem 2nF

Simulace probíhala na schématu (viz příloha 1), byla použita parametrická analýza, viz obrázek 6.7.

```
.ac oct 10 1 1000k  
.step lin param C 0 10n 2n  
.step param L 20u 100u 20u
```

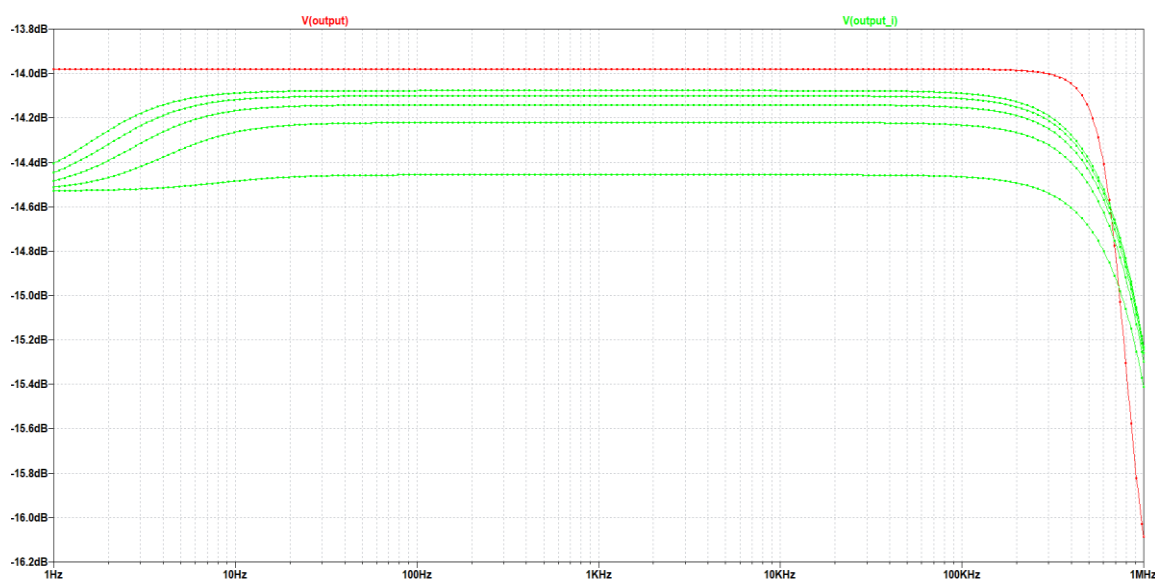
Obrázek 6.7 Nastavení parametrické analýzy

Z průběhů vyznačujících zesílení OZ s kapacitní zátěží, viz obrázek 6.8, je patrný podstatný vliv od frekvence zhruba 100kHz s nevyššími hodnotami na 750kHz.

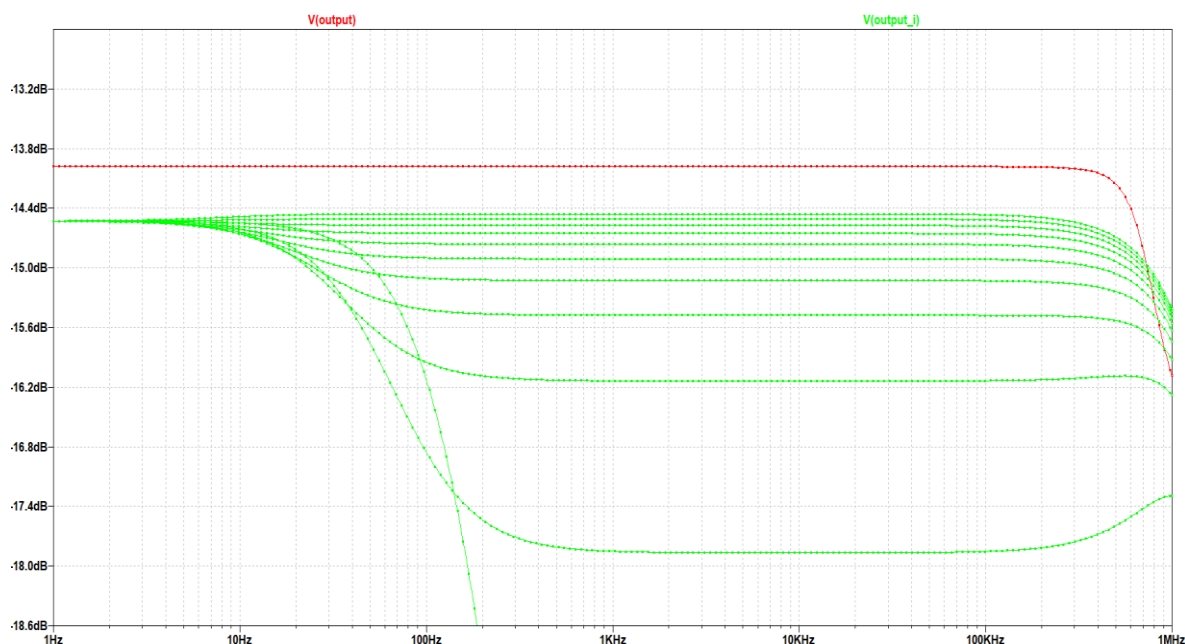


**Obrázek 6.8 Vliv velikosti kapacitní zátěže na zesílení OZ s rostoucí frekvencí
0nF až 10nF**

Na obrázku 6.9 při porovnání s referenčním červeným průběhem, který byl získán připojením 100Ω rezistoru jako zátěže, je zřejmé, že indukivní zátěž má vždy vliv a se zvětšující se hodnotou se snižuje. Vliv je v rozmezí 50Hz až 100kHz, při konstantní hodnotě zátěže, také konstantní. Jeho charakter je ale výrazně jiný, jedná-li se řádově o jednotky μH , jak zobrazuje obrázek 6.10.



**Obrázek 6.9 Vliv velikosti indukivní zátěže na zesílení OZ s rostoucí frekvencí,
20 μH až 100 μH**



Obrázek 6.10 Vliv velikosti indukční zátěže na zesílení OZ pro hodnoty 0 μH až 20 μH

6.4 Rychlost přeběhu (SR)

Rychlost přeběhu (SR z angl. Slew rate) bude v této práci definována jako maximální rychlost změny výstupního napětí OZ. Její jednotka bude $\text{V}/\mu\text{s}$. Měření bude probíhat přivedením obdélníkového pulzu na vstup OZ, měřením výstupního signálu a změřením rychlosti změny mezi 10 % a 90 % z celkové velikosti signálu (pro rozmezí -2V až 0V odpovídají -1.8 V a -0.2 V a příslušné časové hodnoty). [9] Na obrázku 6.11 je uveden příklad měření pro rozmezí 0 až 10 V, časové hodnoty jsou převzaty ze zdroje obrázku.

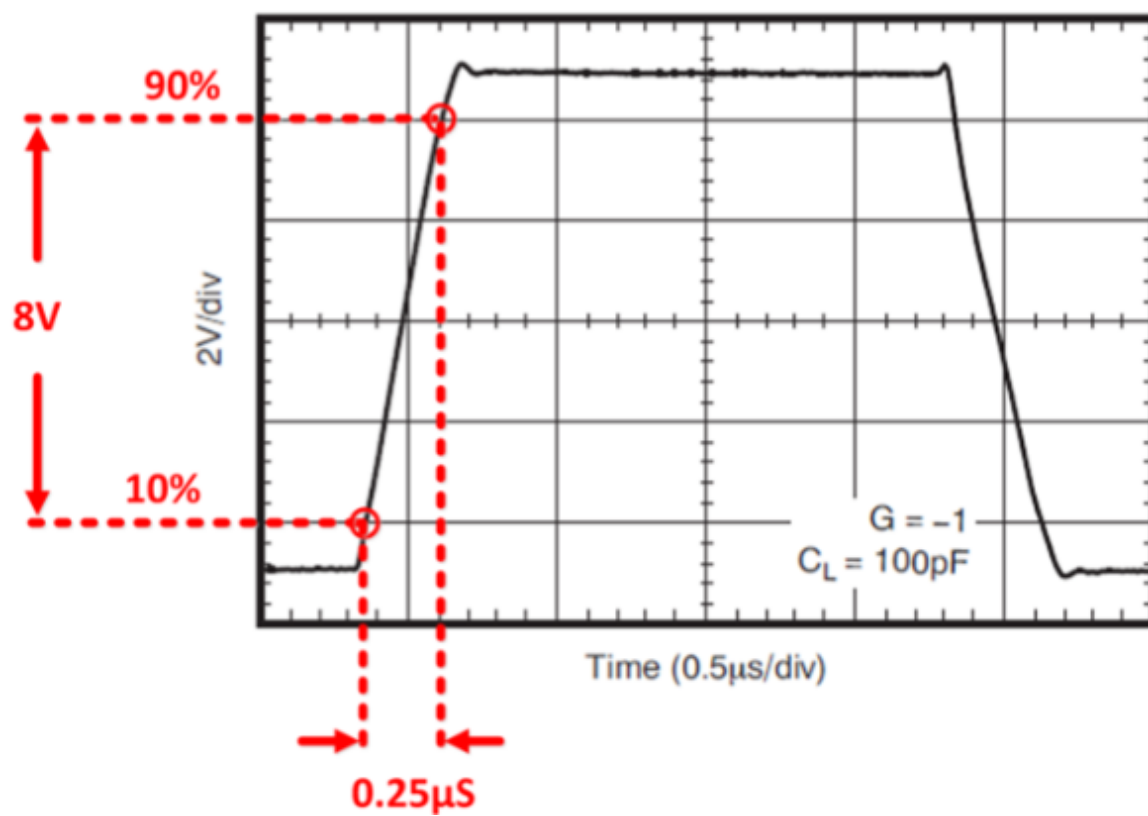
Procentuální hranice jsou vybrány tak, aby do měření nezasahovaly překmity na krajních hodnotách.

Rovnice 6.4 je vzorcem, který bude použit pro výpočet SR

$$SR = \frac{\Delta U_0}{\Delta Time} = \frac{U_{090\%} - U_{010\%}}{Time_{90\%} - Time_{10\%}} \quad [\text{V}/\mu\text{s}] \quad (6.4)$$

Níže je uveden příklad výpočtu pro obrázek 6.11

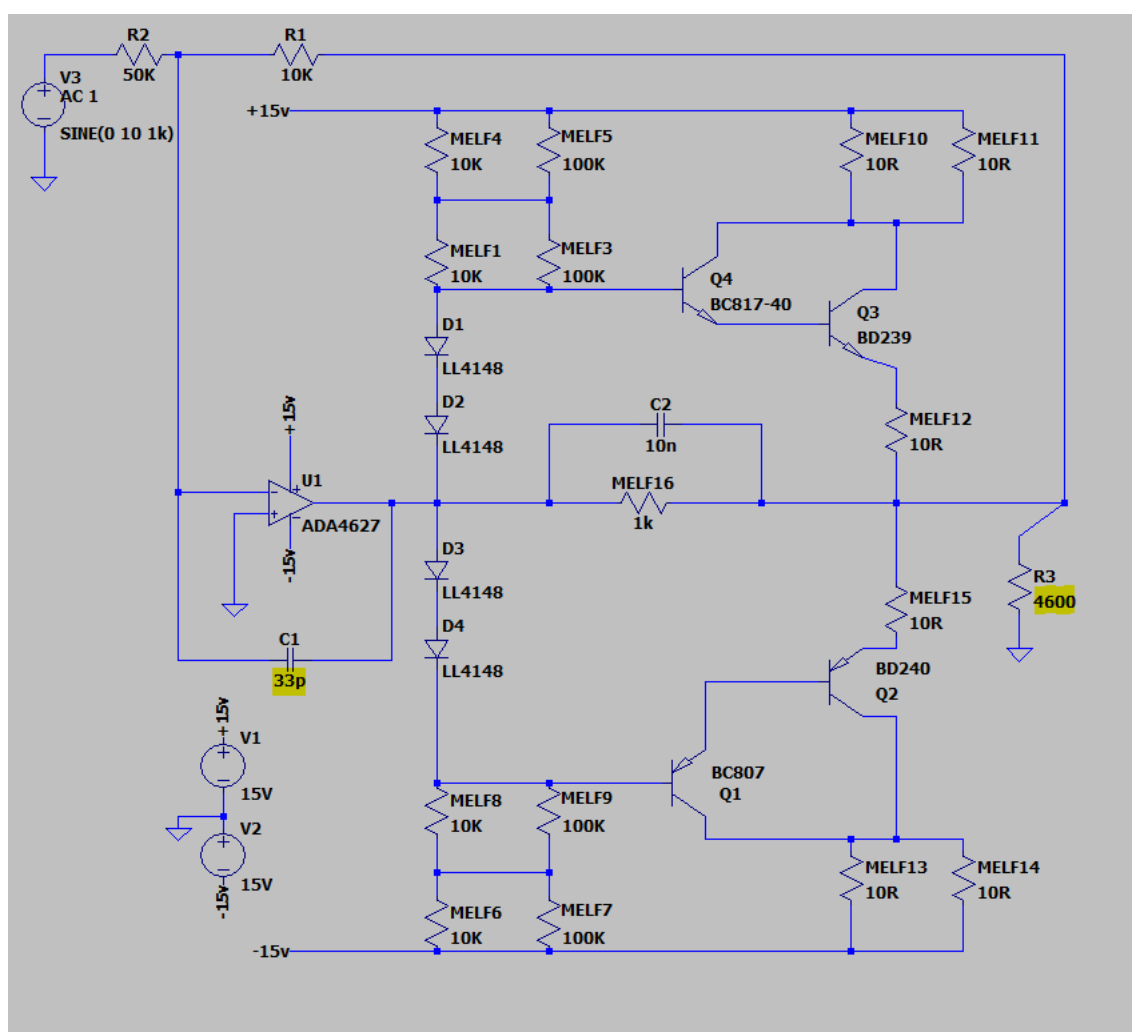
$$SR = \frac{\Delta U_0}{\Delta Time} = \frac{U_{090\%} - U_{010\%}}{Time_{90\%} - Time_{10\%}} = \frac{9\text{V} - 1\text{V}}{0.625\mu\text{s} - 0.35\mu\text{s}} = \frac{8\text{V}}{0.275\mu\text{s}} = 29 \text{ V}/\mu\text{s}$$



Obrázek 6.11 Ilustrační obrázek měření SR [22]

7 POROVNÁNÍ SIMULACE SE SKUTEČNOU REALIZACÍ

Na základě informací poskytnutých firmou Meatest s.r.o. je nutné si uvědomit rozdíly mezi schématem simulovaným v kapitole 5 a jeho funkční podobou. Předložený zesilovač, ačkoliv jde o samostatný blok v rámci kalibrátoru, je trvale připojen na odpor 4k6 na výstupu. Toto vychází z konstrukčních řešení samotného kalibrátoru. Dále musíme kondenzátor C1, viz obrázek 7.1, uvažovat o velikosti 33pF, protože bez něj může docházet vlivem dlouhých tras v kalibrátoru 9010 k rozkmitání nebo zvýšení šumu hlavně při kapacitní zátěži.



Obrázek 7.1 Funkční podoba simulovaného schématu, použitá pro porovnání

Díky těmto dvěma změnám můžeme provést porovnání sledovaných parametrů v simulaci, viz předchozí kapitola, s daty naměřenými na skutečné realizaci.

7.1 Popis navrženého experimentu

Cílem experimentu bylo změřit velikost THD na frekvencích 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz, dále rychlost přeběhu (SR), tvar amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky předloženého bloku 2V zesilovače. Schéma předloženého zesilovače bylo popsáno a realizováno v předchozích kapitolách.

Měření THD bylo provedeno dvěma způsoby. Prvním je využití osciloskopu, druhým je využití spektrálního analyzátoru a připojeného generátoru signálu. Hodnoty THD by neměly přesáhnout 1 %.

Měření SR i tvaru amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky proběhlo pomocí osciloskopu. Signál použitý pro výpočet SR byl měřen na rozsahu $\pm 2.5\text{V}$. Spektrum měřených charakteristik bylo od 10Hz do 1MHz.

Podmínky měření:

Datum: 7.4.2020, Tlak: 1030 hPa, Teplota 21.6 °C, Vlhkost: 31.4 %

7.2 Použité měřicí přístroje

Při měření na skutečné realizaci byl použit osciloskop RTM 3004 s vlastním generátorem, kterým byl získán průběh amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky, rychlost přeběhu a THD na frekvencích 100kHz a 1MHz. Spektrometr RSA 3033B připojený na generátor Agilent 33220A byl použit pro ostatní frekvence. Výstup generátoru je v obou případech připojen na vstup obvodu, měřič pak na výstup. Zdroj stejnosměrného napětí je připojen na napájecí svorky OZ.

Bylo tak postupováno z důvodu zkreslení, které se projevovalo na nižších frekvencích, jak bude popsáno v kapitole 7.1.3.

7.2.1 Osciloskop RTM 3004

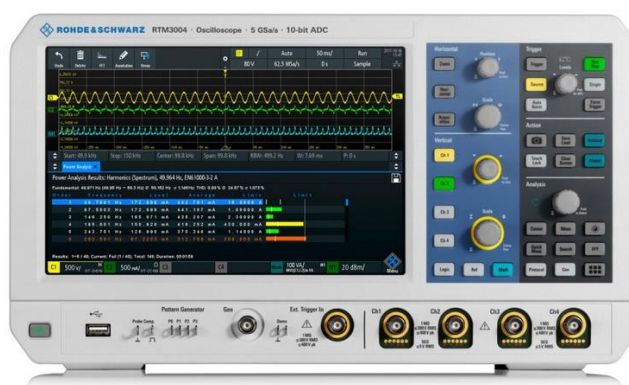
Jedná se o výrobek firmy Rohde & Schwarz USA, Inc., s 10-bit A/D převodníkem, který má až čtyřikrát vylepšovat rozlišení než běžné 8-bit A/D převodníky. [19]

V tabulce 2 jsou zobrazeny další parametry osciloskopu tak, jak je uvádí výrobce v datasheetu přístroje, který je dostupný jako zdroj [29].

Tabulka 2 Vybrané parametry osciloskopu RTM3004 [29]

Počet kanálu osciloskopu	2/4
Šířka frekvenčního pásma	100, 200 350 500 1000
Maximální rychlost vzorkování	2,5/Gsamples/s/kanál
Minimální citlivost vstupu	500 μ V/div
Generator	1 ARB, 4-bitový vzorkovač
Matematické funkce	+, -, *, /, FFT a 21 dalších pokročilých

Ani tento osciloskop však nebyl plně dostačující pro měření na frekvencích 100Hz, 1kHz a 10kHz, kde vykazoval vysoké THD, zhruba 0.2%. Důvodem bylo právě nedostatečné rozlišení přístroje. Proto bylo nutné zvolit další měřicí řetězec, viz níže. Pro frekvence 100kHz a 1MHz bylo rozlišení osciloskopu dostatečné.



Obrázek 7.2 Osciloskop RTM 3004 [19]

7.2.2 Spektrální analyzátor RSA 3033B

Spektrální analyzátor RSA 3033B umožňuje pro frekvence DC až 3GHz široké množství signálových analýz. Signály umí zobrazovat na barevném displeji a dokáže vytvořit 3D spectrogram časově proměnného spektra. Přesné parametry přístroje uvádí výrobce v datasheetu, který je dostupný jako zdroj [22].

Pro měření THD vyžadující vyšší rozlišení, než je poskytnuto osciloskopem s 12-bit A/D převodníkem, byl použit spektrální analyzátor RSA 3033B od firmy Tektronix s 14-bit A/D převodníkem. [21]

Na nižších frekvencích, jmenovitě 100Hz, 1kHz a 10kHz, vyšší rozlišení přístroje umožnilo měření zhruba desetinásobně přesnější, než jaké bylo dosaženo použitím osciloskopu.

Na vyšších frekvencích, jmenovitě 100kHz a 1MHz, měl však tento měřicí řetězec zhruba dvojnásobně větší zkreslení než osciloskop, a to z důvodu impedančního přizpůsobení.

7.2.3 Generátor Agilent 33220A

Generátor Agilent 33220A byl použit jako zdroj signálu, jeho THD je dle dokumentace 0.04% do 20kHz. Měřením bylo stanoveno THD generátoru 0,036% pro 100kHz a 0,0793% pro 1MHz. Některé parametry generátoru Agilent 33220A jsou uvedeny v tabulce 3. Detailní popis je uveden výrobcem v datatsheetu přístupném jako zdroj [23].

Tabulka 3 Vybrané parametry generátoru Agilent 33220A[23]

<i>Obrázek 7.3 THD - 20</i>	<i>0.04%</i>
<i>Šířka frekvenčního pásma</i>	<i>1μHz – 6 MHz</i>
<i>Rychlost vzorkování</i>	<i>50MSa/s</i>
<i>Rozlišení</i>	<i>14-bit</i>

7.3 Získané výsledky měření

Osciloskop ani spektrální analyzátor nemají funkci pro přímý výpočet THD, proto bylo nutné zpracovat jejich výstup (soubory typu .csv a .trc) pomocí SW nástroje. Byl zvolen MATLAB ve verzi 2019b. Volba je zdůvodněna tím, že je vyučován na VUT v Brně, jeho dostupností skrze akademickou licenci a možností pracovat s daty jako s maticemi/vektory.

Měření probíhalo pomocí vestavěné funkce, která provede rychlou Fourierovu transformaci (FFT). Tato funkce je vestavěna do osciloskopu i do spektrálního analyzátoru.

Dále bude popsán použitý algoritmus pro získání THD. Nejprve byl soubor otevřen pomocí funkce *readtable*, pak byl převeden na matici pomocí *table2array*. Následně byla tato matice analyzována přes funkci *interp1*, tak byly získány hodnoty všech harmonických a mohla být využita rovnice 6.2.

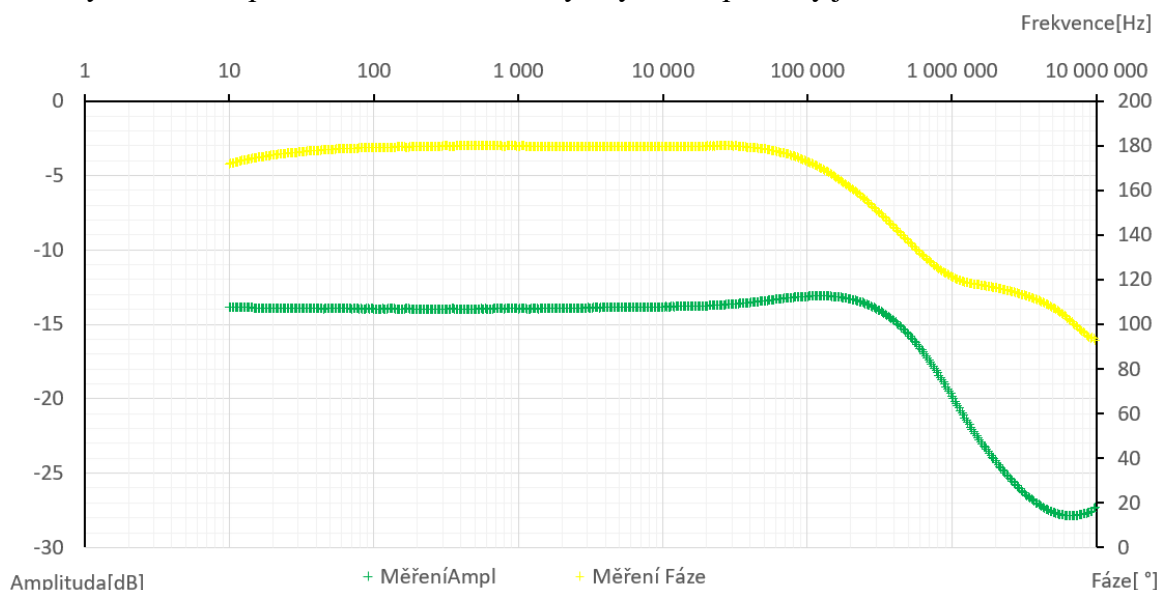
Výsledné naměřené hodnoty jsou zobrazeny v tabulce 4.

Tabulka 4 Hodnoty THD získané měřením na osciloskopu a spektrometru v závislosti na frekvenci

Frekvence [Hz]	THD osciloskop [%]	THD spektrometr [%]
10^2	2.12×10^{-1}	0.17×10^{-1}
10^3	2.08×10^{-1}	0.19×10^{-1}
10^4	2.37×10^{-1}	0.51×10^{-1}
10^5	1.97×10^{-1}	4.32×10^{-1}
10^6	3.29×10^{-1}	6.68×10^{-1}

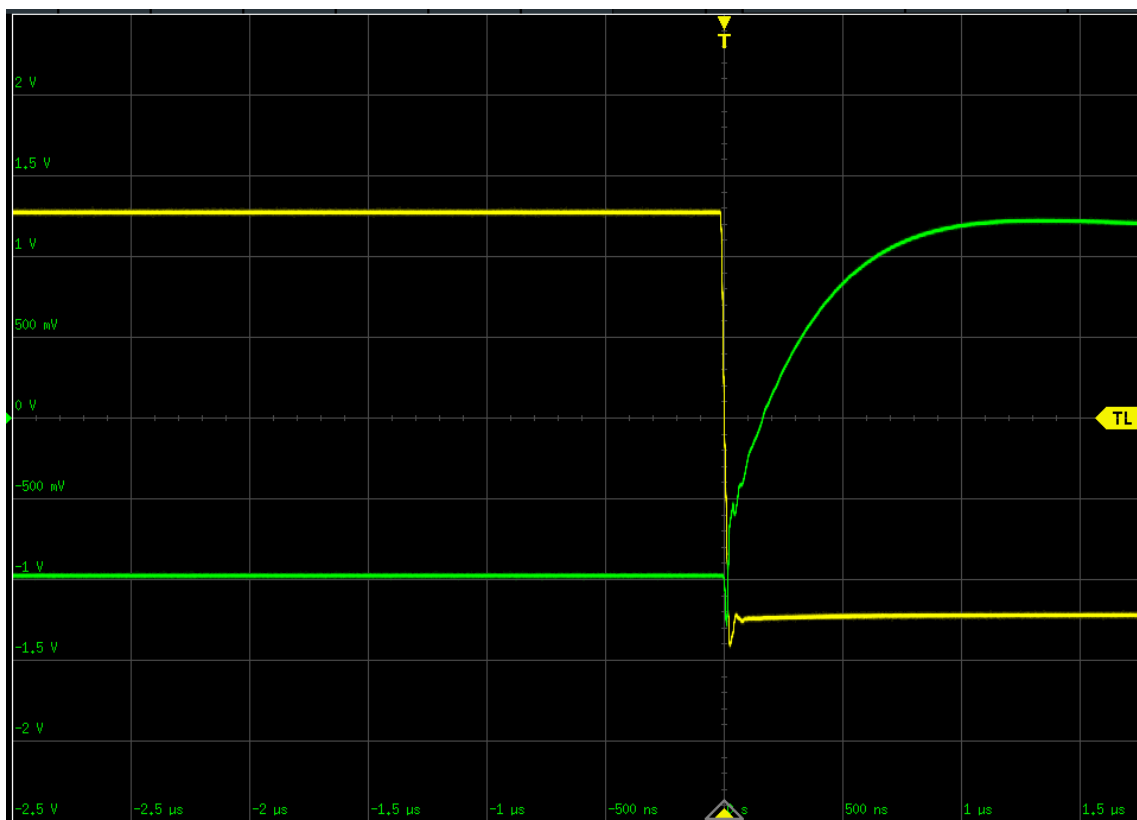
Z tabulky 4 byly vybrány hodnoty, které budou použity pro vlastní porovnání s výsledky simulace. Pro frekvence 10^2 - 10^4 Hz byl vybrán spektrální analyzátor z důvodu jeho výrazně vyššího rozlišení. Vzhledem k tomu, že bylo také nutné uvažovat jeho impedanční přizpůsobení (zátěž 50Ω), vznikalo na frekvencích 10^5 Hz a 10^6 Hz zkreslení vyšší než u osciloskopu. Proto byly na těchto frekvencích vybrány hodnoty naměřené právě osciloskopem RTM 3004.

K měření průběhu amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky byl použit osciloskop RTM 3004, jeho výstup byl za prvé vizuální a za druhé ve formě souboru .csv, ten byl manuálně převeden do excel tabulky. Výsledné průběhy jsou vidět na obrázku 7.4.



Obrázek 7.4 Měřené průběhy amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky

Měření rychlosti přeběhu spočívalo v přivedení obdélníkového signálu na vstup obvodu a zobrazení výstupu. Průběhy zobrazené osciloskopem RTM 3004 jsou zobrazeny na obrázku 7.4. Výstupem osciloskopu je také soubor zachycující číselné hodnoty signálu. Z těchto hodnot a podle postupu popsaného v kapitole 6.4 byla vypočtena rychlost přeběhu. Rychlost přeběhu činí $3.74\text{V}/\mu\text{s}$.



Obrázek 7.5 Osciloskopem zobrazené průběhy vstupního a výstupního signálu

7.4 Srovnání výsledků se simulací

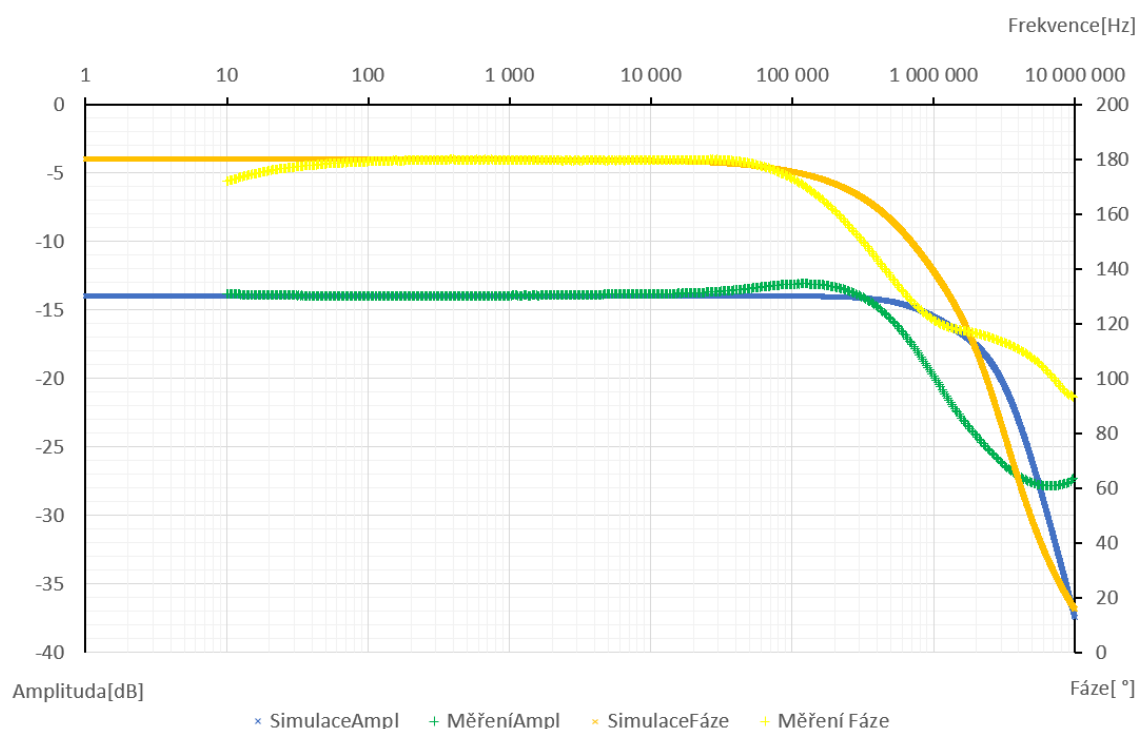
Pokud srovnáme hodnoty THD získané simulací v kapitole 6 a uvedené v tabulce 1, OZ by neměl mít téměř žádné zkreslení až do 10kHz. Oproti tomu naměřené zkreslení v tabulce 5 je zejména způsobeno zkreslením samotného zdroje signálu, tj. generátoru Agilent 33220A v případě výsledků získaných spektrálním analyzátozem, a v případě měření provedených osciloskopem RTM 3004 zkreslením integrovaného generátoru.

Tabulka 5 Porovnání hodnot THD získaných simulací a měření v závislosti na frekvenci

Frekvence [Hz]	THD simulace [%]	THD měření [%]
10^2	1×10^{-6}	1.7×10^{-2}
10^3	6×10^{-6}	1.9×10^{-2}
10^4	6.2×10^{-5}	5.1×10^{-2}
10^5	2.5×10^{-2}	1.97×10^{-1}
10^6	1.15	3.29×10^{-1}

V tabulce 5 jsou uvedeny výsledky simulace schématu na obrázku 7.1., a také jsou v této tabulce vidět rozdíly ve srovnání s hodnotami v tabulce 1 v kapitole 6. Rozdíly jsou způsobené úpravami popsány v úvodu kapitoly 7.

Osciloskopem RTM 3004 byla naměřena skutečná podoba amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky, ta byla porovnána s průběhy charakteristik získaných simulací, viz obrázek 7.3.



Obrázek 7.6 Porovnání simulované a naměřené amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky

Průběhy se liší na velmi nízkých frekvencích a od zhruba 20kHz. To je způsobeno odlišností ideálních součástek použitých v simulaci od součástek použitých ve skutečné realizaci. Skutečná realizace vykazuje větší nelinearitu a její průběh je obtížný na kompenzaci, proto i tyto parametry jsou cílem optimalizace.

Výpočet SR pracoval jak v případě simulace, tak v případě měření přímo s číselnou reprezentací signálu. Výpočet probíhal pomocí rovnice 6.4. a schématu na obrázku 7.1. s použitím přechodové analýzy s dobou trvání 5 ms. Výsledná SR vychází pro simulovaný obvod 2,2V/μs a pro měření na skutečné realizaci 3,74V/μs.

8 OPTIMALIZACE ZESILOVAČE

Hlavním cílem optimalizace bylo zlepšit základní sledované parametry OZ, jmenovitě šířku frekvenčního pásma až do 1MHz a snížit hodnoty THD na frekvencích 100kHz a 1MHz. Byly sledovány a průběžně kontrolovány také další parametry, nicméně postup návrhu optimalizace vycházel ze stovek simulací zaměřených právě na tvar amplitudové a fázové charakteristiky a velikost THD.

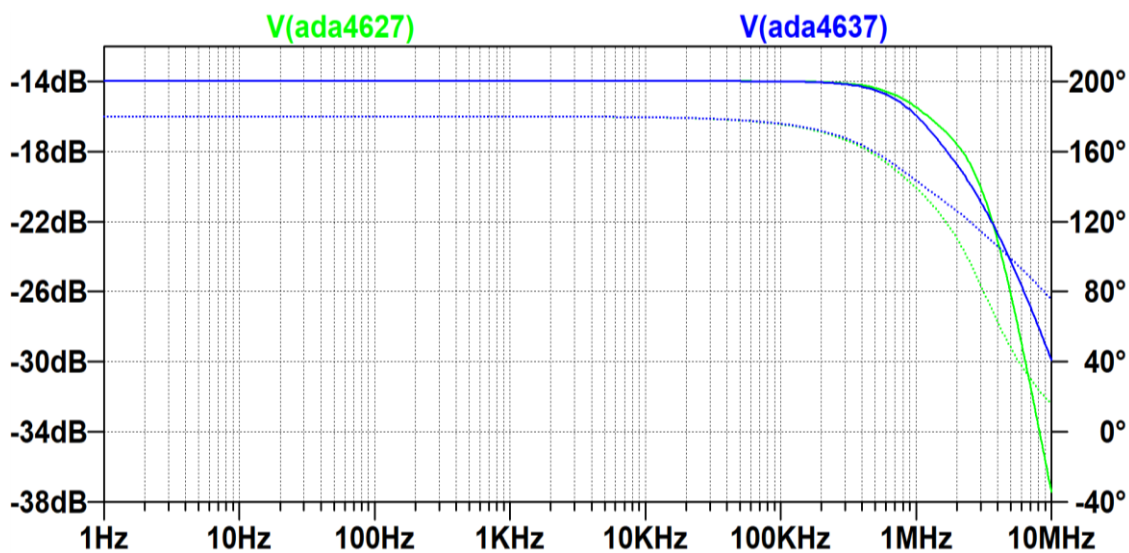
8.1 Nahrazení ADA4627 za ADA4637

První úpravou bylo nahrazení ADA4627 součástkou ADA4637. Součástka ADA4637 má vyšší rychlost přeběhu (SR) a větší šířku frekvenčního pásma pro stabilní zesílení (GBW, gain–bandwidth product). Výsledné parametry obvodu budou samozřejmě ovlivněny zapojením. Výrobce je v dokumentaci uvedeno toto srovnání.

Tabulka 6 Srovnání SR a GBW u součástek ADA4627, ADA4637

/	GBW [MHz]	SR [V/ μ s]
ADA4627	19	82
ADA4637	79	170

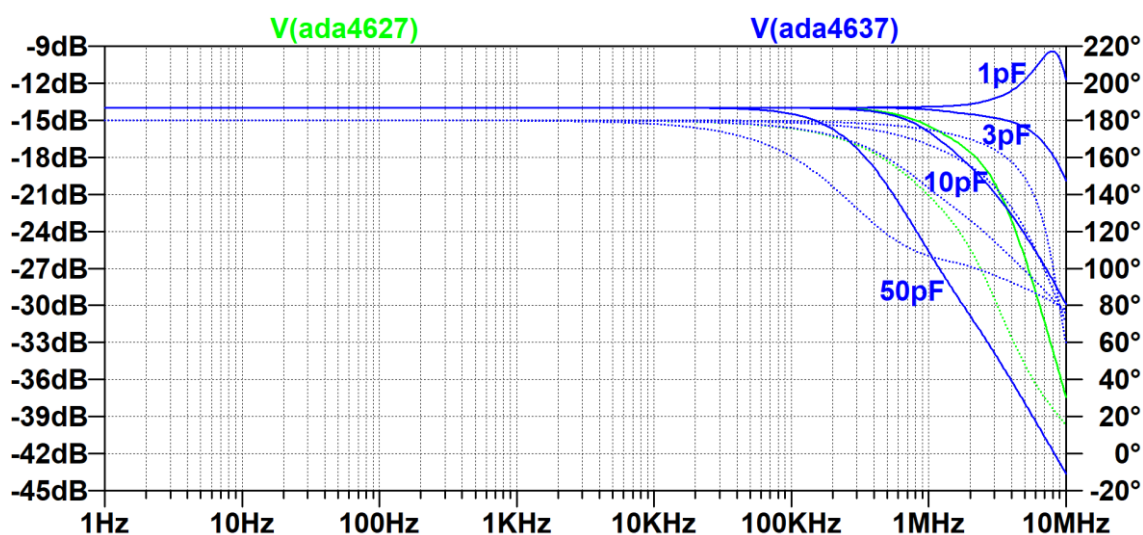
Pouhá výměna součástek, jak je vidět z grafu na obrázku 8.1, k žádnému zlepšení nevedla. Zlepšení se projeví až při druhé úpravě, viz níže.



Obrázek 8.1 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika OZ pro obvod zobrazený na obrázku 6.3 s ADA4627 a s její výměnou za ADA4637

8.2 Optimalizace velikosti kapacity ve zpětné vazbě

Druhou úpravou byla změna velikosti kapacity C_1 . Vliv této kapacity je vidět na obrázku 8.2, z důvodu přehlednosti jsou uvedeny jen vybrané velikosti. Tvar amplitudové charakteristiky mezi vybranými průběhy odpovídá intuitivnímu očekávání, tj. od hraničních 50pF pomalu roste šířka frekvenčního pásma až na hodnotu 3pF, po které se objevuje překmit, jenž se zvětšuje až do tvaru na druhé hranici 1pF.



Obrázek 8.2 Vliv velikosti kapacity C_1

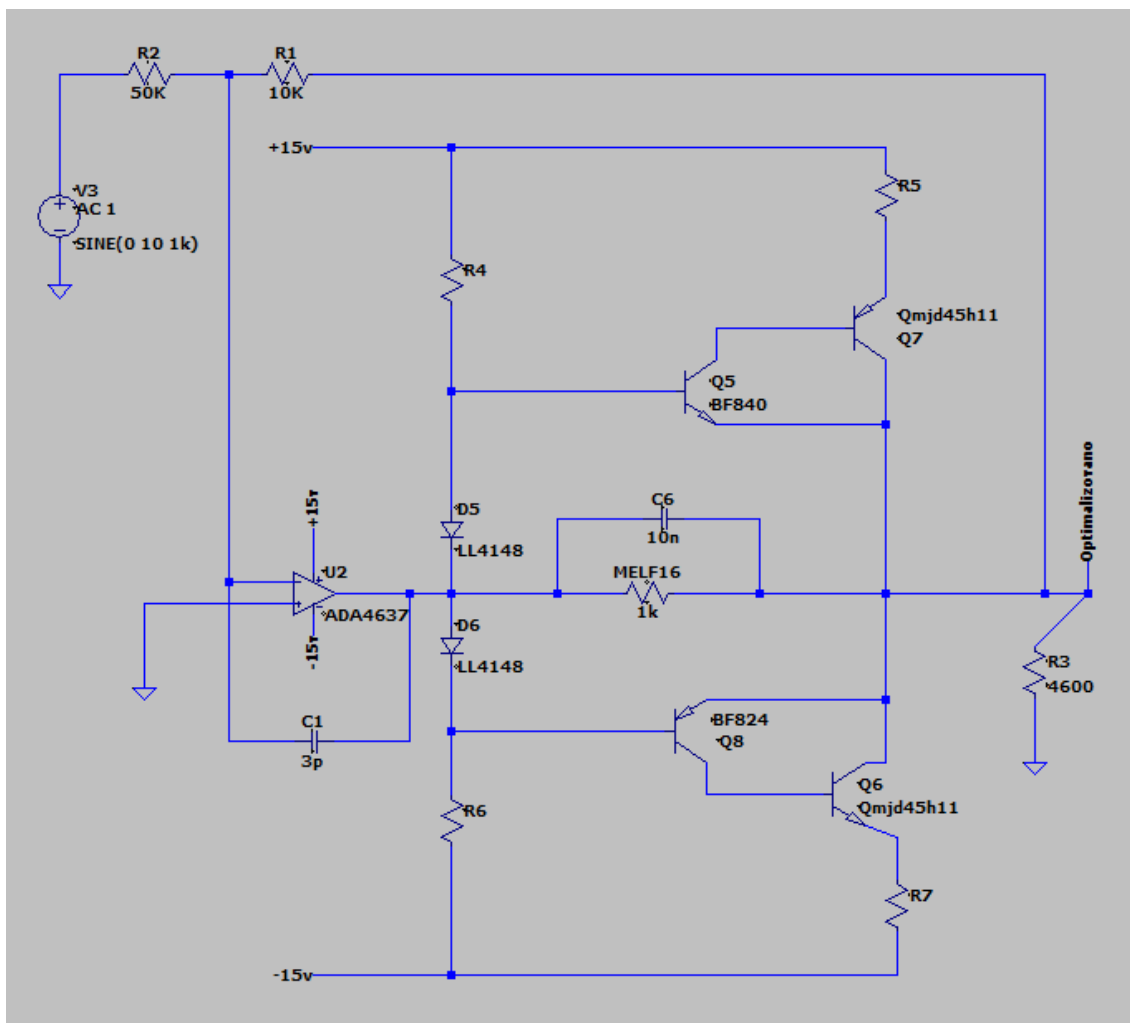
Simulovány byly průběhy pro velikosti kapacit 50pF až 1pF s krokem 1pF. Byl vybrán průběh s nejdelší konstantní hodnotou a bez překmitu.

8.3 Nahrazení Darlingtonova zapojení Sziklaiovým zapojením

Třetí úpravou bylo využití Sziklaiova zapojení na místě původního Darlingtonova. V této fázi se optimalizace OZ zaměřila na velikost THD, jehož zjištění vykazovalo větší náročnost jak z pohledu času, tak z pohledu množství dat (jednotky GB pro každé spektrum frekvencí).

Jak je uvedeno v kapitole 2.4, zapojení typu Sziklai má vykazovat nižší THD. Například Douglas Self uvádí až osminásobné zlepšení.[24] V této práci bylo Sziklaiovo zapojení implementováno tak, jak je vidět na obrázku 8.3. Jako koncové tranzistory byly použity MJD44H11 a MJD45H11 s předřadnými BF824 a BF840, jedná se o tranzistory běžně používané firmou Meatest s.r.o., to je také důvodem jejich výběru. Modely tranzistorů MJD44H11 resp. MJD45H11 jsou modely generované firmou Symmetry Design Systems, dostupné jako zdroje [26] resp. [27]. Modely tranzistorů BF824 a BF840 jsou použity z knihovny standard.bjt od firmy Linear Technology Corporation, uvedené jako zdroj [28].

Vzhledem k tomu, že další výhodou Sziklaiova zapojení je nižší spínací napětí cca 0.7V oproti 1.4V u Darlingtonova zapojení, stačilo použít jen jednu diodu.

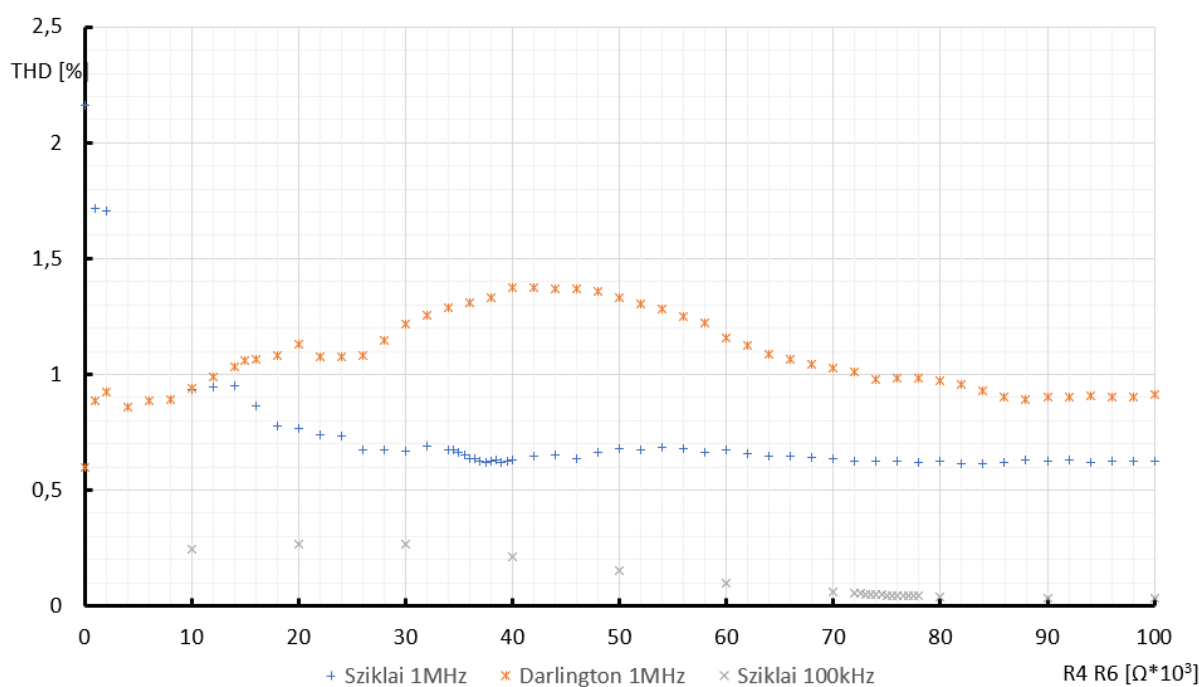


Obrázek 8.3 Schéma obvodu po změně tranzistorů na Sziklaiovo zapojení

8.4 Optimalizace velikosti odporů

Čtvrtou úpravou byla změna velikosti odporů v obvodu. Hlavním požadavkem, který byl sledován v této části, byla velikost THD na frekvenci 1MHz. Důvodem byla opět náročnost na výpočetní výkon. Jednotlivé simulace pro různé hodnoty odporů R4 resp. R6 jsou zobrazeny v obrázku 8.4. Rozmezí výběru činilo 10Ω až $10^6\Omega$. Velikosti odporů R5 resp. R7 byly určeny stejnou cestou v rozmezí 1Ω až $10^2\Omega$. V běžných aplikacích by neměly velikosti odporů použitých v OZ překračovat tuto hranici. Během simulací byly samozřejmě průběžně kontrolovány i ostatní sledované vlastnosti (tvar amplitudová a fázová frekvenční charakteristika, odolnosti na zátěži), aby se zamezilo změnám tvaru průběhů. Stejně tak byly průběžně prováděny měření pro různé další kombinace (velikost kapacity C1, ADA4627, Darlingtonovo zapojení).

Konečný výběr velikosti odporů je $80k\Omega$ pro R4 resp R6 a 55Ω pro R5 resp R7. Na těchto hodnotách odpor vykazuje nejlepší poměr velikost THD na frekvenci 1MHz a 100kHz



Obrázek 8.4 Výběr velikosti odporů R4 resp. R6

8.5 Porovnání vlastností před a po optimalizaci

Po provedené optimalizaci byly porovnány sledované vlastnosti. Výsledné optimalizované schéma je vidět na obrázku 8.5 a v příloze 1.

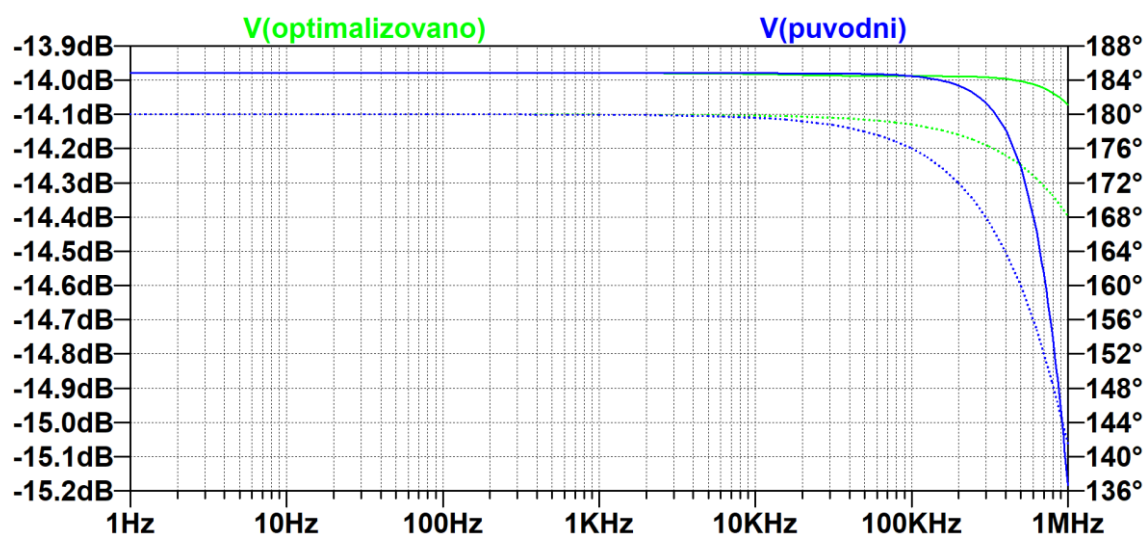
Porovnání THD původního a THD po optimalizaci je vidět v tabulce 7. THD je po optimalizaci nižší nad hranicí 10kHz a vyšší pod ní. Cílem byla hodnota THD nižší než 0.05 % do 100kHz a nižší než 1% do 1 MHz.

Tabulka 7 Porovnání hodnot THD před a po optimalizaci

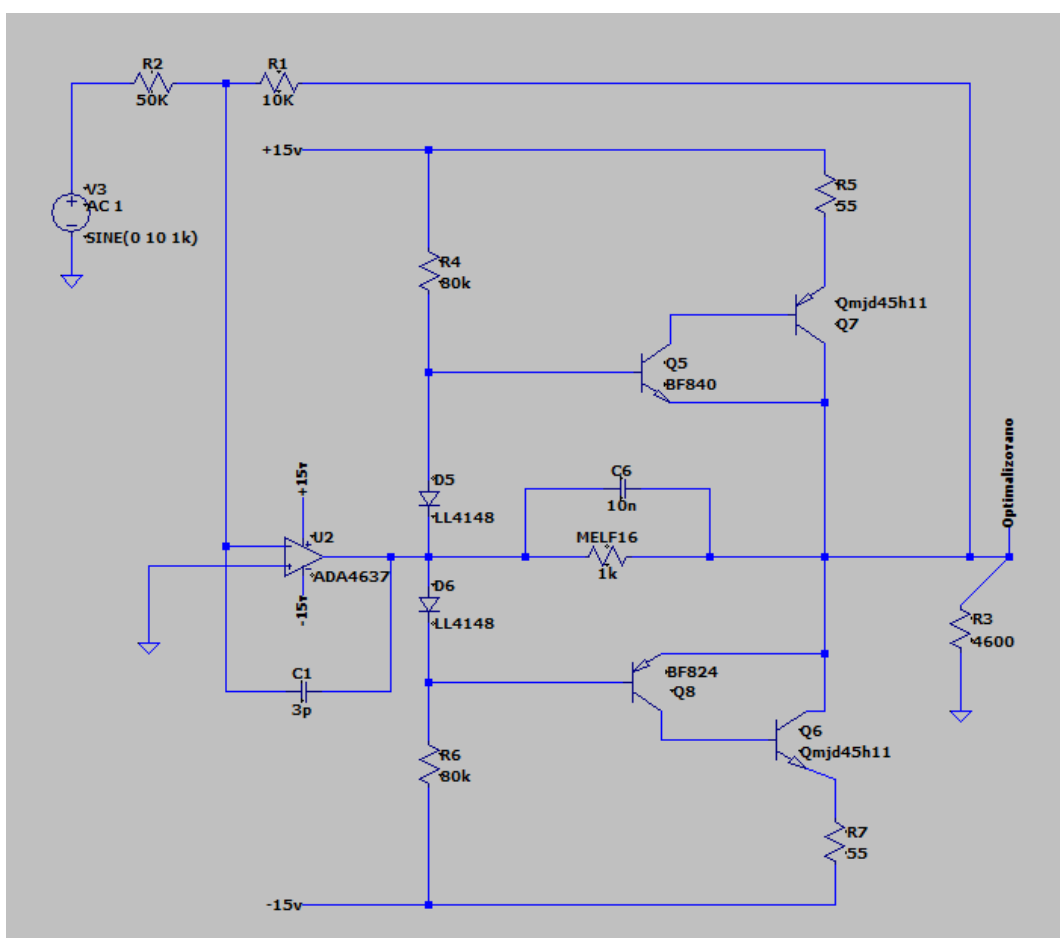
Frekvence [Hz]	THD původní [%]	THD optimalizováno [%]
10^2	0.01×10^{-4}	2.1×10^{-4}
10^3	0.06×10^{-4}	0.21×10^{-4}
10^4	0.062×10^{-3}	59×10^{-3}
10^5	2.5×10^{-2}	1.8×10^{-2}
10^6	11.5×10^{-1}	6.9×10^{-1}

Dále byla porovnána velikost SR. Výpočet SR pracoval přímo s číselnou reprezentací signálu. Výpočet probíhal pomocí rovnice 6.4. a schématu na obrázku 7.1. s použitím přechodové analýzy s dobou trvání 5 ms. Výsledná SR vychází pro původní obvod 2.2V/μs a pro optimalizovaný 4.3V/μs.

Na obrázku 8.5 je vidět porovnání amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky. Optimalizovaný obvod má větší šířku pásma a na frekvenci 1MHz klesá o cca 0.07dB.



Obrázek 8.5 Porovnání amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky



Obrázek 8.6 Výsledné optimalizované schéma

9 ZÁVĚR

V rámci této bakalářské práce byla popsána předložená část zesilovače z kalibrátoru 9010 firmy Meatest s.r.o., také byla úspěšně odsimulována v programu LTspice. Byla provedena měření na skutečné realizaci a ta byla porovnána s vytvořeným modelem zesilovače. Bylo zjištěno, že se simulace sice liší, ale model se realitě dostatečně blíží. Obrázek 7.8 zobrazuje rozdíly v průbězích amplitudových a fázových frekvenčních charakteristik. Tabulka 3 ukazuje hodnoty THD, které se liší hlavně kvůli nedostatečnému rozlišení měřících přístrojů a kvůli nepřesnostem vzniklých ve zdrojích signálu. S ještě přesnějšími přístroji by bylo možné dosáhnout lepších výsledků. SR je pro simulovaný obvod $2.2\text{V}/\mu\text{s}$ a pro měření na skutečné realizaci $3.74\text{V}/\mu\text{s}$.

Sledované parametry (THD, amplitudová a fázová frekvenční charakteristika, SR) byl optimalizovány. THD bylo pro frekvenci 1MHz sníženo pod 1 % a pro frekvence 100kHz a níže zůstává pod 0.05 %. SR bylo zvýšeno z $2.2\text{V}/\mu\text{s}$ na $4.3\text{V}/\mu\text{s}$.

V práci je popsán pouze postup, který vedl k nejlepšímu výsledku. Z důvodu omezení případných chyb, byly v průběhu práce zkoušeny i jiné kombinace, například nebyla vyměněna ADA4627, velikosti odporů R6 resp. R4 byly měněny i pro další velikosti kapacity C1 (1pF, 2pF, 3pF, 4pF, 5pF, 6pF, 10pF). Všechny tyto kombinace byly zkoušeny s Darlingtonovým i Sziklaiovým zapojením. Byly použity i jiné tranzistory (bez účinku na vlastnosti sledované v práci). Rovněž byl použit vybíjecí odpor v tranzistorech. Vzhledem k tomu, že tyto postupy nevedly k významným výsledkům, nejsou v práci podrobněji popsány.

Lepších výsledků by bylo možné dosáhnout prostřednictvím více simulací a kombinováním změn všech parametrů všech součástek najednou.

Literatura

- [1] DOSTÁL, Jiří. *Operační zesilovače*. Praha: BEN - technická literatura, 2005. ISBN 80-7300-049-0.
- [2] Operační zesilovače, vlastnosti, napájení, zákl. zapojení. *Myllms.cz* [online]. Publikováno 3. 2. 2012 [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://www.mylms.cz/23-operacni-zesilovace-vlastnosti-napajeni-zakl-zapojeni/>
- [3] Operační zesilovač. *Uprt.vscht.cz* [online]. Praha [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: http://uprt.vscht.cz/ucebnice/LO/download/Navod_OZ.pdf
- [4] Operační zesilovače. *Fd.cvut.cz* [online]. Praha [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://www.fd.cvut.cz/personal/xfabera/AM/labcv/labcv4/OZ.pdf>
- [5] MUSIL, Vladislav. *Elektronické součástky*. Vyd. 4., upr. Brno: VUTIUM, 2005. ISBN 80-214-2627-6.
- [6] Bipolar Kunction Transistor(BJT). In: *Fourier.eng.hmc.edu* [online]. [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <http://fourier.eng.hmc.edu/e84/lectures/ch4/node3.html>
- [7] HOSPODKA, Jiří. Darlingtonovo zapojení. *Http://hippo.feld.cvut.cz* [online]. Praha [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <http://hippo.feld.cvut.cz/vyuka/elo/cv4/darlington.pdf>
- [8] PÁNEK, David, Václav KOTLAN a Pavel KARBAN. LTspice. <Http://home.zcu.cz/> [online]. Plzeň, 20. října 2011 [cit. 2019-12-27].
- [9] CORDELL, Bob. *Designing audio power amplifiers*. New York: McGraw-Hill, 2010. ISBN 9780071640244.
- [11] SMA-A0207FTDT10R. *Mouser.com* [online]. [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/TE-Connectivity-Holsworthy/SMA-A0207FTDT10R?qs=sGAEpiMZZMsU0eETUM64J4JI9rS91DWxuXw307P%2FLWKV5gumT%252BliLw%3D%3D>
- [12] SMA-A0207FTDT1K0. *Mouser.com* [online]. [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/TE-Connectivity-Holsworthy/SMA-A0207FTDT1K0?qs=r5DSvlrkXmINPcBVyYAPwg%3D%3D>
- [13] SMA-A0207FTDT10K. *Mouser.com* [online]. [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/TE-Connectivity-Holsworthy/SMA-A0207FTDT10K?qs=sGAEpiMZZMsU0eETUM64J4JI9rS91DWxhxyKh0z4MpukTIpw1mv%2FEQ%3D%3D>
- [14] SMA-A0207FTDT100K. *Mouser.com* [online]. [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/TE-Connectivity-Holsworthy/SMA-A0207FTDT100K?qs=sGAEpiMZZMsU0eETUM64J4JI9rS91DWxAszz8rVX3wW0B6wgA3qi4Q%3D%3D>

- [15] PSpice: Model Library. *Pspice.com* [online]. Gdansk [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://www.pspice.com/amplifiers-and-linear-ics/operational-amplifiers#block-system-main>
- [16] ADA4627-1. *Analog.com* [online]. Norwood [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/ada4627-1.html>
- [17] ADA4627-1: 30 V, High Speed, Low Noise, Low Bias Current, JFET Operational Amplifier. *Analog.com* [online]. Norwood [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4627-1_4637-1.pdf
- [18] THD. *Expert.cz* [online]. Klíčany [cit. 2019-12-27]. Dostupné z: <https://www.expert.cz/slovník-pojmu/THD>
- [19] Oscilloskop RTM300. *Rohde-schwarz.com* [online]. Muenchen: Rohde & Schwarz, 2020 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/rtm3000-productstartpage_63493-427459.html
- [20] Agilent 33220A: datasheet. *Web.sonoma.edu* [online]. Loveland (Colorado): Agilent Technologies, Incorporated, 2007 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: <https://web.sonoma.edu/ese/manuals/33220-90002.pdf>
- [21] Spektrální Analyzátor RSA3033B: datasheet. *Tek.com* [online]. Beaverton (USA): Tektronix, 12/10/2008 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: <https://download.tek.com/manual/071236302web.pdf>
- [22] Slew Rate. *Training.ti.com* [online]. Dallas (Texas): Texas Instruments, 2015 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: <https://training.ti.com/system/files/docs/1221%20-%20Slew%20Rate%201%20-%20slides.pdf>
- [23] ELLIOTT, Rod. Sziklai Pair Vs. Darlington Pairs. *Sound-au.com* [online]. Thornleigh (Australia): Elliott Sound Products, 06 January 2011 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: <https://sound-au.com/articles/cmpd-vs-darl.htm>
- [24] SELF, Douglas. *Audio Power Amplifier Design Handbook*. 5th ed. Oxford (UK): Elsevier, 2009. ISBN 0240526139.
- [25] Basic Total Harmonic Distortion (THD) Measurement. *Microsemi.com* [online]. Aliso Viejo (USA): Microsemi Corporation, 2015 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/134813-an30-basic-total-harmonic-distortion-thd-measurement
- [26] Model MJD44H11. *Onsemi.com* [online]. Phoenix (USA): Symmetry Design Systems, Oct 25, 01 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJD44H11.LIB>
- [27] Model MJD45H11. *Onsemi.com* [online]. Phoenix (USA): Symmetry Design Systems, Oct 26, 01 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJD45H11.LIB>
- [28] Model BF840, BF824 Standard.bjt. *Ltwiki.org* [online]. Norwood (USA): Linear Technology Corporation, c2000-2012 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: <http://ltwiki.org/index.php?title=Standard.bjt>

- [29] Osciloskop RTM3004: datasheet. Rohde-schwarz.com [online]. Muenchen: Rohde & Schwarz, c2017-2019 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/RTM3000_dat_en_5214-9144-32_v0600.pdf

Seznam příloh

Příloha 1. DVD s textem práce a 5 schémata (soubory typu .asc), základní schéma pro simulaci předloženého OZ, schéma použité pro získání hodnot THD, schéma použité pro amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky OZ, schéma použité pro určení odolnosti OZ na kapacitní/induktivní zátěž, výsledné optimalizované schéma