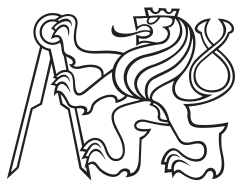


Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektroniky

Harmonický RC oscilátor elektricky laděný v širokém rozsahu

David Roubal

Vedoucí: doc. Ing. Julius Foit, CSc.
Studijní program: Elektronika a komunikace
Srpen 2020

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu své bakalářské práce panu doc. Ing. Juliovi Foitovi, CSc. za odborné rady a také za zapůjčení optronů a napájecího zdroje.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškerou použitou literaturu.

V Praze, 14. srpna 2020

Abstrakt

Bakalářská práce je zaměřena na konstrukci RC oscilátoru, který je možné přeladovat ve velkém rozsahu. V teoretické části se věnuje možným způsobům ladění kmitočtu a stabilizace amplitudy. Dále je popsáno několik zapojení RC oscilátorů a následně jsou v praktické části změněny jejich vlastnosti. V praktické části je vyzkoušeno několik možností stabilizace amplitudy. Část práce se věnuje měření optronů, které jsou v jednotlivých zapojeních používány. V závěru je zrealizován a ověřen oscilátor s Wienovým článkem a stabilizací pomocí unipolárního tranzistoru, který pro ladění kmitočtu využívá optrony.

Klíčová slova: optočlen, optron s fotorezistorem, operační zesilovač, RC oscilátor, oscilátor s Wienovým článkem, napětím řízený oscilátor

Vedoucí: doc. Ing. Julius Foit, CSc.

Abstract

The bachelor thesis focuses on the implementation of an RC oscillator, which can be tuned on a large scale. The theoretical part deals with possible methods of frequency tuning and amplitude stabilization. Furthermore, several connections of RC oscillators are described, and then their properties are measured in the practical part. In the practical part, a few possibilities of amplitude stabilization are tested. Part of the thesis is devoted to the measurement of optocouplers that are used in the mentioned circuits. Finally, a Wien bridge oscillator with optocouplers and stabilization using a unipolar transistor is realized and verified.

Keywords: optocoupler, vactrol, operational amplifier, RC oscillator, Wien bridge oscillator, voltage-controlled oscillator

Title translation: Harmonic RC Electrically Tunable Oscillator

Obsah

Seznam zkratek	3	Závěr	41
Úvod	5	Literatura	43
1 Teoretická část	7	A Naměřené závislosti odporu na proudy pro všechny optrony	45
1.1 Zpětnovazební oscilátory	7	B Výsledný elektricky laditelný RC oscilátor	47
1.2 Zapojení RC oscilátorů	8	C Oscilátor s Wienovým článkem využívající optron pro stabilizaci amplitudy	51
1.2.1 Oscilátory s fázovacími články	8	D Regulovatelný zdroj napětí pro OZ	55
1.2.2 Oscilátor s Wienovým článkem	9		
1.2.3 Oscilátor s dvojitým T-článkem	10		
1.2.4 Oscilátory s jedním ladicím rezistorem	11		
1.2.5 Oscilátory s operačními transkonduktančními zesilovači . .	12		
1.3 Stabilizace amplitudy	13		
1.3.1 Antiparalelně zapojené polovodičové diody	14		
1.3.2 Termistor	14		
1.3.3 Automatické řízení amplitudy pomocí optočlenu	15		
1.3.4 Automatické řízení amplitudy pomocí JFET	16		
1.4 Ladění kmitočtu	16		
1.4.1 Potenciometry a přepínané kondenzátory	17		
1.4.2 Digitální potenciometry	17		
1.4.3 Unipolární tranzistory	17		
1.4.4 Optrony s fotorezistorem	18		
1.5 Požadavky kladené na OZ	18		
2 Praktická část	21		
2.1 Měření optronů	21		
2.1.1 Měřicí přístroje a zapojení pro měření optronů	21		
2.1.2 Výsledky měření	22		
2.1.3 Matematické modely charakteristik optronů	23		
2.2 Měření RC oscilátorů	25		
2.2.1 Oscilátor s dvojitým T-článkem	26		
2.2.2 Oscilátory s jedním ladicím rezistorem	26		
2.2.3 Oscilátor s fázovacími články	29		
2.2.4 Oscilátor s Wienovým článkem	31		
2.3 Konstrukce a ověření výsledků . .	33		
2.4 Zdroj napětí pro OZ	34		
2.5 Výsledné zapojení oscilátoru . . .	35		

Obrázky

1.1 Základní zapojení oscilátoru s fázovacími články.	9
1.2 Základní zapojení oscilátoru s Wienovým článkem.	10
1.3 Základní zapojení oscilátoru s dvojitým T-článkem.	11
1.4 Zapojení oscilátoru s jedním ladicím rezistorem (1. způsob). ...	12
1.5 Zapojení oscilátoru s jedním ladicím rezistorem (2. způsob). ...	12
1.6 Zapojení oscilátoru s operačními transkonduktančními zesilovači.	13
1.7 Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem s diodovou stabilizací.	14
1.8 Závislost odporu termistoru NTC na teplotě.	15
1.9 Příklad zapojení AGC s optronem.	15
1.10 Příklad zapojení AGC s JFET.	16
1.11 Zapojení se dvěma uzemněnými rezistory pro ladění kmitočtu.	18
2.1 Schéma zapojení pro měření optronů.	21
2.2 Charakteristiky $R_{opt} = f(I)$ pro nalezený pár podobných optronů. .	23
2.3 Graf porovnání naměřených hodnot R_{opt} s aproximující funkcí.	24
2.4 Graf VA-charakteristiky diody v programu LTSpice (srovnání s naměřenou charakteristikou). ...	25
2.5 Zapojení pro měření oscilátoru s dvojitým T-článkem.	26
2.6 Zapojení pro měření oscilátoru s jedním ladicím rezistorem. (1. způsob)	27
2.7 Zapojení pro měření oscilátoru s jedním ladicím rezistorem. (2. způsob GIC)	28
2.8 Zapojení pro měření oscilátoru s fázovacími články se stabilizací amplitudy pomocí NTC termistoru.	30
2.9 Zapojení pro měření oscilátoru s fázovacími články a optronem pro stabilizaci amplitudy.	31
2.10 Dva příklady průběhu napětí s neustálenou amplitudou při stabilizaci s optronem.	33
2.11 Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem a diodovým můstkem s optronem pro řízení zesílení.	34
2.12 Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem a unipolárního tranzistoru pro řízení zesílení.	37
2.13 Automatická změna rozsahu ladění kmitočtu.	38
2.14 Příklad FFT výstupního napětí oscilátoru pro odečet THD	39
2.15 Průběh výstupního napětí oscilátoru na osciloskopu (1 kHz)..	40
B.1 Schéma zapojení výsledného RC oscilátoru.	48
B.2 Návrh DPS výsledného oscilátoru.	48
B.3 Osazovací plán výsledného oscilátoru.	49
B.4 Pohled na oscilátor zepředu. ...	49
B.5 Pohled na oscilátor zezadu.	49
B.6 Pohled na oscilátor shora.	50
B.7 Pohled na DPS oscilátoru ze strany součástek.	50
B.8 Pohled na DPS oscilátoru ze strany plošných spojů.	50
C.1 Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem (stabilizace s filtrem a optronem).	52
C.2 Návrh DPS oscilátoru s Wienovým článkem (stabilizace s filtrem a optronem).	52
C.3 Osazovací plán oscilátoru s Wienovým článkem (stabilizace s filtrem a optronem).	53
D.1 Schéma zapojení napěťového zdroje pro operační zesilovače.	56
D.2 Návrh DPS napěťového zdroje pro operační zesilovače.	56
D.3 Osazovací plán napěťového zdroje pro operační zesilovače.	57

D.4 Pohled na napájecí zdroj zepředu.	57
D.5 Pohled na napájecí zdroj zezadu.	57
D.6 Pohled na DPS napájecího zdroje ze strany součástek.	57

Tabulky

2.1 Naměřené odpory dvou nejpodobnějších optronů 3WK16344.	23
2.2 Naměřené VA-charakteristiky obou typů optronů.	24
2.3 Výsledky měření oscilátoru s dvojitým T-článkem.	27
2.4 Výsledky měření prvního zapojení s jedním ladicím rezistorem.	28
2.5 Výsledky měření druhého zapojení s jedním ladicím rezistorem.	29
2.6 Výsledky měření oscilátoru s fázovacími články (základní zapojení pro dva pevně zvolené kmitočty)	30
2.7 Výsledky měření oscilátoru s fázovacími články (zapojení s termistorem)	32
2.8 Výsledky měření oscilátoru s fázovacími články (zapojení s optronem)	32
2.9 Výsledky měření oscilátoru s Wienovým článkem a diodovým můstkem s optronem pro řízení zesílení.	35
2.10 Výsledky měření oscilátoru s Wienovým článkem a unipolárním tranzistorem pro řízení zesílení.	36
2.11 Naměřené výsledky finálního zapojení oscilátoru.	39
2.12 Naměřené hodnoty efektivního napětí po prohození optronů.	39
A.1 Naměřené hodnoty $R_{opt} = f(I)$ obou typů optronů.	46
B.1 Seznam použitých součástek u výsledného zapojení oscilátoru.	47
C.1 Seznam použitých součástek u oscilátoru s Wienovým článkem (stabilizace s filtrem a optronem).	51
D.1 Seznam použitých součástek u zdroje napětí pro OZ.	55

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Roubal** Jméno: **David** Osobní číslo: **474249**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Harmonický RC oscilátor elektricky laděný v širokém rozsahu

Název bakalářské práce anglicky:

Harmonic RC Electrically Tunable Oscillator

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte principy RC oscilátorů.
2. Na základě studia podle 1) navrhnete optimální řešení oscilátoru.
3. Zhodnoťte možnost realizace různých řešení, věnujte pozornost oscilátoru Wienova typu podle Zapsaného užitého vzoru č. 28121 (Úřad průmyslového vlastnictví ČR – Praha 29. 4. 2015). Věnujte pozornost stabilitě zpětnovazební smyčky udržující výstupní amplitudu při přeladění.
4. Oscilátor má generovat v jediném širokém rozsahu elektricky přeladitelný harmonický výstupní signál v akustickém a subakustickém pásmu (cca 5 Hz až 50 kHz). Stejnoseměrné ladičí napětí má být v rozsahu 0 až +5 V, výstupní signál s konstantní amplitudou 1 ... 2 V_{ef}, nezávislou na přeladování ($\pm 5\%$ nebo lepší), diferenciální výstupní odpor $R_o \leq 100 \Omega$, činitel nelineárního zkreslení výstupního průběhu $d \leq 5\%$. Rozsah pracovní teploty 10 C až 50 C.
5. Realizujte funkční vzorek a proměřte jeho vlastnosti.
6. Zhodnoťte dosažené výsledky.

Seznam doporučené literatury:

1. Zapsaný užiténý vzor č. 28121 (Úřad průmyslového vlastnictví ČR – Praha 29. 4. 2015).
2. Foit, J., Hudec, L.: Základy elektroniky. ČVUT Praha, 2009.
3. Další literatura v průběhu konzultací.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

doc. Ing. Julius Foit, CSc., katedra mikroelektroniky FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **29.01.2020**

Termín odevzdání bakalářské práce: **14.08.2020**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2021**

doc. Ing. Julius Foit, CSc.
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Seznam zkratek

apod.	a podobně
A_{CL}	Closed-Loop gain – zesílení uzavřené smyčky
AGC	Automatic Gain Control – automatické řízení zesílení
CNC	Computer Numerical Control – číslicové řízení počítačem
DPS	deska plošných spojů
f_c	cutoff frequency – mezní kmitočet
FDNR	Frequency Dependent Negative Resistor – frekvenčně závislý negativní rezistor
FFT	Fast Fourier Transform – Rychlá Fourierova transformace
GBW	Gain-Bandwidth Product
GIC	Generalized Impedance Converter – generalizovaný impedanční převodník
I ² C	Inter-Integrated Circuit – Inter-integrovaný obvod
I_{ABC}	Amplifier Bias Current – vstupní klidový proud zesilovače
JFET	Junction gate Field-Effect Transistor – polem řízený tranzistor s přechodovým hradlem
LED	Light-Emitting Diode – svítivá dioda
např.	například
NTC	Negative Temperature Coefficient – negativní teplotní koeficient
OTA	Operational Transconductance Amplifier – operační transkonduktanční zesilovač
OZ	operační zesilovač
R_{DS}	odpor mezi elektrodami Drain a Source
SPI	Serial Peripheral Interface – sériové periferní rozhraní
SR	Slew Rate – rychlost přeběhu
U_{DS}	napětí mezi elektrodami Drain a Source
U_{GS}	napětí mezi elektrodami Gate a Source
$U_{\text{šš}}$	napětí „špička-špička“
VA	voltampérová
VCO	Voltage Controlled Oscillator – napětím řízený oscilátor
THD	Total Harmonic Distortion – celkové harmonické zkreslení
tzv.	takzvaný



Úvod

Mezi elektronickými oscilátory je pestrý výběr a používají se v nejrůznorodějších odvětvích. Pro akustické a subakustické kmitočty jsou obvykle používané RC oscilátory. Často se využívají v akustice, např. pro tvorbu elektronické hudby. Pro mnohé aplikace, měření apod., jsou potřeba přeladitelné oscilátory. Některá zapojení RC oscilátorů jsou pro přeladění vhodnější a u jiných je to obtížné nebo téměř nemožné. V určitých aplikacích může být také požadováno elektrické řízení kmitočtu.

Způsobů přeladění RC oscilátorů existuje několik a některé dosahují velmi vysokých rozsahů. Jedním způsobem, který zároveň umožňuje i elektrické ladění, je využití optronu podle [1]. Některé optrony využívající fotorezistory mají udávaný rozsah odporu deset dekad. Další možná provedení elektrického přeladování jsou např. digitální potenciometry nebo unipolární tranzistory. Ani jedna z těchto možností však nedosahuje tak vysokých rozsahů jako optron.

U příliš vysokého rozsahu kmitočtů jsou kladeny vyšší nároky na řešení stabilizace amplitudy. Zvláště při použití optronů, u kterých se mohou odpory při stejné hodnotě proudu výrazně lišit. Proto je důležité nalézt optrony s podobnými charakteristikami.

Cílem bakalářské práce je realizace zapojení zpětnovazebního RC oscilátoru, který je elektricky laditelný ve velkém rozsahu kmitočtů. Nejdříve jsou v teoretické části popsány různé typy RC oscilátorů s podmínkami, které je nutné splnit pro zajištění oscilací. Dále jsou zmíněny možné způsoby stabilizace udržující stálé výstupní napětí při změně kmitočtu. A nakonec této části jsou uvedeny možnosti ladění kmitočtu u RC oscilátorů.

V navazující praktické části jsou změřeny závislosti odporu na proudu pro jednotlivé optrony. Poté jsou charakteristiky porovnány navzájem a jsou vybrány dva nejpodobnější optrony (ze 45 optronů). Dále jsou uvedeny vztahy, které se přibližují reálnému průběhu charakteristik optronů. Následuje měření harmonického zkreslení, kmitočtu a výstupního napětí u jednotlivých RC oscilátorů uvedených v teoretické části. U některých zapojení jsou vyzkoušeny optrony pro ladění kmitočtu. Konec je věnován výslednému zapojení oscilátoru a ověření jeho funkce.

Kapitola 1

Teoretická část

První část je věnována některým základním typům harmonických zpětnovazebních RC oscilátorů. V práci je nutné vybrat právě takový typ, který by nejlépe vystihoval zadání a jeho kmitočet bylo možné ladit v požadovaném rozsahu. V další části jsou popsány možnosti stabilizace amplitudy a ladění kmitočtu. Konec teoretické části je věnován parametrům OZ, na které jsou také kladeny nároky dané zadáním.

1.1 Zpětnovazební oscilátory

Tento typ oscilátorů se skládá ze dvou základních bloků. Jedním je zesilovač a druhým zpětná vazba. Blok zpětné vazby obsahuje frekvenčně závislé součástky s indukčností nebo kapacitou. Podle použitých součástek se nejčastěji rozlišují LC, RC a krystalové oscilátory. V této práci se zaměřuji pouze na RC oscilátory, které se skládají z rezistorů a kondenzátorů. LC oscilátory se využívají především pro vyšší kmitočty nad 100 kHz. Se snižujícími kmitočty se zvyšují rozměry součástek, a proto je vhodnější použití RC oscilátorů. Krystalové oscilátory jsou určeny pro pevný kmitočet, zatímco RC a LC oscilátory je možné ladit.

Pro udržení harmonických oscilací zpětnovazebního oscilátoru musí být splněny dvě podmínky.

1. Amplitudová podmínka, která říká, že zesilovač musí vyrovnat útlum zpětné vazby. $|\mathbf{A} \cdot \beta| = 1$, kde \mathbf{A} určuje zesílení zesilovače a β je přenos zpětné vazby. \mathbf{A} a β jsou obecně komplexní proměnné.
2. Fázová podmínka, která říká, že fázový posun napětí po průchodu oběma bloky musí být roven násobku $2k\pi$, kde k je libovolné celé číslo.

Oscilace vznikají, pokud je celkový přenos obou bloků větší než jedna. Příčinou jejich vzniku může být například tepelný šum nebo tranzienta při spuštění [2]. Tepelný šum se nachází v celém kmitočtovém spektru. Přičemž na jednom kmitočtu (pro který je splněna fázová podmínka) se bude po průchodu šumu oscilátorem zesilovat amplituda. To umožňuje zpětnovazebním oscilátorům vytvářet harmonický signál.

1.2 Zapojení RC oscilátorů

Vzhledem k zadanému kmitočtovému pásmu je část práce věnována RC oscilátorům. Dalším důvodem je možnost ladění pomocí součástek s proměnným odporem. V této kapitole je vysvětlen princip funkce některých vybraných zapojení RC oscilátorů, kterými jsou oscilátory s dvojitým T-článkem, s Wienovým článkem a fázovacími články. Je mnoho možností, jakými mohou být RC oscilátory uspořádány. Například pro stejnou konfiguraci jakou má oscilátor s Wienovým článkem (dva kondenzátory, dva rezistory a jeden operační zesilovač), bylo v [3] nalezeno 16 různých zapojení, z nichž šest vyžaduje pouze poloviční zesílení operačního zesilovače. Kromě toho existuje několik zapojení, u kterých je možné měnit kmitočet pouze jedním proměnným prvkem. Dvě z nich jsou v této kapitole popsána také. Nakonec je zmíněno alternativní zapojení laditelného oscilátoru s Wienovým článkem s operačním transkonduktančním zesilovačem jako jedno z možných řešení.

1.2.1 Oscilátory s fázovacími články

Tento typ oscilátoru má ve zpětné vazbě zapojeny derivační nebo integrační RC články. Každý takový článek posouvá fázi napětí na jeho vstupu. V závislosti na kmitočtu tohoto napětí se mění velikost fázového posunu. Operační zesilovač, v zapojení na obrázku 1.1, posouvá fázi vstupního napětí o 180° . Derivační nebo integrační články mohou fázi posouvat maximálně o 90° , ale prakticky tato hodnota není dosažitelná. Proto se pro splnění fázové podmínky používají minimálně 3 články. V tomto případě stačí, aby každý z nich posunul fázi o 60° , a tím bude dosaženo dalších potřebných 180° . Tento posun bude zajištěn na kmitočtu:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \quad (1.1)$$

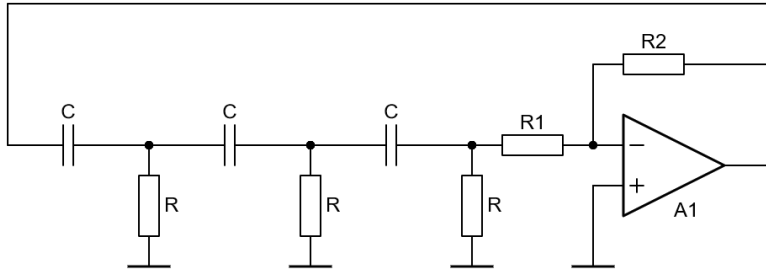
pro zapojení z obrázku 1.1.

Signál s kmitočtem f_0 je po průchodu zpětnou vazbou $29\times$ menší. Z toho pro vznik oscilací vyplývá, že zesílení $|A|$ invertujícího zesilovače musí být:

$$|A| = \frac{R_2}{R_1} \geq 29. \quad (1.2)$$

Vlastnosti:

- Pro ladění kmitočtu je zapotřebí tří součástek se současným přeladováním a s podobnými závislostmi odporu nebo kapacity na přeladění. Proto je vhodný spíše pro pevné kmitočty.
- Vyžadované zesílení je vysoké. Použitím napěťových sledovačů lze impedančně oddělit články, a tím potřebné zesílení snížit. [4]
- Je možné vylepšit kmitočtovou stabilitu rozdělením zpětné vazby do čtyř stupňů, kde každý bude mít pouze 45° fázový posun. Tzv. Bubba oscilátor, který má mezi jednotlivými členy zapojené napěťové sledovače. [4]



Obrázek 1.1: Základní zapojení oscilátoru s fázovacími články.

1.2.2 Oscilátor s Wienovým článkem

U tohoto typu oscilátoru je veden signál z výstupu, kladnou zpětnou vazbou do neinvertujícího vstupu OZ (obrázek 1.2). Signál je přitom utlumen Wienovým článkem, jehož přenos $\beta(j\omega)$ je:

$$\beta(j\omega) = \frac{U_+}{U_v} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2},$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}.$$

U_+ je napětí přivedené na neinvertující vstup a U_v je výstupní napětí oscilátoru. Po dosazení a následné úpravě:

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2})}. \quad (1.3)$$

Pro reálný přenos musí platit:

$$\omega_0 C_2 R_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1 R_2} = 0.$$

A z toho pro kmitočet f_0 platí:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (1.4)$$

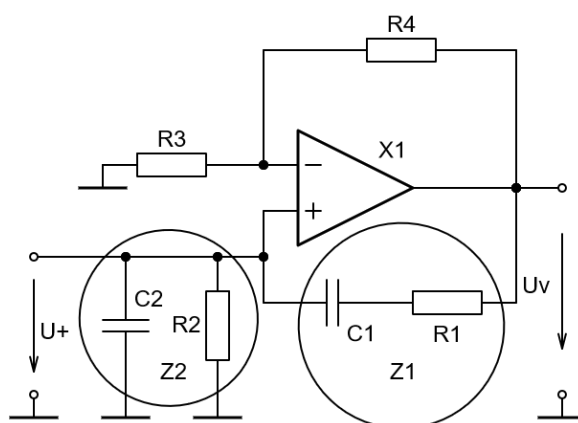
Rezistory a kondenzátory se volí stejné ($R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$). Poté má článek útlum $1/3$ na kmitočtu f_0 . Z oscilační podmínky vyplývá pro zesílení neinvertujícího zapojení:

$$|A| = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \geq 3. \quad (1.5)$$

Fázový posun Wienova článku je na kmitočtu f_0 nulový. Operační zesilovač v neinvertujícím zapojení má také nulový fázový posun. Tím je splněna fázová podmínka.

Vlastnosti:

- Je možné dosáhnout nižších hodnot harmonického zkreslení, než u oscilátoru s fázovacími články. [13]



Obrázek 1.2: Základní zapojení oscilátoru s Wienovým článkem.

- Změna kmitočtu a stabilizace amplitudy se dají provést nezávisle na sobě.
- Je snadno laditelný pomocí dvou součástek s proměnným odporem nebo kapacitou.

1.2.3 Oscilátor s dvojitým T-článkem

Tento oscilátor má zpětnou vazbu složenou ze dvou paralelních T-článků (v uspořádání RCR a CRC, viz obrázek 1.3). Dvojitý T-článek má na kmitočtu f_0 fázový posun 180° . Proto se zapojuje do záporné zpětné vazby, aby byla splněna fázová podmínka. Po zjednodušení $R_1 = R, C_1 = C, R_2 = nR$ a $C_2 = C/n$ jsou výsledné vztahy pro kmitočet f_0 a přenos článku $\beta(f_0)$:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (1.6)$$

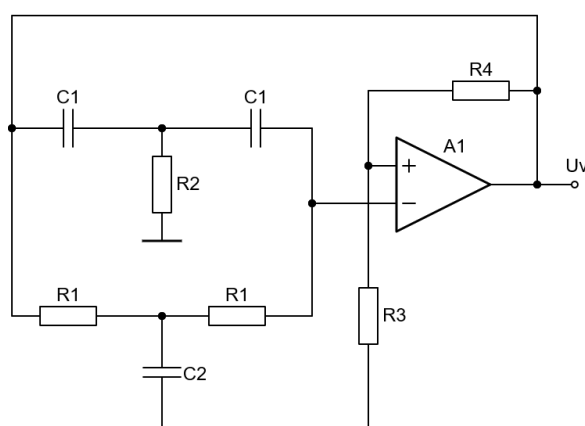
$$\beta(f_0) = \frac{2n^2 - n}{1 + n + 2n^2}. \quad (1.7)$$

Za n se obvykle dosazuje hodnota 0,5. Při této hodnotě má článek nulový přenos. Nicméně reálná hodnota přenosu nebude nulová.

Zesílení, které je potřeba pro splnění amplitudové podmínky musí být vysoké. Útlum na kmitočtu f_0 je při použití součástek s tolerancí 1 % typicky 40–50 dB [5, s. 5.75]. Pro útlum 40 dB je potřeba minimální zesílení 100, aby bylo celkové zesílení ve smyčce rovno alespoň jedné. Menšího harmonického zkreslení se dosahuje volbou součástek s nižší tolerancí.

Vlastnosti:

- Díky vysoké selektivitě dvojitého T-článku lze dosáhnout nízkého harmonického zkreslení výstupního napětí oscilátoru. [18, str. 460]
- Používá se pro pevné kmitočty, pro ladění by bylo potřeba několik stejných součástek s velmi nízkou tolerancí.
- Potřeba vysokého zesílení snižuje nejvyšší dosažitelné kmitočty u operačního zesilovače.



Obrázek 1.3: Základní zapojení oscilátoru s dvojitým T-článkem.

1.2.4 Oscilátory s jedním ladicím rezistorem

Z literatury bylo vybráno pár zapojení, u kterých lze ovládat kmitočet pouze jednou součástkou s proměnným odporem. Tato zapojení odstraňují potřebu dvou součástek se shodnými závislostmi odporů na přeladování. Nicméně kmitočet se u těchto obvodů mění v závislosti na odmocnině z odporu proměnného prvku. Prakticky se kvůli tomu sníží rozsah nebo se výrazně zvýší citlivost na přeladění, ačkoli rozsah může být teoreticky nekonečný.

U obvodu na obrázku 1.4 podle [6], je možné měnit kmitočet změnou hodnoty rezistoru R_1 , jehož změna nemá vliv na oscilační podmínku. Rezistory pro stabilizaci a změnu kmitočtu jsou uzemněné, takže místo nich lze snadno zapojit JFET. Amplitudová podmínka je dána vztahem:

$$\frac{R_4}{R_5} \geq \frac{R_3}{R_6} + \frac{2R_3}{R_2}, \text{ pro } C_1 = C_2 = C. \quad (1.8)$$

Pro kmitočet platí vztah:

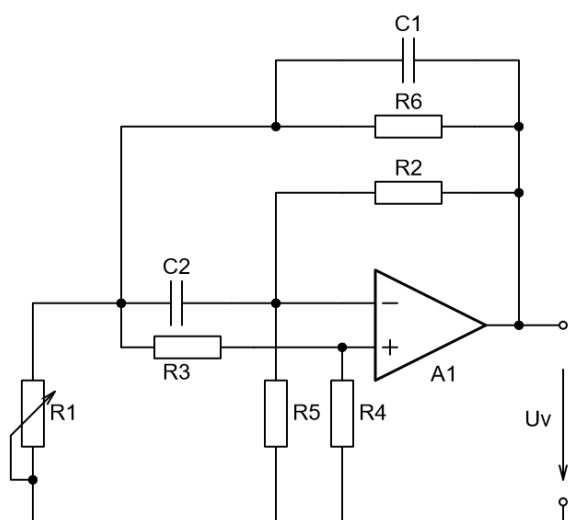
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\left(1 + \frac{R_3}{R_6} + \frac{R_3 + R_4}{R_1} - \frac{R_2 R_4}{R_5 R_6}\right) / (R_2 R_3)}. \quad (1.9)$$

Ze vztahu pro kmitočet je patrné, že je závislý na hodnotách všech součástek v obvodu. To znamená, pokud například namísto R_5 zapojím JFET pro stabilizaci amplitudy, bude stabilizace ovlivňovat i výsledný kmitočet.

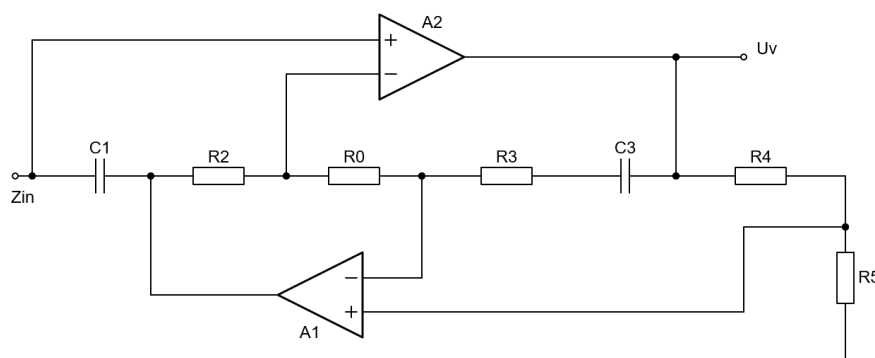
Další z možností je využití upraveného generalizovaného impedančního převodníku (GIC) podle [7]. Ten umožňuje vytvořit různé impedance, např. frekvenčně závislý negativní rezistor (FDNR) nebo dovede v obvodu nahradit indukčnost. Přitom se skládá z kondenzátorů, rezistorů a dvou operačních zesilovačů. Zapojení na obrázku 1.5 je varianta s FDNR a zápornou kapacitou a její vstupní impedance:

$$Z_{in} = -\frac{R_5}{\omega^2 R_2 R_4 C_1 C_3} - \frac{R_0 R_4 - R_3 R_5}{j\omega R_2 R_4 C_3}. \quad (1.10)$$

Druhý člen je ve vztahu pro impedanci vytvořen přidáním rezistoru R_0 do standardní struktury GIC. Negativním odporem jsou vyrovnávány parazitní



Obrázek 1.4: Zapojení oscilátoru s jedním ladicím rezistorem (1. způsob).



Obrázek 1.5: Zapojení oscilátoru s jedním ladicím rezistorem (2. způsob).

ztráty obvodu, a tak mohou vzniknout oscilace. Pro vznik oscilací musí být dále splněna podmínka:

$$R_3 \leq R_0, \text{ při } R_4 = R_5. \quad (1.11)$$

Pro ovládání kmitočtu se na vstup Z_{in} zapojuje uzemněný proměnný prvek s odporem (R_p). Může to být opět například unipolární tranzistor. Kmitočet oscilací následně bude:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_1 C_3 R_p R_2}}. \quad (1.12)$$

Kmitočet se mění nezávisle na udržení oscilační podmínky.

■ 1.2.5 Oscilátory s operačními transkonduktančními zesilovači

OTA fungují jako napětím řízené zdroje proudu. Oproti standardnímu operačnímu zesilovači mají navíc jeden proudový vstup I_{ABC} , který slouží k ovládání transkonduktance. Na obrázku 1.6 je možná realizace oscilátoru

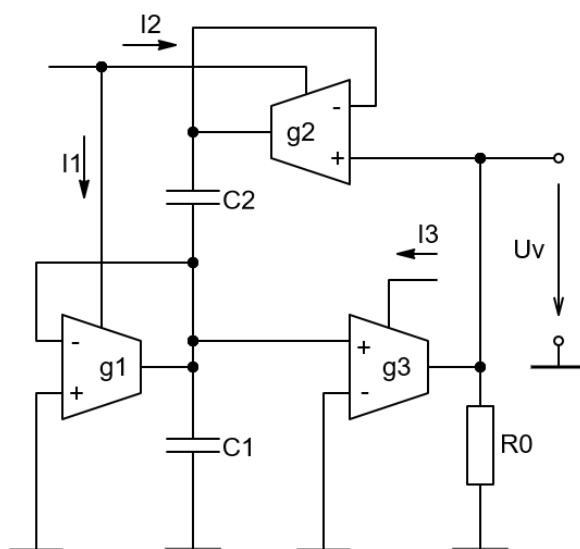
s Wienovým článkem podle [8]. Kmitočet lze měnit vstupním proudem I_1 a I_2 . Konkrétně pro toto zapojení:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (1.13)$$

kde g_{m1} a g_{m2} jsou transkonduktance zesilovačů g_1 a g_2 . Transkonduktance zesilovače je přímo úměrná vstupnímu proudu I_{ABC} ($I_{ABC} = I_1 = I_2$):

$$g_m = \frac{I_{ABC}}{2U_T} \quad [\text{S}], \quad (1.14)$$

kde U_T je teplotní napětí (přibližně 26 mV pro teplotu 300 K).



Obrázek 1.6: Zapojení oscilátoru s operačními transkonduktančními zesilovači.

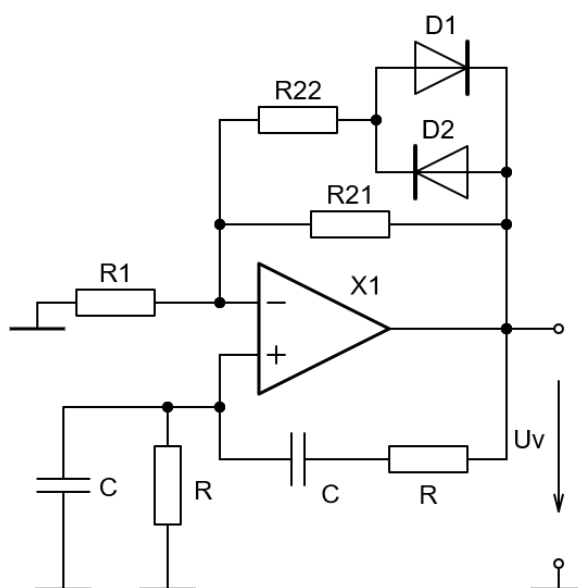
Při $C_1 = C_2 = C$, je amplitudová podmínka oscilátoru $g_{m3}R_0 \geq 3$, kde g_{m3} je transkonduktance zesilovače g_3 . Stabilizaci amplitudy lze provést změnou hodnoty odporu rezistoru R_0 nebo proudu I_3 . Oscilační podmínka a kmitočet jsou řízeny nezávisle na sobě.

Kmitočet se mění lineárně v závislosti na proudu a je možné jej měnit ve velkém rozsahu. Typickým OTA je LM13700, který má udávaný rozsah g_m šest dekad, maximální proud I_{ABC} je 2 mA, rychlost přeběhu $SR = 50 \text{ V}/\mu\text{s}$ a $GBW = 2 \text{ MHz}$ [9].

1.3 Stabilizace amplitudy

Pro vznik oscilací musí být celkový přenos smyčky oscilátoru větší než jedna (viz kapitola 1.1). V takovém případě výstupní signál dosáhne saturační meze a je zkreslený. Z toho důvodu se používá stabilizace amplitudy. Tou je zajištěno, že se přenos smyčky ustálí na jedné pro zvolenou hodnotu amplitudy výstupního signálu i při přeladování kmitočtu. V této kapitole jsou popsány některé možnosti stabilizace amplitudy, které byly v práci vyzkoušeny.

1.3.1 Antiparalelně zapojené polovodičové diody



Obrázek 1.7: Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem s diodovou stabilizací.

Na obrázku 1.7 je jedno z možných zapojení diod ve zpětné vazbě oscilátoru s Wienovým článkem. Zpočátku na výstupu není žádné napětí a diody jsou zavřené. Uplatňuje se pouze rezistor R_{21} , který nastavuje vysoké zesílení pro vznik oscilací ($R_{21} > 2R_1$). Se zvyšováním amplitudy na výstupu se zároveň otevírá dioda a začne se uplatňovat rezistor R_{22} , který společně s paralelně zapojeným rezistorem R_{21} musí mít nižší hodnotu než $2R_1$. Pro konstantní amplitudu oscilací je nutné splnit vztah:

$$\frac{(R_{22} + R_d) \parallel R_{21}}{R_1} = 2, \quad (1.15)$$

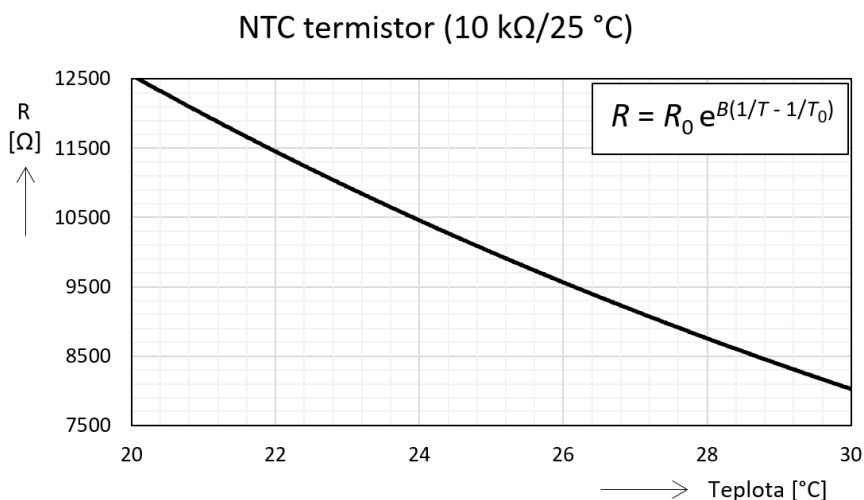
kde R_d je odpor diody v daném pracovním bodě. Snižováním hodnoty rezistoru R_{22} se snižuje výstupní amplituda oscilací.

1.3.2 Termistor

Další možností, jak ustálit amplitudu výstupu na optimální hodnotě, je termistor s negativním teplotní koeficientem (NTC). S rostoucí teplotou klesá odpor termistoru. V grafu na obrázku 1.8 je zobrazen typický průběh odporu v závislosti na teplotě okolí u termistoru NTC. Jedná se o aproximaci pro hodnoty získané z katalogu ($R_0 = 10 \text{ k}\Omega$, $B = 3977 \text{ K}$)[10]. Vztah je uveden v grafu a teplota T_0 a T je dosazována v Kelvinech.

V první fázi při spuštění oscilátoru bude termistor nastavovat vyšší zesílení OZ. Tím vzniknou na výstupu oscilace a termistor se průchodem proudu začne ohřívat. Postupně bude klesat zesílení, dokud se celkový přenos smyčky neustálí na jedné. Obvykle se používá pro úpravu zesílení potenciometr.

Problémem NTC termistoru je citlivost na změnu okolní teploty. Pro různé kmitočty je nutné zvolit optimální časovou konstantu termistoru. Velikost časové konstanty se mění hlavně s rozměry termistoru a může být od několika desetin sekundy do desítek sekund [23, str. 146].

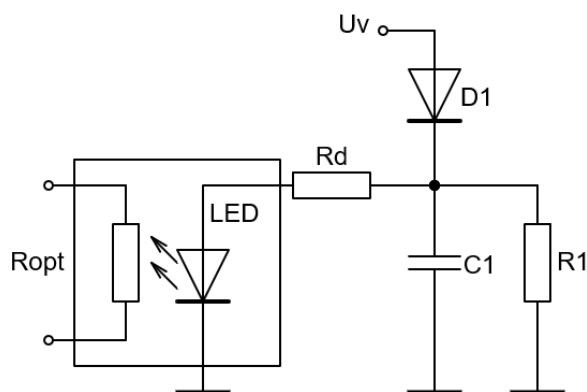


Obrázek 1.8: Závislost odporu termistoru NTC na teplotě.

1.3.3 Automatické řízení amplitudy pomocí optočlenu

Druhým typem stabilizace amplitudy jsou obvody pro automatické řízení zesílení (AGC). Jejich princip spočívá v převedení výstupního signálu na stejnosměrný signál. Stejnoseměrným napětím/proudem se následně ovládá součástka s proměnným odporem.

Takovou součástkou je například optron s fotorezistorem. U optronu se v závislosti na proudu mění intenzita osvětlení LED a současně s tím i odpor fotorezistoru. Příklad zapojení AGC s optronem je na obrázku 1.9. Konden-



Obrázek 1.9: Příklad zapojení AGC s optronem.

zátor C_1 se nabíjí skrze diodu D_1 . Vybíjí se přes rezistor R_1 a R_d společně

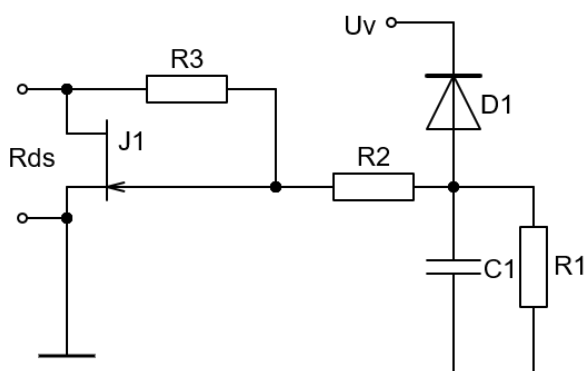
s odporem svítivé diody. Proud, který teče do LED, je nastaven rezistorem R_d . Kondenzátor C_1 a rezistor R_1 nemusí být v obvodu využity, protože foto-rezistor má vlastní časové konstanty pro přechodové děje. Pokud je amplituda výstupního napětí U_v příliš vysoká, tak se zvýší proud svítivé diody, a tím poklesne odpor fotorezistoru (sníží se zesílení).

1.3.4 Automatické řízení amplitudy pomocí JFET

Namísto optočlenů lze použít také unipolární tranzistor v odporovém režimu, například JFET s n-kanálem. U toho se odpor ovládá záporným napětím U_{GS} . Závislost odporu na napětí je opačná oproti optronu. Při zvyšujícím se záporném napětí U_{GS} odpor R_{DS} roste.

Pro malá kladná napětí U_{DS} je charakteristika téměř lineární. Odpor R_{ds} vyznačený v zapojení na obrázku 1.10 se mění i se změnou napětí U_{DS} , protože výstupní charakteristika JFET není symetrická podle počátku. Proto rezistory R_2 a R_3 zavádí část napětí U_{DS} na Gate tranzistoru. Tím se vylepší symetrie výstupní charakteristiky pro kladné i záporné napětí U_{DS} . Odpor R_{ds} je tak téměř konstantní a harmonické zkreslení dosahuje nižších hodnot. [11]

U oscilátoru s Wienovým článkem se Drain tranzistoru připojuje k invertujícímu vstupu OZ. Pro změnu amplitudy se připojuje další rezistor v sérii s tranzistorem. Tím se nastaví vhodný pracovní bod tranzistoru a sníží se zkreslení. [17, str. 294]



Obrázek 1.10: Příklad zapojení AGC s JFET.

1.4 Ladění kmitočtu

Nejčastěji se pro regulaci kmitočtu u RC oscilátorů používají odporové potenciometry/trimry nebo přepínané kondenzátory. Pro sestavení napětím řízeného oscilátoru lze využít unipolární tranzistory v odporovém režimu, optrony s fotorezistory nebo OTA (viz podkapitola 1.2.5). Další způsob regulace kmitočtu je pomocí digitálního potenciometru pro digitální řízení. Možnosti jsou popsány více v této kapitole.

■ 1.4.1 Potenciometry a přepínané kondenzátory

Potenciometry se standardně vyrábí pro odpory do jednotek $M\Omega$. Změna odporu je spojitá, ale schopnost nastavení přesného kmitočtu se odvíjí od způsobu ovládání (např. počet otáček). Pro klasický oscilátor s Wienovým článkem jsou potřeba dva současně ovládané potenciometry s přibližně stejným odporem. Tomuto požadavku se dá vyhnout použitím jakéhokoli oscilátoru s jedním rezistorem pro ladění kmitočtu (viz podkapitola 1.2.4).

Metoda s přepínanými kondenzátory vyžaduje pouze přepínač a více kondenzátorů. Kmitočet se mění skokově výběrem mezi kondenzátory. Kombinací přepínání s jinými metodami je možné měnit rozsahy kmitočtů, ve kterých se přeladuje.

■ 1.4.2 Digitální potenciometry

Tyto potenciometry jsou součástí integrovaných obvodů a mohou být řízeny digitálním signálem. K ovládání lze použít např. I^2C nebo SPI. Změna odporu je skoková. Typicky mají 3–4 nastavitelné rozsahy odporů a 64–1024 různých stavů, které určují možné rozlišení. Ceny se pohybují v desítkách až nižších stovkách Kč, především podle počtu stavů.

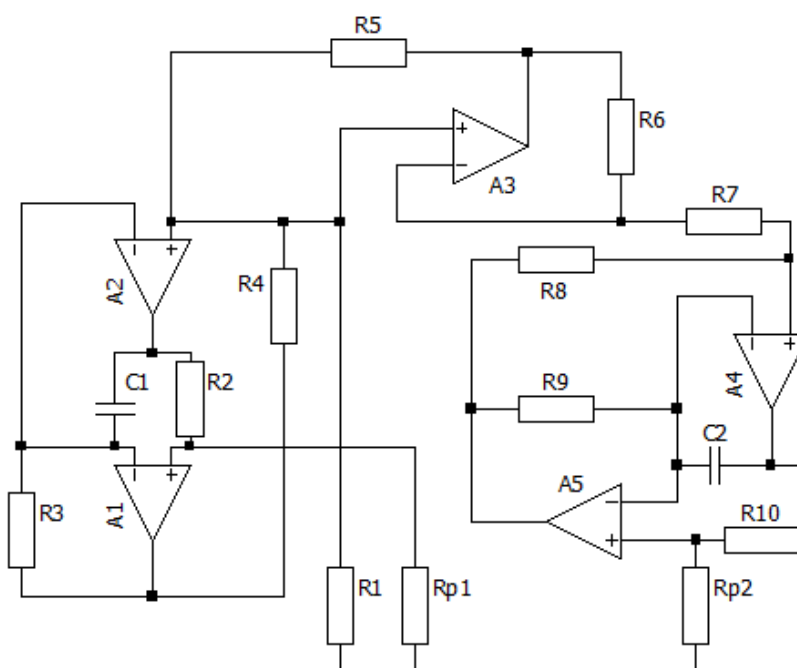
Pro vyšší nastavené hodnoty odporů se zmenšuje kmitočtové pásmo. Ale ve výsledku to není omezení, protože ve všech zmíněných zapojení RC oscilátorů s rostoucím odporem klesá i kmitočet výstupního napětí. Nicméně vyšší kmitočet a nižší odpor vede u digitálního potenciometru k zvýšení harmonického zkreslení. [12]

■ 1.4.3 Unipolární tranzistory

Jedná se o levné řešení napětím řízeného oscilátoru (VCO). Příkladem unipolárního tranzistoru je JFET s n-kanálem, který se pro nulové napětí U_{GS} nachází v sepnutém stavu (mezi elektrodami Drain a Source má minimální odpor, který se pohybuje v řádu stovek Ω). Se snižováním napětí U_{GS} odpor mezi elektrodami Drain a Source stoupá. Při určitém záporném napětí U_{GS} začne odpor prudce růst. V této oblasti je již obtížné odpor plynule řídit. Přibližný rozsah použitelnosti je od desetinásobku až do stonásobku hodnoty v sepnutém stavu [11]. Tento způsob tedy umožňuje pouze menší rozsah ladění kmitočtu, ale v kombinaci s přepínanými kondenzátory je možné ho rozšířit.

Pro získání vyššího rozsahu je také vhodnější použít dva tranzistory na ladění zároveň, namísto jednoho (viz podkapitola 1.2.4). Výhodou je, když oba mají téměř shodné závislosti odporu na ovládacím napětí.

Příklad zapojení, které umožňuje ladění pomocí dvou uzemněných unipolárních tranzistorů, je na obrázku 1.11. Tento obvod má zároveň přímo úměrnou závislost kmitočtu na odporu $R_p = R_{p1} = R_{p2}$. Amplituda se stabilizuje snižováním odporu R_6 nebo zvyšováním R_5 . Ostatní rezistory a kondenzátory se v obvodu volí se stejnými hodnotami. [22]



Obrázek 1.11: Zapojení se dvěma uzemněnými rezistory pro ladění kmitočtu.

1.4.4 Optrony s fotorezistorem

Optron je dvojbran, který má v pouzdře svítivou diodu a součástku citlivou na světlo. Pro přeladování kmitočtů je vhodný fotorezistor. Ten se pro konstantní intenzitu osvětlení chová jako normální rezistor. Se zvyšováním proudu diodou se snižuje odpor fotorezistoru. Pro ovládání kmitočtu je opět vhodné najít pár s podobnými charakteristikami.¹

Obvyklá cena oprtonů s fotorezistory je docela vysoká (přibližně od 150–300 Kč za kus). Nicméně v katalozích se běžně udávají rozsahy odporu 60–100 dB. Typicky mají také malé nelineární zkreslení pod 0,05 % při nízkém napětí [15].

1.5 Požadavky kladené na OZ

Ze zadání je potřeba pracovat s kmitočty alespoň 50 kHz při nízkém harmonickém zkreslení. Dále jsou kladeny požadavky na výstupní proud a velikost napětí. Následující část je věnována parametrům OZ, které je nutné zvážit pro správnou funkci oscilátoru.

¹Více informací o oprtonech se nachází v praktické části.

■ Výstupní napětí

Maximální výstupní napětí operačního zesilovače je omezeno napájecím napětím. Do určitého kmitočtu je maximální amplituda napětí konstantní, o něco málo nižší než je napájecí napětí (vyšší u záporného napětí). Pokles je typicky kolem 1 V, ale může být pouze několik mV. Maximální napájecí napětí je udávané v katalogu OZ.

Další parametr, který omezuje maximální napětí při vyšších kmitočtech, je rychlost přeběhu SR . Rychlost přeběhu je pro harmonický průběh dána vztahem:

$$SR = \max \left| \frac{dU_m \cos(2\pi ft)}{dt} \right| = 2\pi f U_m. \quad [V/\mu s, Hz, V] \quad (1.16)$$

SR je parametr zjistitelný z katalogu zesilovače. Vypočtená hodnota pro maximální požadované napětí a kmitočet musí být menší, než je udávaná rychlost přeběhu zesilovače. V opačném případě je signál velmi zkreslený.

■ Výstupní proud

Maximální hodnota výstupního proudu musí být dostatečně velká, aby zajistila proud tekoucí do zpětné vazby a do zátěže. Pokud není proud dostatečný, průběh je silně zkreslený.

■ Vstupní impedance

V případě použití optronů pro ladění, které mohou mít odpor i přes 1 G Ω , je nutné zajistit vysoký vstupní odpor zesilovače. Parazitní kapacita vstupů se příliš neuplatní, protože při zvyšujícím se odporu optronů, zpravidla klesá i kmitočet oscilátoru. Diferenční stupeň OZ je nejčastěji tvořen bipolárními nebo unipolárními tranzistory, přičemž unipolární obvykle disponují vysokým vstupním odporem v řádu T Ω .

■ Kmitočtové pásmo

V katalogu se často udávají parametry GBW nebo tranzitní kmitočet f_T . To jsou hodnoty kmitočtu, pro které poklesne zesílení OZ na 0 dB. Při zavedení zpětné vazby se kmitočtové pásmo mění se zesílením podle vztahu:

$$GBW = A_{CL} f_c, \quad [Hz, -, Hz] \quad (1.17)$$

kde A_{CL} je zesílení uzavřené smyčky nastavené zpětnou vazbou (do hodnoty maximálního zesílení OZ udávaného katalogem) a f_c je mezní kmitočet pro pokles kmitočtové charakteristiky o -3 dB. Při zvyšování zesílení A_{CL} se zužuje kmitočtové pásmo. Vztah platí za podmínky, že pokles kmitočtové charakteristiky je 20 dB na dekádu od kmitočtu f_c až po zesílení 0 dB. Tzn. operační zesilovač je kmitočtově kompenzovaný až do jednotkového zesílení.

Kmitočety je dále pro různé úrovně výstupního napětí omezen rychlostí přeběhu. Typické hodnoty rychlosti přeběhu jsou od desetin do desítek $V/\mu s$. U speciálních rychlých operačních zesilovačů to mohou být i tisíce $V/\mu s$.

■ Celkové harmonické zkreslení

V katalogu je tento parametr označován jako THD . Někdy bývá uveden i graf závislosti THD na kmitočtu. S rostoucím kmitočtem, teplotou nebo zátěží se obvykle zvyšuje. Může dosahovat velmi nízkých hodnot. U některých audio zesilovačů jsou hodnoty THD menší než 0,000 1 % (např. OPA134).

Vypočítat se dá pomocí efektivních hodnot napětí harmonických (při odporové zátěži):

$$THD = \frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2} \cdot 100, \quad [\%] \quad (1.18)$$

kde U_1 je efektivní hodnota napětí základní harmonické a hodnoty U_2, U_3, \dots, U_n jsou efektivní napětí vyšších harmonických. Vyšší harmonické vznikají průchodem signálu nelineárními zařízeními. [14]

■ Kmitočtová kompenzace

V případě použití OZ pro malé zesílení² se musí vykompenzovat zlomy v jeho kmitočtové charakteristice, aby se zajistila stabilita obvodu. Většina operačních zesilovačů má již vnitřní kompenzaci až do jednotkového zesílení. Některé jsou nekompenzované a mohou mít vývod pro kompenzační kondenzátor nebo RC článek. Doporučené hodnoty pro kompenzační kondenzátory jsou většinou udávány v katalogu.

²Např. napěťový sledovač (zesílení 1) nebo oscilátor se symetrickým Wienovým článkem (zesílení 3).

Kapitola 2

Praktická část

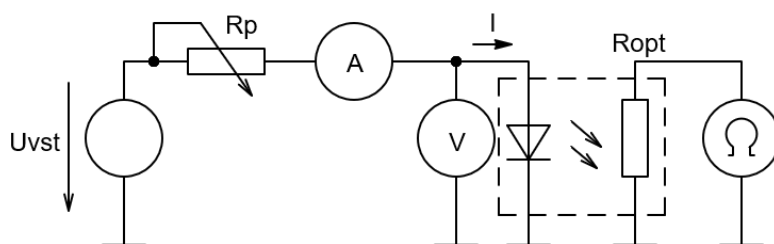
Bakalářská práce se zaměřuje především na regulaci kmitočtu pomocí optronů s fotorezistory podle [1]. V první části jsou tedy měřeny charakteristiky a parazitní vlastnosti optronů. Na to je navázáno nalezením vhodné matematické aproximace pro simulování chování optronu. V další části jsou naměřená data ze zmíněných RC oscilátorů s různými typy stabilizace amplitudy. A konec je věnován konstrukci samotného oscilátoru.

2.1 Měření optronů

Tato část je důležitá, protože jakákoli nesymetrie při přeladování ve zpětné vazbě oscilátoru musí být vyrovnána změnou zesílení zesilovače. Pro zajištění amplitudové stability a nízkého harmonického zkreslení bez nutnosti výrazně měnit zesílení je vhodné najít optrony s podobnými charakteristikami.

2.1.1 Měřicí přístroje a zapojení pro měření optronů

Celkem bylo změřeno 45 optronů dvou typů (25 kusů 3WK16344 a 20 kusů VTL5C1). Charakteristiky odporu R_{opt} v závislosti na proudu I byly měřeny



Obrázek 2.1: Schéma zapojení pro měření optronů.

v uspořádání podle obrázku 2.1. Jako ohmmetr byl použit multimetr UNI-T UT33D+ s rozsahem do 200 M Ω . Jako voltmetr a ampérmetr byly použity přístroje UNI-T UT61D.

Pro měření VA-charakteristiky byl paralelně ke svítivé diodě připojen voltmetr. Se snižujícími proudy diodou se zvyšuje její odpor, a tak část

proudu teče i voltmetrem. U velmi nízkých proudů je výhodnější zapojení voltmetru paralelně k ampérmetru v sérii s diodou.

Optrony 3WK16344 mají vyšší udávaný maximální proud v propustném směru, než VTL5C1. Proto jsou měřeny až do proudu 50 mA.

Parazitní kapacita byla měřena ze strany fotorezistoru RLC metrem CEM DT-9935 při kmitočtu 1 kHz.

2.1.2 Výsledky měření

Vzhledem k velkému počtu hodnot jsou tabulky přidány jako příloha A.1. Typ VTL5C1 je rozdělen do dvou skupin, protože byly zakoupeny od jiného prodejce.¹ Naměřené hodnoty obou skupin se velmi liší. Druhá část optronů je méně kvalitní a do pouzdra se dostává více světla. Obě varianty jinak ve tmě dosahují odporů vyšších než 200 MΩ. Pro dosažení vyšších rozsahů by bylo třeba optronu více zapouzdit. U typu 3WK16344 nemá okolní světlo žádný znatelný vliv na odpor.

V této podkapitole je vybráno několik optronů s fotorezistory, u kterých se charakteristiky nejlépe shodují. Pro nalezení páru byl použit program Matlab a u každého byla vyhodnocena absolutní vzdálenost od průměru (vztah 2.1) vztažená k průměru naměřených hodnot (vztah 2.2).

$$\delta = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|a_i - \bar{x}_i|}{\bar{x}_i}, \quad (2.1)$$

$$\bar{x}_i = \frac{a_i + b_i}{2}, \quad (2.2)$$

kde a_i a b_i jsou i -té naměřené hodnoty odporů fotorezistorů dvou vybraných optronů a N udává, v kolika bodech byla charakteristika měřena. Výsledné hodnoty δ se mohou pohybovat od 0 do 1. Přičemž pro $\delta = 0$ jsou charakteristiky shodné a $\delta = 0,33$ je ekvivalentní dvojnásobným hodnotám jedné z charakteristik.

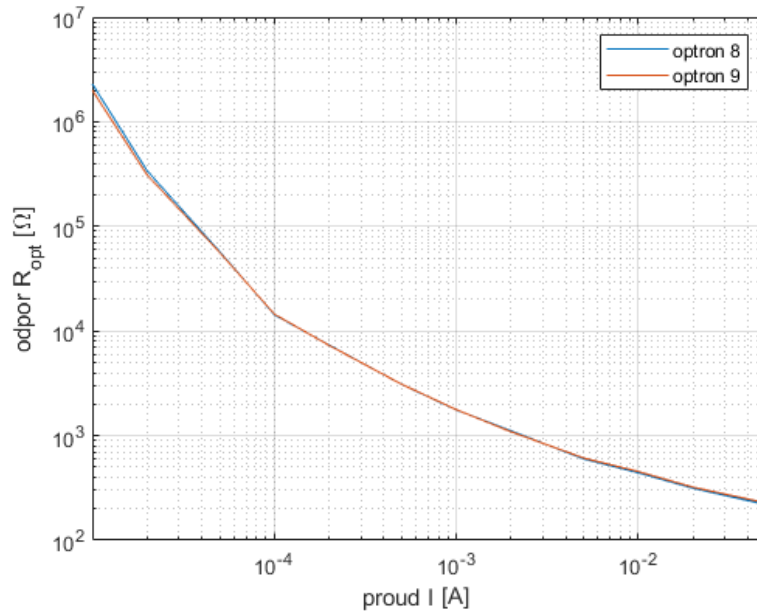
V tabulce 2.1 se nachází naměřená data dvou nejpodobnějších optronů, které jsou z řady 3WK16344. Vyhodnocovaná odchylka je u tohoto páru pouhých $\delta = 0,017$. S přibývajícím odporem se rozdíl většinou výrazně zvyšuje. Může být i více než 200násobný², zatímco pro nízké hodnoty odporu je maximální rozdíl přibližně dvojnásobný. Nalezený pár má téměř shodné charakteristiky na celém rozsahu nastavených proudů (viz graf na obrázku 2.2). Pokud se sníží rozsah proudu, tak je možné najít více podobných párů.

VA-charakteristiky byly měřeny pouze pro jednu diodu od každého typu optronu a jsou v tabulce 2.2.

Naměřená parazitní kapacita optronu ze strany fotorezistoru se u modelu 3WK16344 pohybovala mezi 4–5 pF a u VTL5C1 mezi 3–4 pF. Aby se

¹Obě skupiny optronů VTL5C1 byly zakoupeny na internetových tržištích za cenu přibližně 20 Kč/ks. Obvyklá cena originálního kusu je okolo 250 Kč. Pro srovnání cena jednoho kusu 3WK16344 (TESLA BLATNÁ, a.s.) byla 132 Kč.

²Např. pár optronů #16 a #23 pro proud $I = 10 \mu\text{A}$, viz příloha A.1.



Obrázek 2.2: Charakteristiky $R_{opt} = f(I)$ pro nalezený pár podobných optronů.

Tabulka 2.1: Naměřené odpory dvou nejpodobnějších optronů 3WK16344.

číslo optronu ↓	Odpor R_{opt} [kΩ]											
Proud I [mA] →	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50
8	2300	340	57,6	14,3	7,33	3,09	1,76	1,109	0,599	0,441	0,314	0,219
9	2000	310	56,6	14,5	7,28	3,10	1,77	1,087	0,611	0,453	0,321	0,228

parazitní kapacita příliš neuplatnila, musí platit nerovnost:

$$C_p \ll \frac{1}{2\pi f_0 R_{opt}}. \quad (2.3)$$

Ve všech zmíněných RC oscilátorech se zvyšující odpor projevuje snížením kmitočtu. Konkrétně u oscilátoru s Wienovým článkem se kmitočet s odporem snižuje nepřímo úměrně, a tak pravá strana nerovnosti zůstává téměř konstantní. Pokud například uvažujeme nejnižší kmitočty 0,1 Hz při maximálním odporu 100 MΩ, tak je nerovnost splněna s poměrně vysokou rezervou.

2.1.3 Matematické modely charakteristik optronů

Vhodná aproximace pro naměřené hodnoty byla nalezena v programu ZunZun. Pro vyhodnocovaný nejnižší součet relativních odchylek byl nalezen vztah:

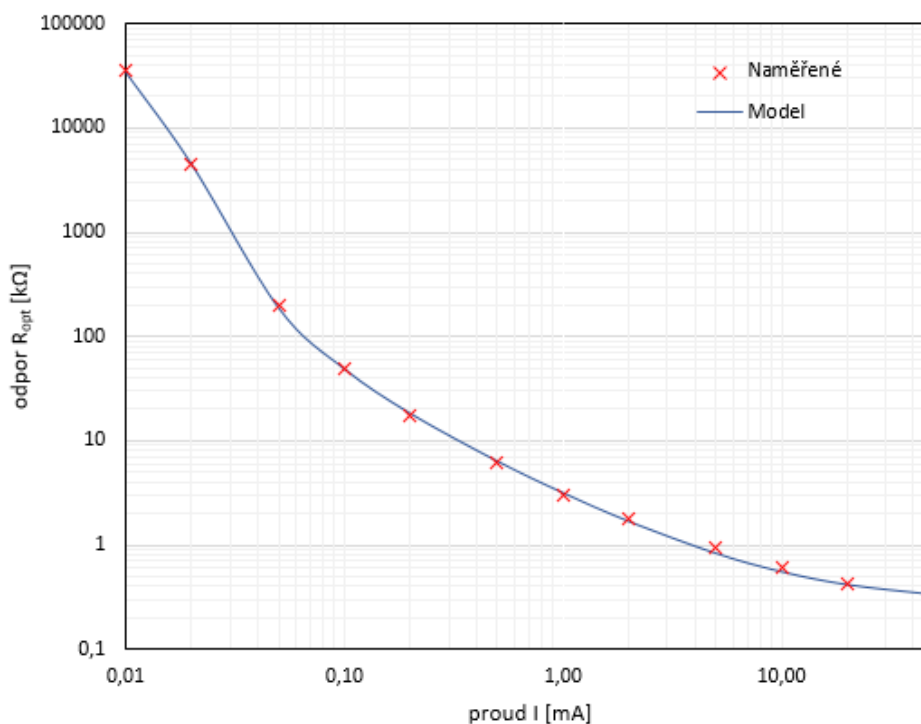
$$R_{opt} = \frac{a - b}{1 + e^{(I-c)/(d \cdot I)}} + b. \quad (2.4)$$

Jedná se o Boltzmannovu sigmoidu. Přičemž pro průměrný optron 3WK16344 byly nalezeny parametry $a = 36\,137\,706,31$, $b = -25\,744,917$, $c = 0,000\,014\,668$, $d = 0,138\,197\,308$. Srovnání modelu s naměřenými hodnotami je v grafu

Tabulka 2.2: Naměřené VA-charakteristiky obou typů optronů.

typ optronu ↓ proud I [mA] →	napětí U_{LED} [V]											
	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50
VTL5C1	1,618	1,650	1,688	1,721	1,774	1,779	1,807	1,839	1,886	1,934	1,982	-
3WK16344	1,467	1,500	1,539	1,568	1,593	1,626	1,651	1,679	1,732	1,770	1,843	2,020

na obrázku 2.3. Stejně tak je možné získat vhodný vztah pro aproximaci

**Obrázek 2.3:** Graf porovnání naměřených hodnot R_{opt} s aproximující funkcí.

VA-charakteristiky, který je:

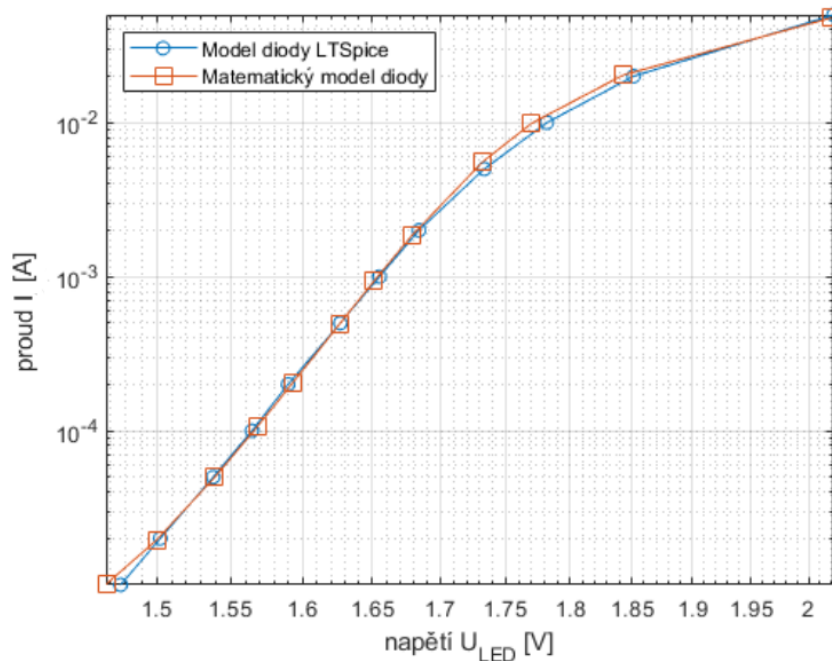
$$I = \frac{a}{(1 + e^{(-1)/(b(U_{LED}-c))})^d} + \text{Offset}. \quad (2.5)$$

Pro naměřené hodnoty jsou parametry $a = -49,846\ 13$, $b = -0,036\ 325$, $c = 1,713\ 674$, $d = 0,000\ 113\ 82$, $\text{Offset} = 49,846\ 1$. Tomu ve SPICE odpovídají přibližně tyto parametry modelu diody:

```
.model optled D(Is=8e-23 Rs=4.5 N=1.45 Cjo=0.5p type=LED)
```

Na obrázku 2.4 je srovnání VA-charakteristiky diody v LTSpice a aproximovaných naměřených hodnot.

Nalezené vztahy lze poté použít pro simulaci optronu. Nicméně u reálného fotorezistoru se nemění hodnoty okamžitě, a tak je potřeba počítat s přechodovými jevy. Časové konstanty z katalogu jsou u 3WK16344 $t_{ON} = 0,4$ ms (doba do dosažení 67 % maximálního proudu) a $t_{OFF} = 0,8$ ms (doba do



Obrázek 2.4: Graf VA-charakteristiky diody v programu LTSpice (srovnání s naměřenou charakteristikou).

dosažení $R_{opt} = 100 \text{ k}\Omega$ při vypnutí)[15]. Pro VTL5C1 je $t_{ON} = 2,5 \text{ ms}$ a $t_{OFF} = 35 \text{ ms}$ [16]. Tyto přechodové jevy nemají vliv na přeladování, ale při použití optronu pro stabilizaci amplitudy je potřeba časové konstanty fotorezistorů brát v úvahu.

2.2 Měření RC oscilátorů

Bylo vyzkoušeno několik typů stabilizace amplitudy v různých zapojeních RC oscilátorů zmíněných v teoretické části. Pro ladění kmitočtu jsou nejčastěji používány potenciometry a optrony. Většina měření byla provedena na nepájivém poli a při napájecím napětí $OZ \pm 15 \text{ V}$.

Všechna měření byla provedena s operačními zesilovači TL074 s typickými parametry $GBW = 3 \text{ MHz}$, $SR = 13 \text{ V}/\mu\text{s}$, $R_{in} = 10^{12} \Omega$, $THD = 0,003 \%$ (na kmitočtu 1 kHz) a vnitřní kompenzací do jednotkového zesílení. Tato rychlost přeběhu umožňuje maximální kmitočet 690 kHz pro maximální amplitudu signálu $U_m = 3 \text{ V}$, ale s kmitočtem přibývá harmonické zkreslení. Obvykle se dalo měřit přibližně do 360 kHz . O trochu výše to bylo možné s $OZ \text{ LF356N}$, ale napětí bylo více zkreslené.

U výstupního signálu bylo zjištěno celkové harmonické zkreslení z FFT na osciloskopu GW Instek GDS-1072B. Harmonické zkreslení bylo určeno ze vztahu 1.18, kde byly k výpočtu použity hodnoty vrcholů $U_{RMS_{dB}}$ ve spektru signálu do desetinásobku základního kmitočtu. Efektivní hodnota U_{RMS} se

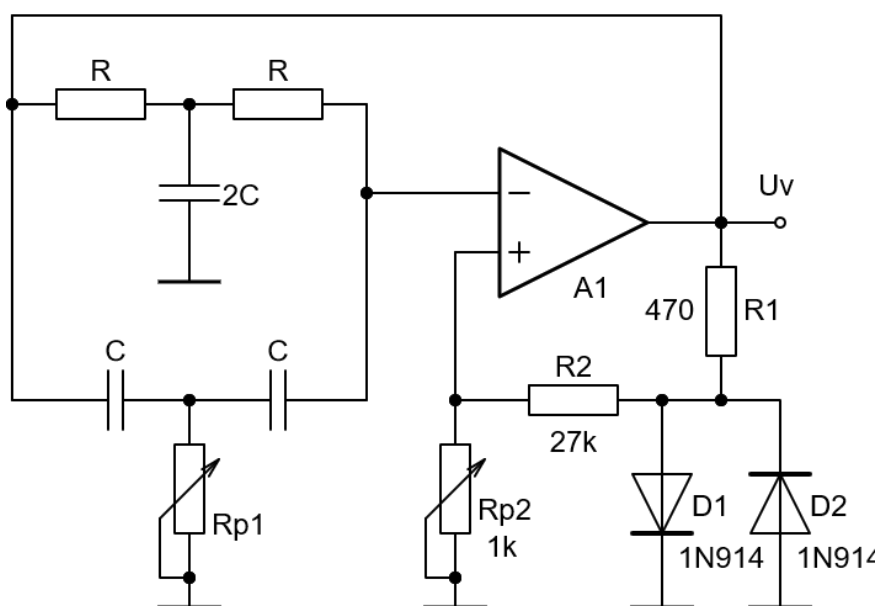
získá oddecibelováním:

$$U_{RMS}^2 = 10^{\frac{U_{RMS_{dB}}}{10}} \quad (2.6)$$

2.2.1 Oscilátor s dvojitým T-článkem

Oscilátor v zapojení na obrázku 2.5 se stabilizací diodami podle [17, str. 298] byl měřen pro tři různé kmitočty výměnou rezistorů. Diody s rezistorem R_1 nastavují velikost výstupní amplitudy. Potenciometr R_{p1} se nastavuje na polovinu hodnoty R . Zvýšením zesílení potenciometrem R_{p2} lze vyrovnávat hodnotu zkreslení. Naměřené zkreslení pro zvolené kmitočty je společně s vypočtenými kmitočty v tabulce 2.3. Kmitočet v tabulce je vypočtený ze vztahu 1.6. Zvolené kondenzátory mají kapacitu 6,8 nF.

Velikost napětí U_{ss} se měnila, protože byly přenastaveny potenciometry pro dosažení nižšího zkreslení. Hodnota R_{p2} byla ve všech případech velmi nízká. Pro kmitočet 341 Hz bylo navíc potřeba zvýšit odpor R_2 , aby bylo zmenšeno zkreslení. Stejný výsledek byl dosažen nahrazením diodové stabilizace perličkovým termistorem ($10 \text{ k}\Omega @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$) místo rezistoru R_2 .



Obrázek 2.5: Zapojení pro měření oscilátoru s dvojitým T-článkem.

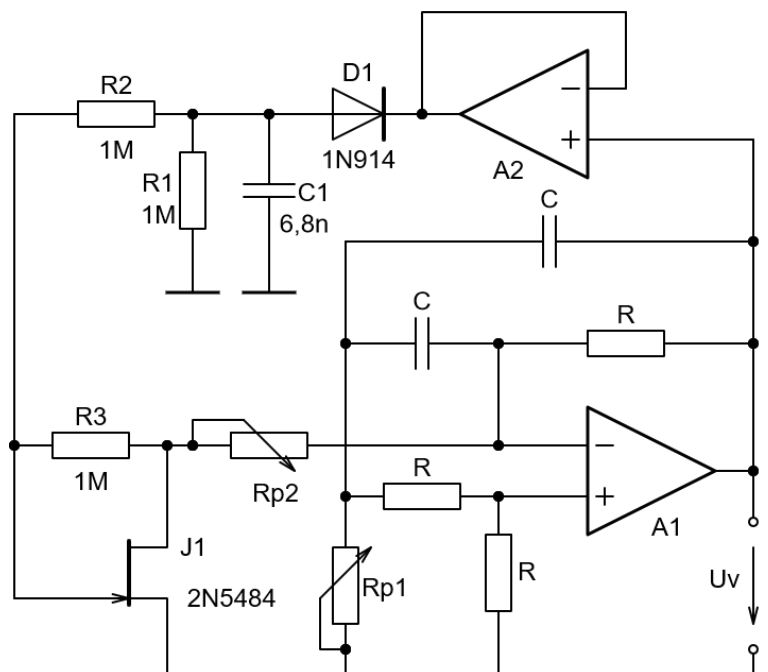
Oba typy stabilizace jsou dobře použitelné pro pevně nastavené kmitočty. Vyžadované zesílení se výrazně mění s nesymetrií součástek. Proto se s kmitočtem mění i amplituda a není tak vhodný pro přeladování ani v případě nalezení vhodných optronů.

2.2.2 Oscilátory s jedním ladicím rezistorem

Byla změřena obě zapojení oscilátorů z kapitoly 1.2.4. Na obrázku 2.2.2 je schéma **prvního z nich**, u kterého se kmitočet mění hodnotou potenciometru R_{p1} . Pro stabilizaci amplitudy byl využit JFET jako proměnný odpor. Druhým

Tabulka 2.3: Výsledky měření oscilátoru s dvojitým T-článkem.

kmitočet [Hz] (vypočtený)	kmitočet [Hz] (naměřený)	$U_{\text{řs}}$ [V]	THD [%]	poznámka
49 798	46 800	7,68	0,66	$R = 470 \Omega$
15 603	15 490	10,7	0,43	$R = 1,5 \text{ k}\Omega$
344	341	13,2	0,94	$R = 68 \text{ k}\Omega$
344	341	4,56	0,55	za $R_2 = 680 \text{ k}\Omega$
344	341	7,36	0,55	za R_2 termistor



Obrázek 2.6: Zapojení pro měření oscilátoru s jedním ladicím rezistorem. (1. způsob)

potenciometrem R_{p2} se nastavuje optimální amplituda s nejnižším zkreslením. Hodnoty u kondenzátorů byly zvoleny $C = 6,8 \text{ nF}$ a u rezistorů $R = 1,5 \text{ k}\Omega$. Očekávané kmitočty jsou vypočteny v tabulce 2.4. Pro hodnoty na obrázku se zjednoduší vztah pro kmitočet 1.9 na:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{1 + \frac{2}{n}}, \quad (2.7)$$

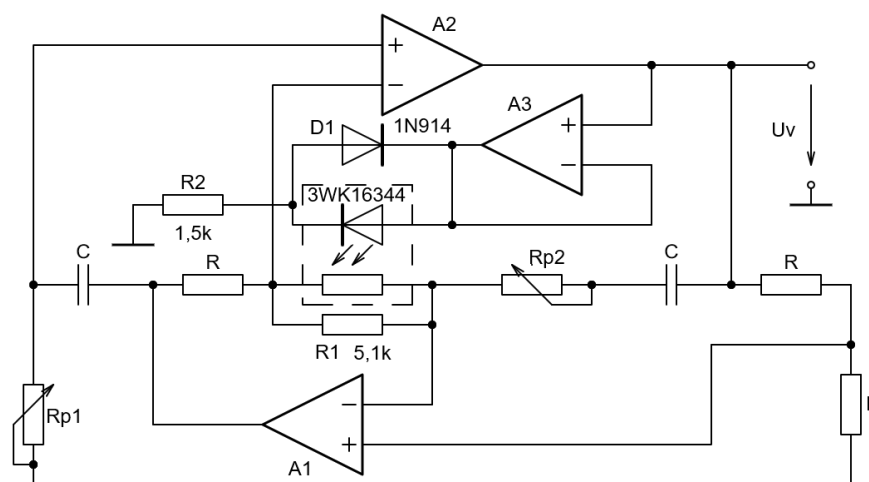
kde $n = R_{p1}/R$. Změnou poměru hodnot kondenzátorů a rezistorů lze docílit různých závislostí kmitočtu na R_{p1} a také jiného rozsahu.

U měření byl pevně nastavený potenciometr R_{p2} s odporem $1,5 \text{ k}\Omega$. Měněn byl pouze kmitočet. S přibývajícím hodnotou R_{p1} se kmitočet snižoval stále pomaleji a zlepšovala se kmitočtová stabilita. Byla dosažena horní hranice přibližně 80 kHz . Pásmo kmitočtů lze změnit volbou hodnot C a R . Se snižováním R_{p1} rostla amplituda. Přibližně konstantní je do 40 kHz . Naměřené kmitočty se od vypočtených mírně liší, což může být způsobeno tolerancí

Tabulka 2.4: Výsledky měření prvního zapojení s jedním ladicím rezistorem.

kmitočet [Hz] (vypočtený)	kmitočet [Hz] (naměřený)	U_{ss} [V]	THD [%]	R_{p1} [k Ω]
15 627	15 310	2,40	0,83	1 000
17 791	17 620	2,44	1,08	10
26 566	26 430	2,44	0,73	1,58
48 273	46 250	2,60	0,45	0,35
66 106	61 940	3,32	0,53	0,177
92 431	79 560	4,56	0,79	0,088

součástek a zapojením na nepájivém poli. U nízkého odporu R_{p1} mohl mít malý vliv i odpor drátů.

**Obrázek 2.7:** Zapojení pro měření oscilátoru s jedním ladicím rezistorem. (2. způsob GIC)

Druhý obvod byl měřen podle schématu na obrázku 2.7. Pro stabilizaci amplitudy byl v tomto případě použit opton. V tabulce 2.5 jsou naměřená data pro dvě různé hodnoty odporu R_1 a R_{p2} . Jinak se odpor potenciometru R_{p2} nemusel na celém rozsahu kmitočtů měnit. Pouze na začátku měření byl nastaven co největší odstup vyšších harmonických od základní u nejvyššího kmitočtu. Zbylé hodnoty součástek byly zvoleny $R = 2,2 \text{ k}\Omega$ a $C = 6,8 \text{ nF}$.

Pro kmitočty přibližně pod 4 kHz výrazně klesala amplituda. Horní mez je přibližně 55 kHz u prvního nastavení. Druhé dosahuje přibližně 70 kHz, ale musí se snížit amplituda hodnotou potenciometru R_{p2} . Amplituda se s rostoucím kmitočtem opět mírně zvyšuje.

Ve vypočteném a naměřeném kmitočtu jsou opět rozdíly. Většinou nepatrné, ale výraznější pro malé hodnoty odporu R_{p1} . Reálná hodnota tohoto odporu mohla být odlišná. Byl brán v úvahu pouze odpor samotného potenciometru a citlivost na přeladění se u vyšších kmitočtů značně zvyšovala. Výpočet byl proveden ze vztahu 1.12.

Výsledky obou měřených zapojení jsou podobné, nicméně u druhého zapo-

Tabulka 2.5: Výsledky měření druhého zapojení s jedním ladicím rezistorem.

$R_{p2} = 4,8 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 5,1 \text{ k}\Omega$				
kmitočet [Hz] (vypočtený)	kmitočet [Hz] (naměřený)	$U_{\text{řs}}$ [V]	THD [%]	R_{p1} [Ω]
2 594	2 670	0,66	0,70	37 000
4 990	4 960	3,84	0,98	10 000
10 405	10 010	4,08	1,09	2 300
22 406	20 450	4,24	0,99	496
59 642	41 310	4,40	0,85	70
128 841	55 500	4,56	0,88	15
$R_{p2} = 1050 \text{ }\Omega$ a $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$				
kmitočet [Hz] (vypočtený)	kmitočet [Hz] (naměřený)	$U_{\text{řs}}$ [V]	THD [%]	R_{p1} [Ω]
4 990	4 800	9,6	0,85	10 000
11 448	10 810	11,0	0,75	1 900
24 644	22 620	12,4	0,69	410
55 790	46 620	13,2	0,72	80

jení bylo dosaženo vyššího rozsahu přeladění a dobré kmitočtové stability na celém rozsahu. Změna amplitudy zároveň s kmitočtem je v obou případech přibližně shodná.

2.2.3 Oscilátor s fázovacími články

Tento typ oscilátoru byl měřen v základním provedení z obrázku 1.1 pro tři pevné kmitočty. Dále také pro dvě shodná zapojení s odlišným typem stabilizace amplitudy. První měřené zapojení je s perličkovým NTC termistorem (obrázek 2.8) a v druhém byl termistor pouze nahrazen optočlenem (obrázek 2.9).

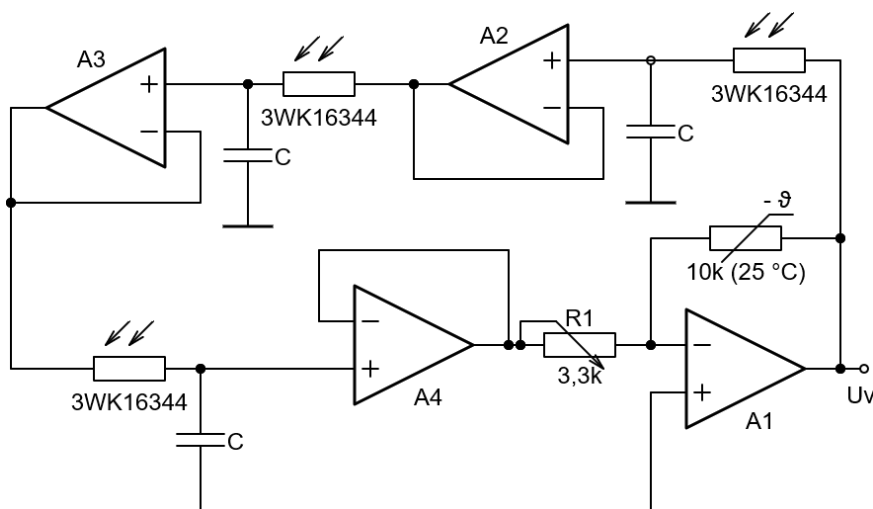
U základního zapojení (na obrázku 1.1) byl nahrazen rezistor R_2 termistorem (s odporem $10 \text{ k}\Omega$ při $25 \text{ }^\circ\text{C}$) v sériovém zapojení s rezistorem $220 \text{ k}\Omega$. Místo rezistoru R_1 byl zapojen potenciometr $10 \text{ k}\Omega$, který byl nastaven na hodnotu $7,1 \text{ k}\Omega$. Kapacita kondenzátorů C byla zvolena $6,8 \text{ nF}$. Odpor rezistorů R je uveden v tabulce 2.6. Musel být zapojen napěťový sledovač za kaskádu RC členů, jinak by je zatížil vstupní odpor invertujícího zapojení OZ.

Oscilace začínají pomalu nebo vůbec. Pro rychlejší start je nutné zvýšit zesílení. Byl by vhodnější jiný typ amplitudové stabilizace s vyšším počátečním zesílením. Jinak oscilátor funguje dobře i na nízkých kmitočtech.

Ve druhém zapojení je kmitočet měněn optrony. Na obrázku jsou zobrazeny pouze fotorezistory. Svítivé diody optronů jsou zapojeny sériově s potenciometrem pro změnu kmitočtu ke stejnosměrnému zdroji napětí. Pro ladění jsou použity optrony #3, #7 a #11, které mají poměrně podobné charakteristiky (viz tabulka A.1). Kondenzátory jsou zvoleny v obou případech s hodnotou $C = 6,8 \text{ nF}$.

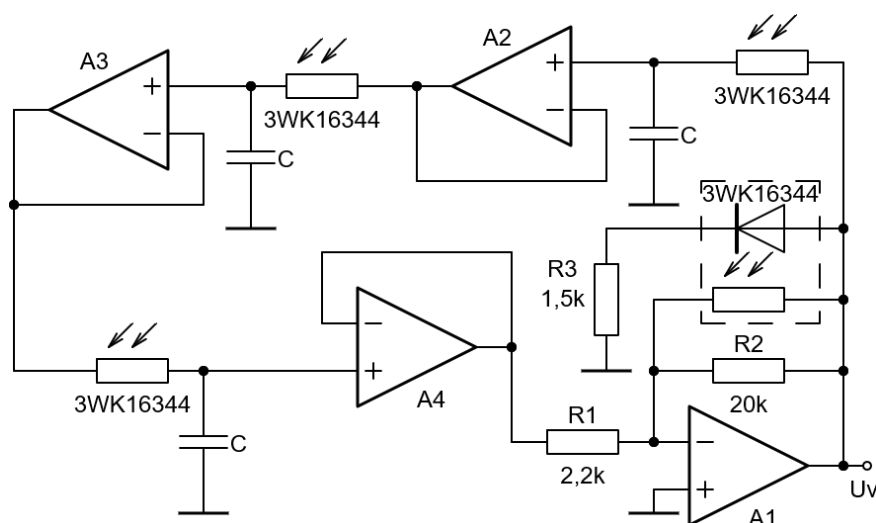
Tabulka 2.6: Výsledky měření oscilátoru s fázovými články (základní zapojení pro dva pevně zvolené kmitočty)

kmitočet [Hz] (vypočtený)	kmitočet [Hz] (naměřený)	U_{ss} [V]	THD [%]	R [k Ω]
10	9	8,4	0,98	1 000
6 370	6 000	5,2	0,45	1,5
20 330	19 830	12,4	0,69	0,47

**Obrázek 2.8:** Zapojení pro měření oscilátoru s fázovými články se stabilizací amplitudy pomocí NTC termistoru.

První část tabulky 2.7 obsahuje hodnoty získané pouze změnou vstupního proudu optronů. Celkové harmonické zkreslení je vyšší než obvykle. Pokud se sníží úpravou hodnoty R_1 (druhá část tabulky), tak se zmenší zkreslení za cenu náročnějšího přeladování. Odporů optronů se nemusí měnit stejně, což při přeladění může způsobit jiný požadavek na zesílení. Termistor má za úkol změny v zesílení zajišťovat, ale pokud jsou příliš velké, tak se musí zároveň upravovat velikost odporu R_1 . Na stabilitu amplitudy oscilací mají vliv okolní teploty. U oscilátoru s termistorem je tedy nutné snížit vliv okolní teploty použitím teplotní stabilizace pro zajištění lepší amplitudové stability [18, s. 469].

Ve třetím zapojení je pro stabilizaci amplitudy využít optron s fotorezistorem. Způsob ladění kmitočtu je stejný jako v druhém případě. Optron reaguje rychleji a má výrazně vyšší rozsah odporu než použitý termistor. V tabulce 2.8 jsou pro srovnání naměřené hodnoty. Kromě kmitočtu nebylo potřeba nic měnit. Dosažené zkreslení je nízké. Kmitočet je možné snižovat přibližně do 100 Hz, než začne být signál více zkreslený kvůli malé časové konstantě optronu. Napětí U_{ss} kvůli nesymetrii optronů klesá poměrně rychle (pro nižší kmitočty se musí také zvýšit změnou odporu R_1). Výstupní napětí musí být dostatečně velké pro udržení otevřené LED, aby stabilizace amplitudy fungovala.



Obrázek 2.9: Zapojení pro měření oscilátoru s fázovacími články a optronem pro stabilizaci amplitudy.

2.2.4 Oscilátor s Wienovým článkem

V této podkapitole jsou naměřená data ze tří různých zapojení oscilátorů s Wienovým článkem. Liší se jen použitou amplitudovou stabilizací. Dva tyto oscilátory byly zrealizovány i na DPS.

První způsob stabilizace amplitudy byl pomocí stejnosměrného filtrovaného napětí a optronu. Měření byla provedena na nepájivém poli a na DPS. Schéma zapojení společně s návrhem DPS a osazovacím plánem je v příloze B.1. Ve schématu jsou operační zesilovače IC_{1C} a IC_{1D} zapojeny jako převodníky z napětí na proud. Zkratovací propojky JP_1 a JP_3 slouží k připojení ampérmetru, aby bylo možné zjistit pracovní bod optronu. Jako OZ IC_3 byly vyzkoušeny modely OPA2131 a LF356N. IC_2 byl ponechán odpojený. Společně s P_1 slouží k regulaci amplitudy a k dodání dostatečného proudu do zvolené zátěže. JP_2 byl přidán pro možnost vyzkoušet různé typy filtrací. Kmitočet je měněn napětím $IN+$ na vstupu IC_{1D} .

S vhodným filtrem by teoreticky bylo možné vytvářet signál s velmi nízkými kmitočty. Pro filtraci byl vyzkoušen napěťový zdvojovač a jiné RC filtry s různými časovými konstantami (pro nabíjení i vybíjení). Také byly měněny rezistory R_1 , R_2 , R_3 , R_6 . Ve většině případů byla amplituda nestabilní. Pouze pro nízké časové konstanty filtru byla amplituda na vyšších kmitočtech do jisté míry stabilní. Přičemž použití optronu na vyšších kmitočtech je možné i bez filtrace signálu kvůli jeho vlastním přechodovým jevům. To, že jsou v zapojení AGC dvě časové konstanty, může být příčina problémů se stabilitou amplitudy [19]. Na obrázku 2.10 jsou vidět dva typické naměřené průběhy signálů po přidání filtru. Vyrobenou DPS je možné použít bez filtru pro kmitočty přibližně od 100 Hz, ačkoli v zapojení je zbytečný napěťový sledovač s IC_{1B} , který měl sloužit k oddělení výstupu oscilátoru od usměrňovače s filtrem. Bez toho by bylo možné použít jen pouzdro se dvěma OZ.

Další možnost stabilizace amplitudy využívá optron uvnitř diodového

Tabulka 2.7: Výsledky měření oscilátoru s fázovacími články (zapojení s termistorem)

stabilní přeladování bez nutnosti změny R_1		
kmitočet [Hz]	$U_{\text{řs}}$ [V]	THD [%]
4 480	20,4	1,27
8 460	24,4	1,26
12 740	23,6	1,11
20 180	24,4	0,85
35 500	20,0	1,15
potřeba upravit hodnotu R_1		
kmitočet [Hz]	$U_{\text{řs}}$ [V]	THD [%]
4,4	14,4	0,88
785	14,8	0,66
58 380	15,2	0,68

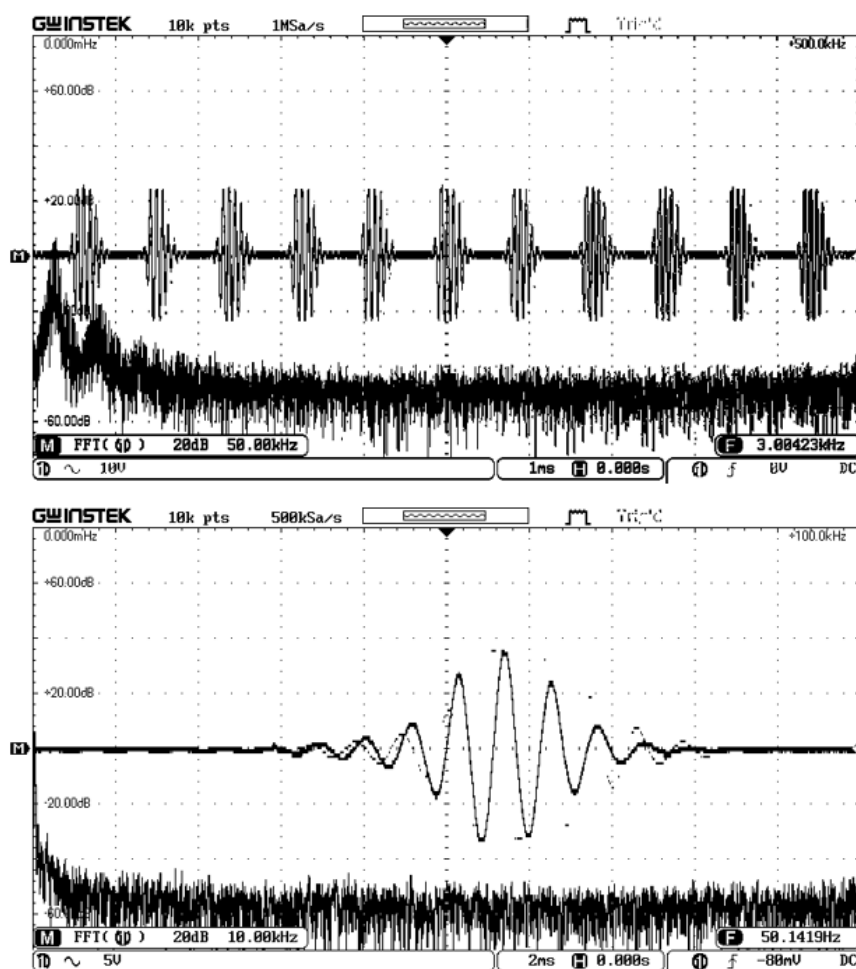
Tabulka 2.8: Výsledky měření oscilátoru s fázovacími články (zapojení s optro-
nem)

kmitočet [Hz]	$U_{\text{řs}}$ [V]	THD [%]
6900	3,36	0,50
13310	3,84	0,61
26340	4,12	0,46
43240	4,44	0,50

můstku podle [19]. Tím se na svítivé diodě optronu docílí dvojnásobného kmitočtu a sníží se změny odporu fotorezistoru.

Měřené zapojení je na obrázku 2.11. Pro ladění kmitočtu byly opět využity optrony (#7 a #11, viz příloha A.1). Hodnoty kondenzátorů C jsou spolu s naměřenými hodnotami uvedeny v tabulce 2.9. Při snížení kmitočtu pod 5 Hz už přestává fungovat stabilizace. Projevuje se to vysokým zkreslením, snížením amplitudy a malou stabilitou, která je spíše zajištěna nastavením potenciometru R_1 . Ale jinak pro celý rozsah kmitočtů nemusela být hodnota potenciometru měněna. Pro dosažení vyšších kmitočtů byly pouze vyměněny kondenzátory, ačkoli rozsah odporu optronů umožňuje pokrýt celé pásmo kmitočtů s jedním kondenzátorem (290 pF). Pro usměrnění byl použit diodový můstek B250C1500, který je primárně určen pro usměrnování síťového napětí s nízkým kmitočtem. Místo můstku lze využít také zapojení aktivního dvoucestného usměrňovače.

U posledního měřeného zapojení je pro řízení zesílení využit unipolární tranzistor typu JFET s n-kanálem (model 2N5484) podle obrázku 2.12. Tentokrát byly použity pro změnu kmitočtu pevně zvolené rezistory a kondenzátory. Proto jsou v tabulce 2.10 pro porovnání vypočtené hodnoty kmitočtu. Diody D_1 a D_2 snižují napětí pro řízení JFET. S pomocí potenciometru R_{p1} byly nastaveny přibližně 3 V maximální amplitudy výstupního napětí. Hodnotu R_{p1} bylo potřeba nastavit pouze jednou, a to když byl změněn odpor rezistoru R_1 pro nastavení jiné časové konstanty. Ale hodnoty R_{p1} a R_1 je možné ponechat



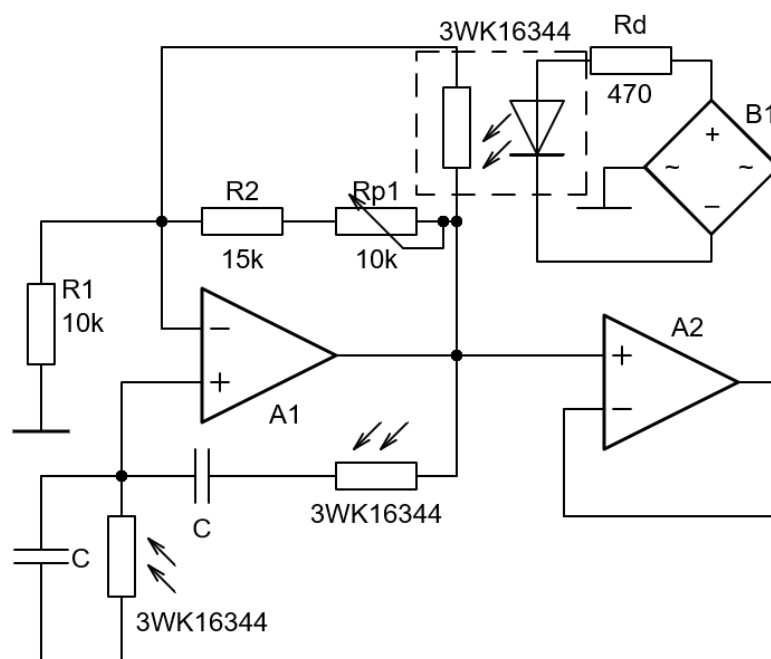
Obrázek 2.10: Dva příklady průběhu napětí s neustálenou amplitudou při stabilizaci s optronem.

pevně a časová konstanta by se upravovala pouze kapacitou kondenzátoru C_1 .

Na třetí naměřené hodnotě v tabulce je vidět (při změně C_1 na $330 \mu\text{F}$), že časová konstanta pro vybíjení kondenzátoru je příliš nízká, a kvůli tomu vzrostlo zkreslení. Naopak pokud hodnota C_1 bude příliš vysoká pro vyšší kmitočty, tak kolísá amplituda stejně jako v případě prvního zapojení s optronem. Oproti druhému zapojení s optronem je nevýhodou, že se musí přepínat kondenzátory, ale lze dosáhnout i nižších kmitočtů. Dosažený rozsah přeladění je vyšší než 6 dekád při poměrně nízkém zkreslení a konstantní amplitudě. Doba ustálení amplitudy je u nízkých kmitočtů v řádu desítek sekund.

2.3 Konstrukce a ověření výsledků

Tato kapitola je rozdělena do dvou částí. V první je pouze stručný popis zdroje pro OZ a druhá část je věnována ověření zkonstruovaného zapojení oscilátoru. Pro výrobu DPS byla použita CNC frézka 3018 PRO, ta je jednou



Obrázek 2.11: Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem a diodovým můstkem s optronem pro řízení zesílení.

z nejlevnějších a lze s ní realizovat pouze jednoduché plošné spoje. Schémata, osazovací plány a návrhy DPS byly vytvořeny pomocí programu EAGLE.

2.4 Zdroj napětí pro OZ

Bylo vybráno zapojení s nastavitelnými stabilizátory napětí LM317 a LM337. Stabilizátory jsou zapojeny podle katalogu s ochrannými diodami pro zamezení vybíjení kondenzátorů na výstupu přes stabilizátor. Výstupní napětí se pro kladné i záporné napětí může pohybovat od 1,2 V až do 37 V podle hodnoty vstupního napětí. [20, 21]

Ve schématu v příloze na obrázku D.1 je kladné výstupní napětí nastaveno rezistorem R_1 paralelně s odporovým trimrem P_1 a rezistorem R_3 podle vztahu:

$$U_v = 1,25 \left(1 + \frac{P_1 \parallel R_1}{R_3} \right) \quad [\text{V}]. \quad (2.8)$$

Z toho pro zvolené hodnoty vychází regulace napětí přibližně do 1,25 V do 24 V stejnosměrného napětí. Na kondenzátoru C_1 je pro zvolený transformátor (2x18 V) po úbytku na diodách napětí přibližně 24 V. U části pro záporné napětí platí stejný vztah, jen se napětí mění odporem trimru P_2 .

Většina operačních zesilovačů má doporučené napájecí napětí do ± 15 V a maximální ± 18 V. Pro mé měření bylo využito napětí jen ± 15 V a maximální odebíraný proud byl vždy menší než 100 mA. Zvolený transformátor má výstupní proud 125 mA, což je postačující.

Tabulka 2.9: Výsledky měření oscilátoru s Wienovým článkem a diodovým můstkem s optronem pro řízení zesílení.

kmitočet [Hz] (naměřený)	$U_{\text{řs}}$ [V]	THD [%]	kapacita C
1	3,0	9,89	6,8 nF
3,25	4,2	2,06	
8	4,7	1,04	
2 870	5,3	0,98	
7 780	5,3	0,75	
18 100	5,2	0,82	
38 570	5,4	0,87	
79 500	5,6	0,68	290 pF
125 200	5,5	0,78	
201 700	5,3	0,89	
357 200	5,1	0,93	

2.5 Výsledné zapojení oscilátoru

Jako finální zapojení byl vybrán oscilátor s Wienovým článkem. Z měřených obvodů by bylo možné využít ještě oscilátor s fázovacími články, nicméně pro regulaci kmitočtu jsou zde potřeba minimálně 3 optrony. Ostatní zapojení buď vůbec neumožňovala ladit kmitočet, nebo umožňovala, ale v nižším rozsahu.

Schéma zapojení je v příloze na obrázku B.1. Operační zesilovače jsou umístěny v jednom pouzdře. IC_{1B} slouží jako převodník z napětí na proud. Vstupním napětím $IN+$ se mění proud optronu a ve výsledku i kmitočet. Tranzistor Q_2 zvyšuje výstupní proud zesilovače, u kterého jinak teče do zátěže 50 mA při zkratu. Tranzistor Q_3 společně s rezistorem R_7 tvoří proudovou ochranu pro optrony. Otevírá se přibližně při proudu 50 mA a odvádí část proudu z výstupu OZ na jeho invertující vstup. Diody D_3 a D_4 chrání OZ před změnou polarity napájecího napětí.

Kmitočet se má měnit napětím 0–5 V. Pro ladění kmitočtu ve velkém rozsahu je potřeba přibližně stejně velký rozsah napětí. Proto byl přidán pro snazší regulaci kmitočtu potenciometr P_2 . Na použitém laboratorním zdroji bylo možné nastavit napětí od 0,01 V do 5 V, což při nulové hodnotě potenciometru stačilo ke změně kmitočtu pouze z 200 Hz na 74 kHz. Pro ovládání kmitočtu jen pomocí napětí lze například využít zapojení na obrázku 2.13. Zde je zapojen další optron, aby měnil odpor u převodníku napětí na proud. Pro nízké napětí se odpor zvýší, takže proud bude ještě výrazně nižší. Při zvyšování napětí se zároveň snižuje odpor a proud roste rychleji.

Pro stabilizaci amplitudy byl využit unipolární tranzistor 2N5484. Vhodný pracovní bod tranzistoru se dá donastavit trimrem P_3 . Konstrukčně je umístěn uvnitř krabičky a zůstává nastaven na jedné hodnotě. Napěťový sledovač IC_{1C} impedančně odděluje výstup oscilátoru a obvod pro řízení amplitudy. Za ním jsou zapojeny dvě usměrňovací diody D_1 a D_2 . Přidáním druhé diody se zvýšila amplituda výstupního napětí. Paralelní spojení kondenzátorů slouží

Tabulka 2.10: Výsledky měření oscilátoru s Wienovým článkem a unipolárním tranzistorem pro řízení zesílení.

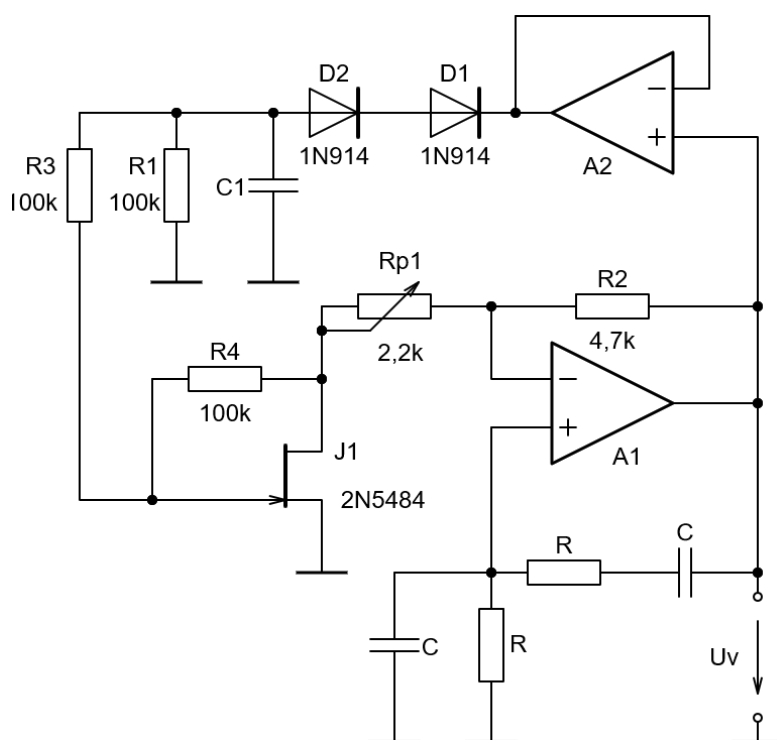
kmitočet [Hz] (vypočtený)	kmitočet [Hz] (naměřený)	$U_{\text{řs}}$ [V]	THD [%]	změny v zapojení
0,23	0,22	6,28	1,32	$C_1 = 2,2 \text{ mF}$, $R_{p1} = 1,5 \text{ k}\Omega$
0,53	0,52	6,48	0,99	-
1,59	1,56	6,56	1,36	$C_1 = 330 \mu\text{F}$
7,95	7,50	6,40	0,81	-
11,7	11,8	6,08	0,58	-
23,4	23,3	6,08	0,79	$C_1 = 220 \text{ uF}$
1 170	1 160	6,08	0,84	$C_1 = 22 \text{ uF}$
23 410	22 430	6,28	0,55	-
49 800	46 090	6,40	0,60	$C_1 = 1 \text{ uF}$
106 390	89 900	6,08	0,57	$C_1 = 100 \text{ nF}$ $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$
106 390	89 870	6,28	0,26	$R_{p1} = 1,7 \text{ k}\Omega$
530 520	304 380	5,04	0,55	$C_1 = 6,8 \text{ nF}$
795 770	379 080	3,16	0,66	-

k nastavení časové konstanty. Přepínání mezi nimi je možné pomocí zkratovací propojky. Amplitudu výstupního napětí lze snižovat potenciometrem P_1 .

V tabulce 2.11 jsou naměřené hodnoty celkového harmonického zkreslení THD a efektivní hodnoty napětí U_{ef} při různých nastavených kmitočtech. Nejnižší bylo možné nastavit kmitočet kolem 0,2 Hz, ale z tabulky je vidět, že pro tak nízké kmitočty už je výrazně nižší efektivní napětí. Konstantní bylo přibližně od 3 Hz. Pokles napětí je způsoben převážně nesymetrií optronů, protože na nízkých hodnotách kmitočtu tečou LED nízké proudy a odpor fotorezistoru je velmi vysoký (v řádech desítek $M\Omega$). I přesto, že charakteristiky nalezené dvojice optronů jsou velmi shodné, pro tak nízké proudy už se začínají hodnoty odporů rozcházet. Proto při měření na nepájivém poli bez optronů bylo dosaženo výrazně lepších výsledků stability amplitudy i na nízkých kmitočtech. Nejvyšší nastavitelný kmitočet je přibližně 80 kHz. Ten je omezen maximálním proudem LED u optronů.

Hodnoty celkového harmonického zkreslení jsou v porovnání s měřením jiných typů oscilátorů nižší téměř na celém rozsahu. K tomu je nutné dodat, že hodnoty zkreslení jsou spíše orientační, protože použitý osciloskop není zkresloměr a odstup vyšších harmonických byl odečítán pravítkem, což mohlo způsobit další malou chybu. Hodnoty jsou k dispozici hlavně pro srovnání jednotlivých typů oscilátorů a stabilizací amplitudy. U tohoto zapojení je dosažení nízkého zkreslení snazší, než bylo u ostatních. Příklad FFT pro 6. měření je na obrázku 2.14. Na dalším obrázku 2.15 je ukázka přiblíženého průběhu napětí s kmitočtem 1 kHz.

Při měření bylo potřeba měnit časové konstanty zkratovací propojkou. Je obtížné přesně určit, kdy je lepší přejít na jiný rozsah. Rozsah se mění i s nastavením trimru P_3 . Pokud začne výrazně kolísat amplituda, tak se musí časová konstanta vybíjení snížit. V případě, že se začne zvyšovat zkreslení, je nutné dobu vybíjení kondenzátoru naopak zvýšit. Vzhledem k tomu, že na velmi nízkých kmitočtech už oscilátor nemá dostatečnou amplitudu, má



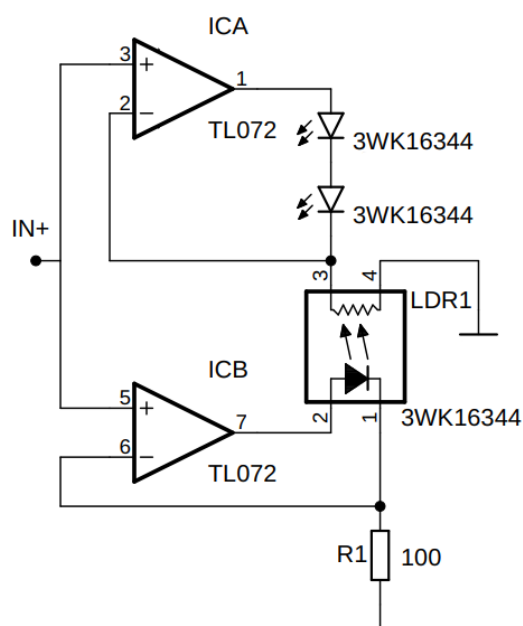
Obrázek 2.12: Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem a unipolárního tranzistoru pro řízení zesílení.

zvolený kondenzátor C_7 zbytečně vysokou kapacitu. Stejně tak lze jako stálý kondenzátor C_3 zvolit s vyšší hodnotou kapacity, takto je vhodná spíše až pro vyšší kmitočty. Ale pět kondenzátorů pokryje s rezervou celý rozsah použitelných kmitočtů, stačily by pouze 3.

Pracovní teplota byla ověřována fénem s třístupňovým nastavením teploty. Při druhém stupni se součástky ohřály na teplotu kolem $50\text{ }^\circ\text{C}$ a při 3. přibližně na $80\text{ }^\circ\text{C}$. Teplota byla získána odečtením z charakteristiky NTC termistoru, pro naměřenou hodnotu odporu po jeho zahřátí. DPS byla zahřívána minutu na druhý stupeň, přičemž se měnil kmitočet, ale amplituda zůstávala stabilní. Kmitočet by se při konstantní teplotě pravděpodobně ustálil, takže se při $50\text{ }^\circ\text{C}$ dá zapojení považovat za funkční. Při změně na 3. stupeň stačila chvíle a amplituda byla nestabilní. Stačí vyšší teplota rezistorů, aby se posouval kmitočet nebo kolísalo zesílení. U OZ TL074 je pracovní teplota udávaná katalogem $0\text{--}70\text{ }^\circ\text{C}$.

Ustálení kmitočtu a amplitudy trvalo někdy i několik minut. Kmitočet se od nastavení měnil a celkově se posunul třeba o 10 %, než se téměř zastavil. Amplituda při zvyšování kmitočtu rostla a po nějaké době se opět vrátila téměř na původní hodnotu kolem 1,5 V. Většinou bylo potřeba počkat 3–4 minuty na ustálení. U nejvyšších kmitočtů hodnota také klesala, ale už ne tak nízko a nebyla v toleranci $\pm 5\%$.

Ve vztahu 1.3 pro přenos Wienova článku je vidět, že reálný přenos článku se mění méně, pokud je rezistor s vyšším odporem na jeho výstupu ($R_2 > R_1$).



Obrázek 2.13: Automatická změna rozsahu ladění kmitočtu.

Použité optrony byly #8 a #9 (viz tabulka A.1). Optron #8 má pro nízké proudy vyšší odpor a ve vztahu nahrazoval hodnotu R_1 . Po prohození optronů byly dosaženy hodnoty efektivního napětí naměřené v tabulce 2.12. Stabilita napětí se vylepšila a efektivní hodnota je již v toleranci $\pm 5\%$. Na nižších kmitočtech však stále docházelo k výraznému snížení amplitudy.

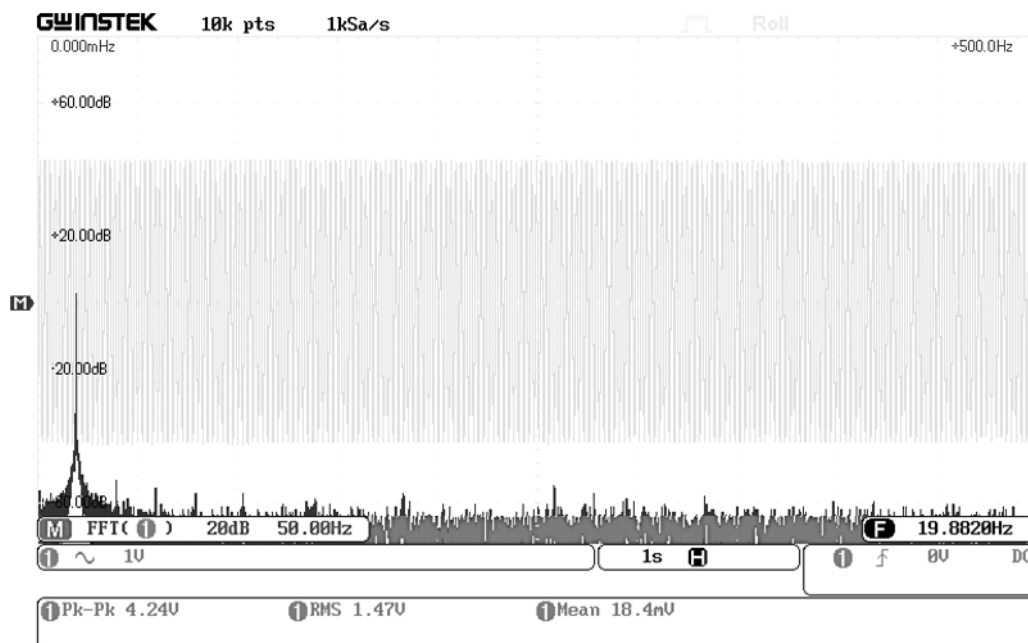
Bez znatelného vlivu na zkreslení je možné připojit na zátěž přibližně $150\ \Omega$, jen u nejvyšších kmitočtů se to projeví o trochu vyšším zkreslením.

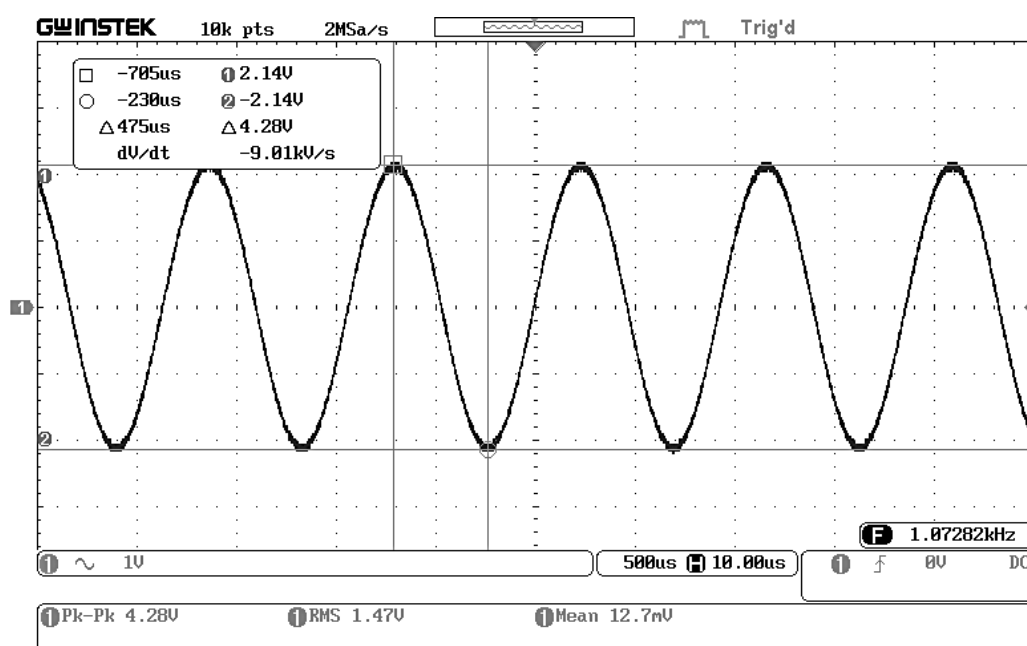
Tabulka 2.11: Naměřené výsledky finálního zapojení oscilátoru.

kmitočet [Hz]	U_{ef} [V]	THD [%]
0,5	0,51	1,18
1	0,97	0,50
1,8	1,17	0,76
6,5	1,50	0,39
11,7	1,44	0,43
19,9	1,47	0,35
42,6	1,54	0,39
85,1	1,58	0,53
136	1,55	0,38
321	1,55	0,44
666	1,44	0,43
1 850	1,53	0,40
3 610	1,57	0,42
9 390	1,61	0,37
20 100	1,69	0,38
35 800	1,72	0,36
48 100	1,76	0,60
76 200	1,84	0,39

Tabulka 2.12: Naměřené hodnoty efektivního napětí po prohození opronů.

kmitočet [Hz]	5	35	85	140	320	1 600	23 000	32 000	52 000
U_{ef} [V]	1,78	1,84	1,81	1,79	1,80	1,82	1,90	1,92	1,93

**Obrázek 2.14:** Příklad FFT výstupního napětí oscilátoru pro odečet THD .



Obrázek 2.15: Průběh výstupního napětí oscilátoru na osciloskopu (1 kHz).

Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout a zrealizovat oscilátor s nízkým nelineárním zkreslením a elektrickým řízením kmitočtu ve velkém rozsahu. V teoretické části bylo popsáno několik různých typů RC oscilátorů s metodami stabilizace amplitudy. Následně (v 2.2) byly jednotlivé oscilátory sestaveny a změřeny. Ukázalo se, že zadaný cíl mohl být splněn více způsoby.

Na základě naměřených hodnot bylo vybráno zapojení oscilátoru s Wienovým článkem. Zhotovený oscilátor využívá pro stabilizaci amplitudy unipolární tranzistor. Bez využití optronů bylo na testovaném zapojení možné dosáhnout přeladování přes šest dekád. I přesto, že byl nalezen pár velmi podobných optronů, se rozsah ladění kmitočtů snížil. Nicméně rozsah je stále velmi vysoký, přibližně od 3 Hz do 80 kHz. Nižší kmitočty byly dosažitelné, ale vlivem nesymetrie charakteristik optronů se snižovala amplituda napětí pod požadovanou úroveň. Hodnoty naměřeného zkreslení byly na celém rozsahu velmi nízké, většinou pod 0,5 %.

Výsledné zařízení tedy splňuje cíle stanovené zadáním práce pro rozsah kmitočtů, velikost zkreslení (s poměrně vysokou rezervou) a rozsah pracovní teploty. Hodnota efektivního napětí na výstupu oscilátoru je v toleranci ± 5 %. Elektrické řízení kmitočtu je realizované převodem napětí na proud přes pevně nastavenou hodnotu rezistoru. Pro dosažení nízkých kmitočtů bylo nutné nastavit velmi nízké napětí nebo zvýšit odpor potenciometrem. U zapojení je také nutné přepínat časovou konstantu vybíjení kondenzátoru v části obvodu pro automatické řízení zesílení.

Pro vylepšení je v kapitole 2.5 navrženo automatické řešení, které umožňuje jednodušší elektrickou regulaci kmitočtu. Přepínání kondenzátorů pro volbu časové konstanty není nutné u stabilizace amplitudy pomocí optronu zapojeného v diodovém můstku, která je popsána v 2.2.4. Zapojení bylo ověřeno i s optrony pro ladění kmitočtu. Tento způsob byl omezen nejnižšími kmitočty 5 Hz, zatímco zvolený způsob s unipolárním tranzistorem dosahoval kmitočtů v řádu desetin Hz. Nicméně na nízkých kmitočtech klesala amplituda. Aby se příliš neměnila, bylo by potřeba nalézt optrony s podobnějšími charakteristikami i pro nízké proudy nebo zvolit pouze podobnou část charakteristiky a přepínat rozsahy kmitočtů nespojitě změnou hodnot kondenzátorů.



Literatura

- [1] FOIT, J., HUSÁK, M. Elektricky laditelný oscilátor Wienova typu (Electrically tunable Wien type oscillator). Zapsaný užitný vzor č. 28121, Úřad průmyslového vlastnictví ČR. 29.4.2015.
- [2] Phase-shift oscillator. **In:** *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation. 12.6.2020 [cit. 3.7.2020]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift_oscillator
- [3] BHATTACHARYYA, B.B., et al. Systematic generation of canonic sinusoidal RC-active oscillators. *IEE Proceedings G - Electronic Circuits and Systems* [online]. June 1981, **128**(3), 114-126 [cit. 17.7.2020]. Dostupné z IEEE Xplore. DOI: 10.1049/ip-g-1.1981.0022.
- [4] MANCINI, R. Design of op amp sine wave oscillators. **In:** *Analog Applications Journal* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2000, 33-37 [cit. 18.7.2020]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/pdf/slyt164?keyMatch=DESIGN%20F%20P%20AMP%20SINE>
- [5] JUNG, W.G. *OP AMP APPLICATIONS*. Analog Devices, 2002. ISBN-0-916550-26-5
- [6] SENANI, R. New canonic sinusoidal oscillator with independent frequency control through a single grounded resistor. *Proceedings of the IEEE* [online]. 1979, **67**(4), 691-692 [cit. 3.7.2020]. Dostupné prostřednictvím IEEE Xplore. DOI: 10.1109/PROC.1979.11303.
- [7] VON WANGENHEIM, L. Modification of the classical GIC structure and its application to RC-oscillators. *Electronics Letters* [online]. February 1996, **32**(1), 6-8 [cit. 5.7.2020]. Dostupné prostřednictvím IEEE Xplore. DOI: 10.1049/el:19960041
- [8] SENANI, R. a KUMAR, B. A. Linearly tunable Wien bridge oscillator realised with operational transconductance amplifiers. *Electronics Letters* [online]. 5.1.1989, **25**(1), 19-21 [cit. 5.7.2020]. DOI: 10.1049/el:19890014
- [9] Texas Instruments Inc. [online katalogový list]. *LM13700*. © 1999–2015 [cit. 17.7.2020]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/gpn/lm13700>

- [10] Vishay Intertechnology, Inc. [online katalogový list]. *NTCLE100E3*. © 2019 [cit. 17.7.2020]. Dostupné z:
<https://www.vishay.com/docs/29049/ntcle100.pdf>
- [11] Siliconix, Inc. *FETs As Voltage-Controlled Resistors*. [online aplikační poznámky] 10.3.1997 [cit. 18.7.2020]. Dostupné z:
<https://www.vishay.com/doc?70598>
- [12] Analog Devices Inc. *Choosing the Correct digiPod for Your Application* [online]. © 2014 [cit. 20.7.2020]. Dostupné z:
https://www.analog.com/media/en/news-marketing-collateral/product-selection-guide/Choosing_the_Correct_Digipot.pdf
- [13] COATES, E. The Wien Bridge. In: *Learn About Electronics - Home Page* [online]. [cit. 20.7.2020]. Dostupné z:
<https://learnabout-electronics.org/Oscillators/osc33.php>
- [14] THD. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 28.12.2018 [cit. 21.7.2020]. Dostupné z:
<https://cs.wikipedia.org/wiki/THD>
- [15] Tesla Blatná a.s. [online katalogový list]. *3WK16344*. [cit. 27.7.2020]. Dostupné z:
http://www.tesla-blatna.cz/_soubory/optocoupler-optron.pdf
- [16] Excelitas Technologies Corp. [online katalogový list]. *VTL5C1,5C2*. [cit. 27.7.2020]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/80c214be211c02af0aa7b151bc4737ea/VTL5C1.pdf>
- [17] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-901984-3-0
- [18] STRAUSS, L. *Wave Generation and Shaping*. 1. vyd. New York: Osborne-McGraw-Hill, 1960.
- [19] ELLIOTT, R. Sinewave Oscillators - Characteristics, Topologies and Examples. In: *Elliott Sound Products* [online]. © 2010 [cit. 29.7.2020]. Dostupné z: <https://sound-au.com/articles/sinewave.htm>
- [20] Texas Instruments Inc. [online katalogový list]. *LMx37*. © 2020 [cit. 27.7.2020]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/gpn/lm337>
- [21] Texas Instruments Inc. [online katalogový list]. *LM317*. © 2020 [cit. 27.7.2020]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/gpn/lm317>
- [22] SENANI, R. New Types of Sinewave Oscillators. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* [online]. 1985, **IM-34**(3), 461-463 [cit. 4.8.2020]. Dostupné prostřednictvím IEEE Xplore. DOI: 10.1109/TIM.1985.4315370.
- [23] MAŤÁTKO, J. *Elektronika*. 5., dopl. a upr. vyd. Praha: Idea servis, 2008. ISBN 978-80-85970-64-7.



Příloha A

Naměřené závislosti odporu na proudu pro všechny optrony

Tabulka A.1: Naměřené hodnoty $R_{opt} = f(I)$ obou typů optronů.

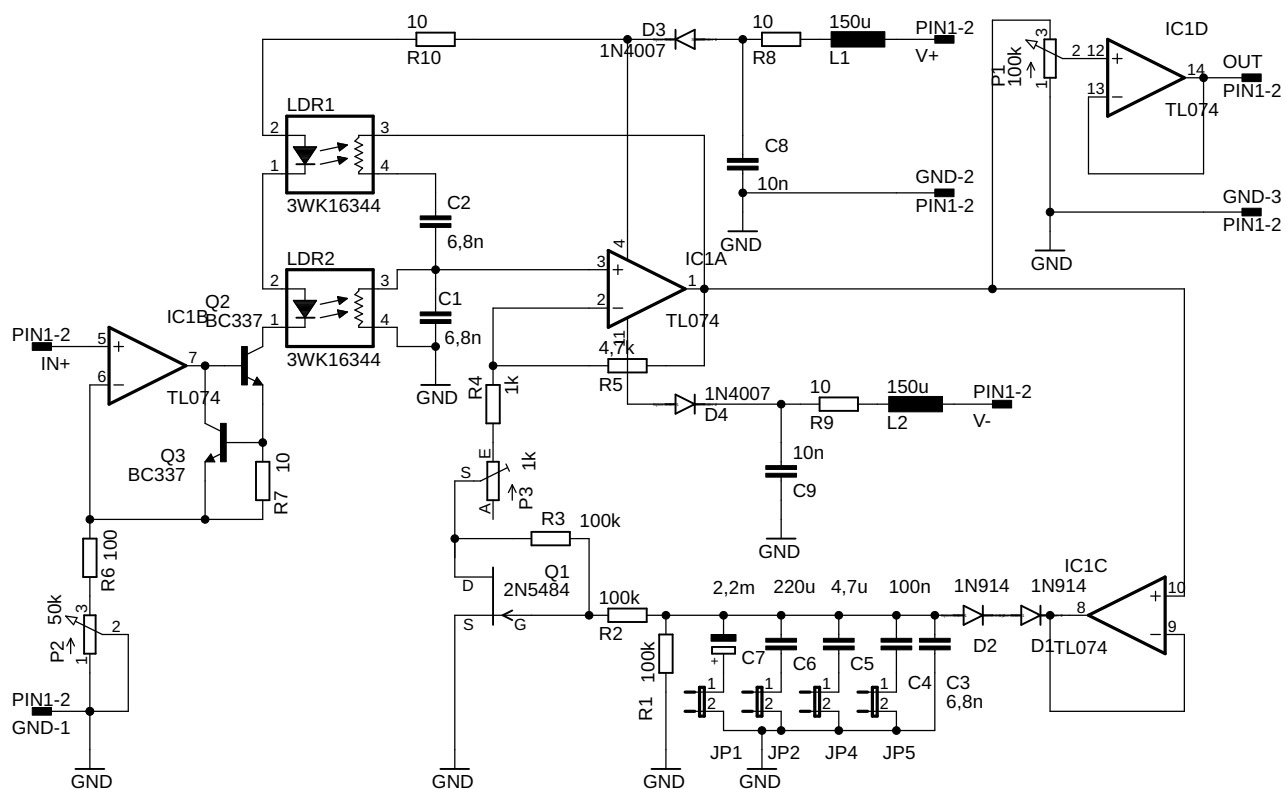
	odpor R_{opt} [kΩ]											
proud I [mA] →	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50
číslo optronu ↓	1. část optronů 3WK16344 (vypůjčených 15ks)											
1	>200k	43 300	1 020	63,9	18,94	5,18	2,61	1,289	0,674	0,469	0,310	0,230
2	47 300	5 810	460,0	61,8	20,60	6,53	3,54	1,719	0,951	0,623	0,398	0,295
3	4 200	720	90,0	17,7	7,92	3,29	2,07	1,128	0,675	0,495	0,322	0,255
4	18 300	1 940	220,0	34,7	13,97	5,20	3,18	1,567	0,876	0,636	0,430	0,323
5	15 000	1 660	220,0	41,5	17,36	7,08	4,36	2,300	1,258	0,914	0,610	0,453
6	10 000	1 060	105,3	18,4	8,26	3,34	1,83	1,169	0,632	0,460	0,339	0,240
7	5 200	760	114,6	26,9	12,56	5,26	2,97	1,738	0,944	0,673	0,478	0,326
8	2 300	340	57,6	14,3	7,33	3,09	1,76	1,109	0,599	0,441	0,314	0,219
9	2 000	310	56,6	14,5	7,28	3,10	1,77	1,087	0,611	0,453	0,321	0,228
10	9 100	940	145,6	30,6	14,09	5,27	2,79	1,635	0,831	0,591	0,408	0,273
11	5 400	1 040	114,6	23,8	12,97	4,54	2,47	1,621	0,799	0,564	0,422	0,262
12	4 300	680	70,7	15,4	8,66	3,08	1,77	1,184	0,628	0,461	0,354	0,236
13	2 000	350	41,6	10,1	5,80	2,18	1,28	0,867	0,473	0,352	0,271	0,181
14	1 400	260	38,4	10,2	5,81	2,33	1,40	0,934	0,527	0,397	0,302	0,209
15	2 700	540	79,4	18,8	9,83	3,84	2,07	1,301	0,673	0,507	0,382	0,257
	2. část optronů 3WK16344 (10 ks zakoupeno zvlášť)											
16	930	250	55,6	18,9	8,84	3,73	2,21	1,386	0,828	0,582	0,446	0,327
17	2 720	340	51,3	14,9	6,54	2,53	1,44	0,849	0,484	0,329	0,249	0,180
18	4 080	460	65,5	18,8	8,19	3,21	1,90	1,104	0,640	0,433	0,327	0,235
19	23 500	1 430	135,2	28,1	9,93	3,06	1,70	0,920	0,518	0,342	0,260	0,186
20	19 300	1 450	153,9	32,3	11,65	3,46	1,95	1,022	0,578	0,371	0,284	0,204
21	69 500	3 790	182,2	41,5	11,99	3,88	1,84	0,998	0,517	0,354	0,246	0,180
22	9 500	870	67,6	18,3	6,42	2,27	1,20	0,699	0,389	0,274	0,195	0,146
23	>200k	11 130	230,0	39,4	11,84	3,85	1,93	1,120	0,611	0,433	0,304	0,226
24	3 400	470	61,6	18,5	7,23	2,83	1,56	0,939	0,548	0,392	0,287	0,222
25	2 800	420	54,5	16,0	6,15	2,36	1,29	0,758	0,438	0,310	0,225	0,171
	1. část optronů VTL5C1 (10 ks)											
26	3 400	680,0	57,1	16,27	4,82	1,270	0,652	0,382	0,176	0,129	0,100	-
27	7 260	891,7	70,6	20,60	6,00	1,499	0,727	0,410	0,179	0,130	0,101	-
28	252	43,2	5,4	2,41	1,19	0,565	0,364	0,246	0,157	0,114	0,089	-
29	1 048	111,1	12,6	4,57	1,91	0,770	0,465	0,300	0,178	0,128	0,098	-
30	525	58,1	7,7	3,28	1,54	0,706	0,445	0,295	0,178	0,131	0,101	-
31	494	52,3	5,2	2,52	1,32	0,661	0,438	0,303	0,195	0,146	0,116	-
32	331	48,4	7,3	3,28	1,61	0,755	0,481	0,322	0,196	0,143	0,110	-
33	268	39,5	6,7	2,99	1,44	0,653	0,421	0,281	0,165	0,122	0,096	-
34	230	35,6	6,5	2,87	1,39	0,623	0,414	0,295	0,175	0,131	0,094	-
35	431	44,5	6,9	3,04	1,49	0,694	0,448	0,299	0,177	0,129	0,102	-
	2. část optronů VTL5C1 (10 ks zakoupeno zvlášť)											
36	36,6	14,20	5,02	2,40	1,51	0,82	0,56	0,383	0,251	0,181	0,142	-
37	17,7	8,53	3,57	1,81	1,16	0,60	0,41	0,274	0,169	0,115	0,090	-
38	22,3	9,94	3,82	1,95	1,26	0,69	0,48	0,337	0,213	0,153	0,123	-
39	12,8	6,46	2,89	1,56	1,04	0,60	0,41	0,287	0,203	0,139	0,111	-
40	15,4	7,15	3,00	1,54	1,06	0,61	0,40	0,303	0,192	0,144	0,116	-
41	38,4	14,46	4,89	2,24	1,41	0,77	0,52	0,358	0,234	0,169	0,129	-
42	22,1	9,44	3,62	1,88	1,23	0,67	0,45	0,309	0,202	0,145	0,112	-
43	15,6	6,76	2,47	1,32	0,87	0,47	0,32	0,223	0,144	0,110	0,088	-
44	46,2	16,55	5,28	2,36	1,42	0,73	0,48	0,327	0,211	0,149	0,116	-
45	18,9	7,76	3,16	1,52	0,99	0,57	0,40	0,289	0,200	0,144	0,111	-

Příloha B

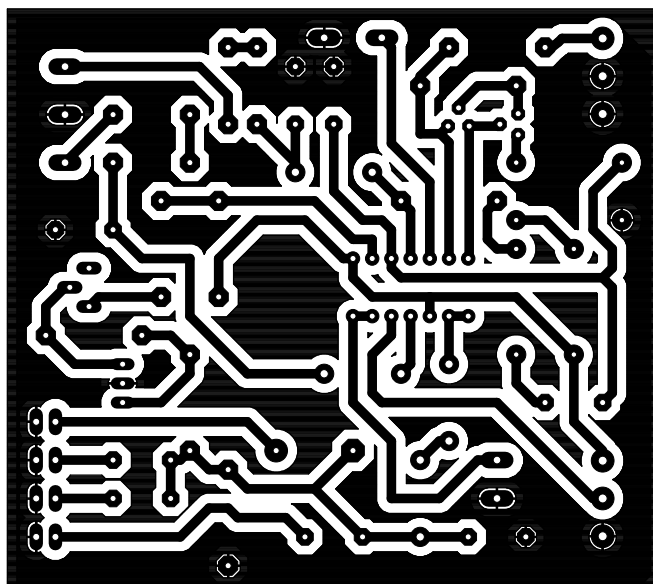
Výsledný elektricky laditelný RC oscilátor

Tabulka B.1: Seznam použitých součástek u výsledného zapojení oscilátoru.

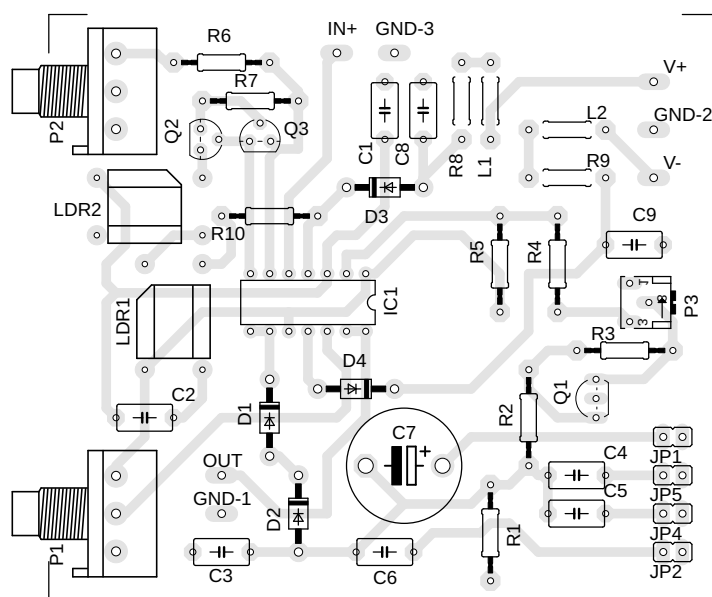
Označení	Součástka	Typ	Hodnota
R1, R2, R3	Metalizovaný rezistor	RM 100k	100k
R4	Metalizovaný rezistor	RM 1k	1k
R5	Metalizovaný rezistor	RM 4k7	4,7k
R6	Metalizovaný rezistor	RM 100R	100
R7, R8, R9, R10	Metalizovaný rezistor	RM 10R	10
C1, C2, C3	Keramický kondenzátor	CK 6,8n/50V	6,8n/50V
C4	Keramický kondenzátor	CK 100n/50V	100n/50V
C5	Elektrolytický kondenzátor radiální	CE 4,7u/50V	4,7u/50V
C6	Elektrolytický kondenzátor radiální	CE 220u/25V	220u/25V
C7	Elektrolytický kondenzátor radiální	CE 2200u/25V	2,2m/25V
C8, C9	Keramický kondenzátor	CK 10n/50V	10n/50V
P1	Uhlíkový potencimetr	PC1621NK100	100k
P2	Uhlíkový potencimetr	PC1621NK050	50k
P3	Uhlíkový trimr stojatý	CA9MHK001	1k
L1, L2	Tlumivka axiální	TL 150uH	150u
D1, D2	Spínací dioda	1N914	
D3, D4	Univerzální dioda	1N4007	
Q1	Unipolární tranzistor	2N5484	
Q2, Q3	Bipolární tranzistor NPN	BC337-25	
IC1	Operační zesilovač	TL074	4x JFET OZ
LDR1, LDR2	Optron s fotorezistorem	3WK16344	
JP1, JP2, JP3, JP4	Kolíková lišta	S2F20W 2,54 mm	2 řady/90°
	Zkratovací propojka	JUMP-RT RED	
	Krabička plastová	Z3AW PS	110x90x69 mm
2 ks	Přístrojový knoflík plastový	KA483-4	
7 ks	Zdířka panelová		4 mm
	Páčkový spínač	SMTS-202	2-pólový
	Jednostranný plošný spoj	EPCU120X80	



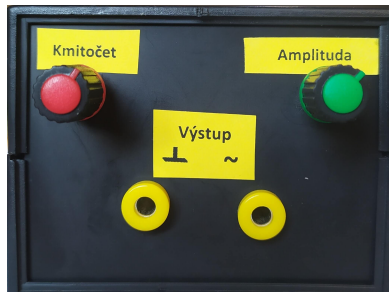
Obrázek B.1: Schéma zapojení výsledného RC oscilátoru.



Obrázek B.2: Návrh DPS výsledného oscilátoru.



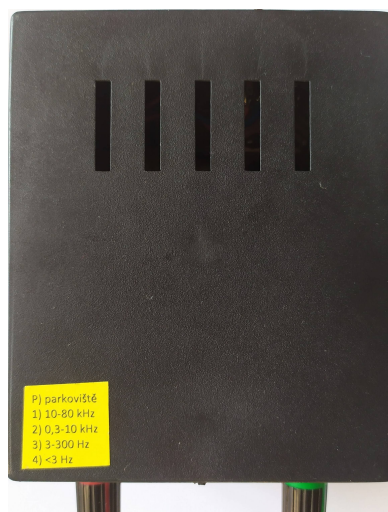
Obrázek B.3: Osazovací plán výsledného oscilátoru.



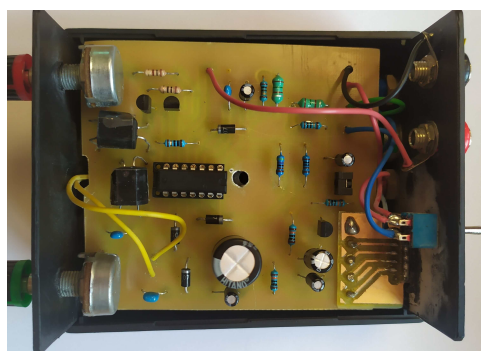
Obrázek B.4: Pohled na oscilátor zepředu.



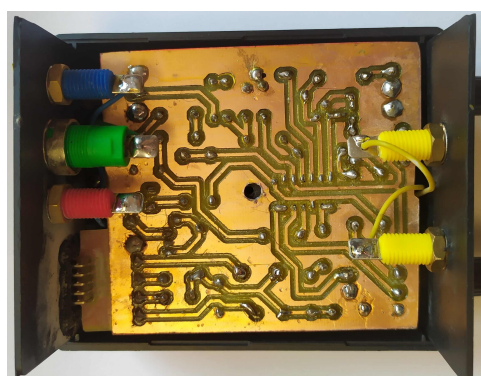
Obrázek B.5: Pohled na oscilátor zezadu.



Obrázek B.6: Pohled na oscilátor shora.



Obrázek B.7: Pohled na DPS oscilátoru ze strany součástek.



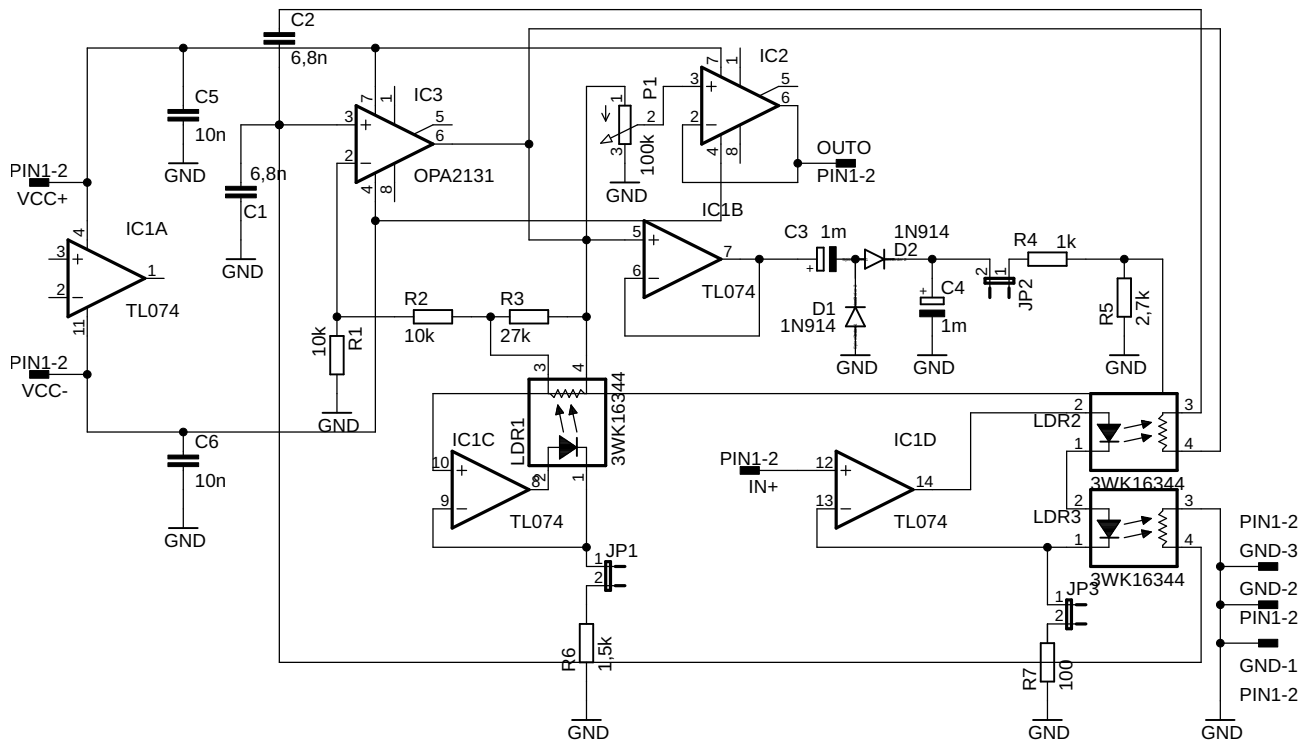
Obrázek B.8: Pohled na DPS oscilátoru ze strany plošných spojů.

Příloha C

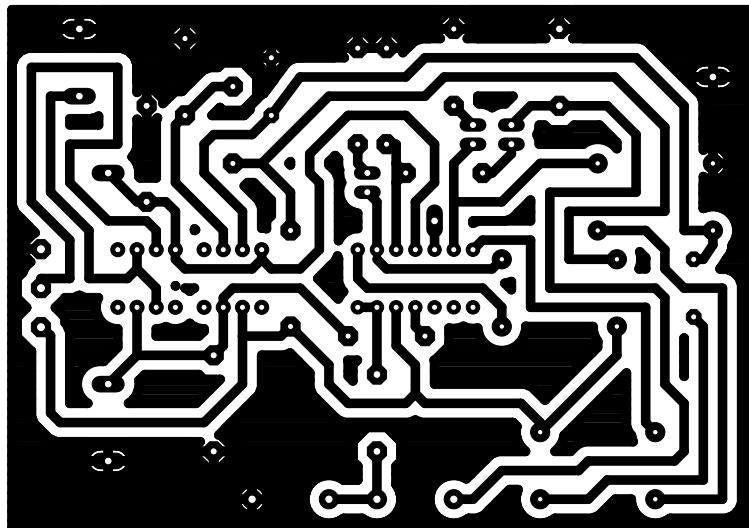
Oscilátor s Wienovým článkem využívající optron pro stabilizaci amplitudy

Tabulka C.1: Seznam použitých součástek u oscilátoru s Wienovým článkem (stabilizace s filtrem a optronem).

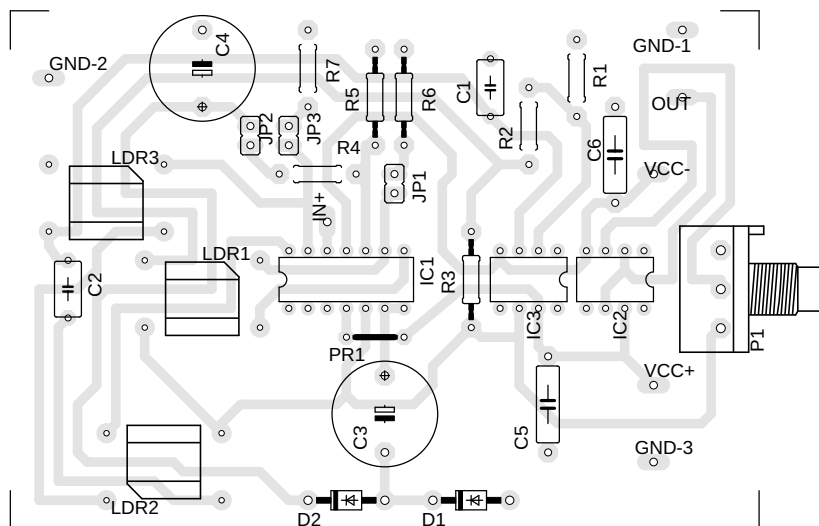
Označení	Součástka	Typ	Hodnota
R1, R2	Metalizovaný rezistor	RM 10k	10k
R3	Metalizovaný rezistor	RM 27k	27k
R4	Metalizovaný rezistor	RM 1k	1k
R5	Metalizovaný rezistor	RM 2k7	2,7k
R6	Metalizovaný rezistor	RM 1k5	1,5k
R7	Metalizovaný rezistor	RM 100	100
P1	Uhlíkový potenciometr	PC1621NK100	100k
C1, C2	Keramický kondenzátor	CK 6,8n/50V	6,8n/50V
C3, C4	Elektrolytický kondenzátor radiální	CE 2200u/25V	2,2m/25V
C5, C6	Keramický kondenzátor	CK 10n/50V	10n/50V
D1, D2	Spínací dioda	1N914	
LDR1, LDR2, LDR3	Optron s fotorezistorem	3WK16344	
IC1	Operační zesilovač	TL074	4x JFET OZ
IC2	nezapojen		
IC2	Operační zesilovač	OPA2131	
	Kolíková lišta	S2G20 2,54mm	2 řady
3 ks	Zkratovací propojka	JUMP-RT RED	
	Jednostranný plošný spoj	EPCU120X80	



Obrázek C.1: Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem (stabilizace s filtrem a optronem).



Obrázek C.2: Návrh DPS oscilátoru s Wienovým článkem (stabilizace s filtrem a optronem).



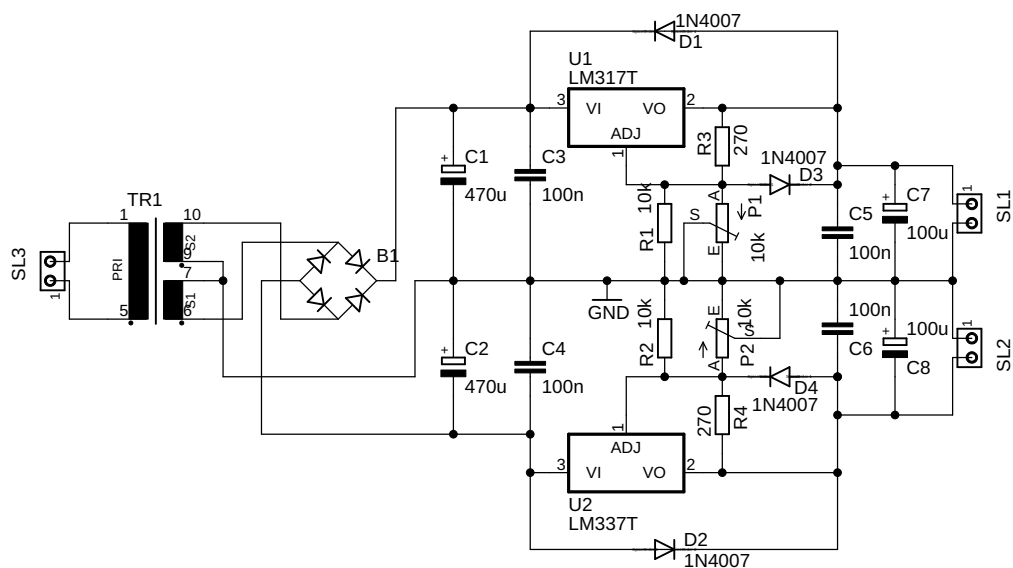
Obrázek C.3: Osazovací plán oscilátoru s Wienovým článkem (stabilizace s filtrem a optronem).

Příloha D

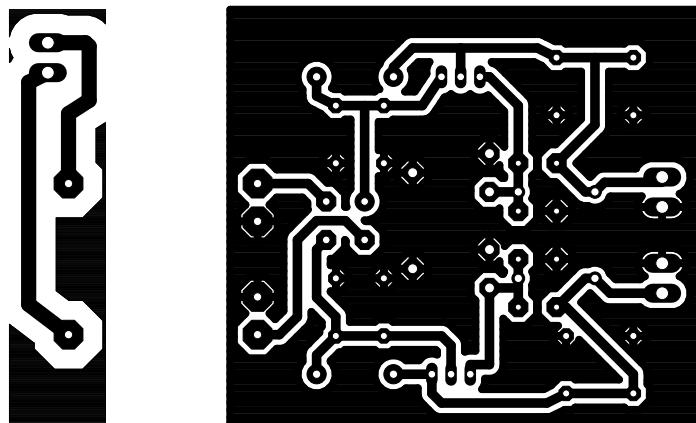
Regulovatelný zdroj napětí pro OZ

Tabulka D.1: Seznam použitých součástek u zdroje napětí pro OZ.

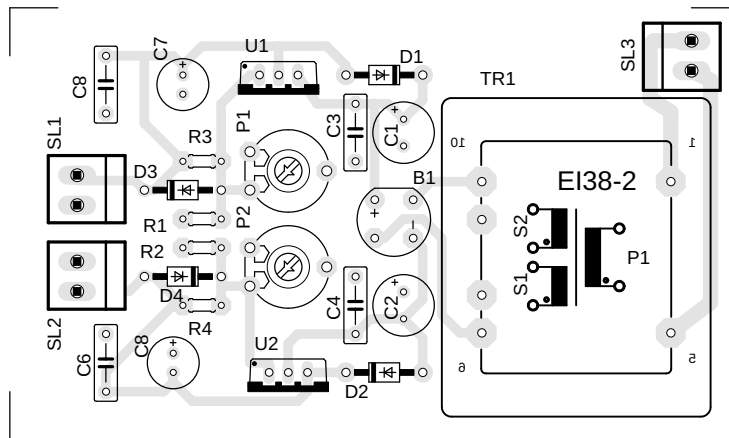
Označení	Součástka	Typ	Hodnota
R1, R2	Metalizovaný rezistor	RM 10k	10k
R3, R4	Metalizovaný rezistor	RM 270R	270
C3, C4, C5, C6	Keramikový kondenzátor	CK 100n/50V	100n/50V
C1, C2	Elektrolytický kondenzátor radiální	CE 470u/10V	470u/35V
C7, C8	Elektrolytický kondenzátor radiální	CE 100u/50V	100u/50V
P1, P2	Uhlíkový trimr	PT10HK010	10k
TR1	Transformátor do DPS	EI 38/13,6	2x18 V/125 mA
D1, D2, D3, D4	Univerzální dioda	1N4007	
B1	Diodový můstek	B250C1500	
U1	Nastavitelný stabilizátor napětí	LM337T	
U2	Nastavitelný stabilizátor napětí	LM317T-DG	
	Krabička plastová	T511B PS	124x73x47 mm
3 ks	Zdířka panelová		4 mm
	Jednostranný plošný spoj	EPCU120X80	



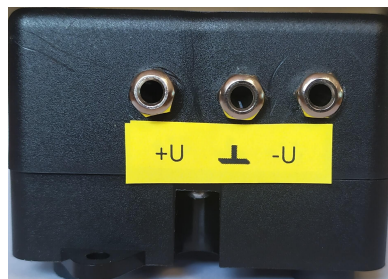
Obrázek D.1: Schéma zapojení napěťového zdroje pro operační zesilovače.



Obrázek D.2: Návrh DPS napěťového zdroje pro operační zesilovače.



Obrázek D.3: Osazovací plán napěťového zdroje pro operační zesilovače.



Obrázek D.4: Pohled na napájecí zdroj zepředu.



Obrázek D.5: Pohled na napájecí zdroj zezadu.



Obrázek D.6: Pohled na DPS napájecího zdroje ze strany součástek.