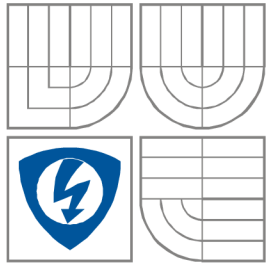


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

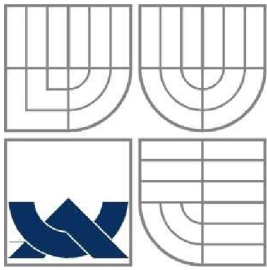
FUNKČNÍ GENERÁTOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

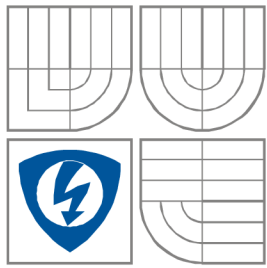
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

PETR KOPECKÝ

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

FUNKČNÍ GENERÁTOR

FUNCTIONAL GENERATOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

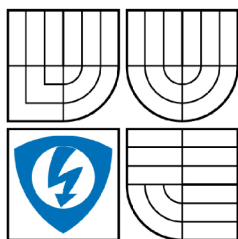
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

PETR KOPECKÝ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. JOSEF SLEZÁK

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Petr Kopecký

Ročník: 3

ID: 98085

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Funkční generátor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte různé možnosti realizace funkčního generátoru (analogové i číslicové) umožňující generovat sinusový, obdelníkový a trojúhelníkový průběh nastavitelné frekvence.

Funkční generátor navrhnete, odsimulujete pomocí programu PSpice a zrealizujete.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 1997.

[2] DOSTÁL, T. Teorie elektronických obvodů. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Josef Slezák

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

Funkční generátory jsou zařízení, která umožňují výrobu elektrických signálů různých parametrů. Generátory se dělí podle několika kritérií, jako druh produkovaného signálu nebo podle druhu vlastní realizace generátoru.

Tato bakalářská práce se zabývá možnostmi realizací generátorů harmonického, trojúhelníkového a obdélníkového signálu. Dále se detailně zaměřuje na samotný návrh generátoru dle předchozích zjištění a znalostí.

Na závěr je funkční generátor zrealizován. Jeho funkčnost je ověřena prostřednictvím měření.

Abstract

Functional generators are equipments that provide electrical signals of variable parameters. They are classified by various criterions – by the type of produced signal or according to the type of self realization of generator.

This bachelor thesis deals with the possibilities of realization generators with harmonic, triangular and rectangular signals. It focus on the project of generator in compliance with gained experience and knowledge.

The practical part of the thesis is focused on realization of the generator. The function of the generator is checked during the measurements.

Klíčová slova

funkční generátor, elektrický signál, periodický průběh, transkonduktanční zesilovač

Key words

functional generator, electrical signal, periodical behavior, transconductance amplifier

Bibliografická citace projektu

KOPECKÝ, P. *Funkční generátor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 45 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Josef Slezák.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Funkční generátor jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Josefu Slezákovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

Obsah

1. Úvod.....	3
2. Analogové řešení	4
2.1 Harmonický průběh	4
2.1.1 LC oscilátory.....	4
2.1.2 RC oscilátory	6
2.1.3 Oscilátory řízené krystalem	6
2.1.4 Tvarování neharmonického signálu	7
2.2 Neharmonické průběhy.....	7
2.2.1 Generování trojúhelníkového průběhu	7
2.2.2 Generování obdélníkového průběhu	8
3. Digitální řešení.....	9
4. Návrh funkčního generátoru	10
4.1 Požadavky na generátor.....	10
4.2 Možnosti řešení funkčního generátoru	10
5. Návrh generátoru první koncepce	11
5.1 Zapojení a popis jednotlivých bloků	12
5.1.1 Generátor sinu.....	12
5.1.2 Generátor trojúhelníku	17
5.1.3 Generátor pravoúhlého signálu	18
5.1.4 Výstupní zesilovač	18
5.2 Simulované průběhy generátoru první koncepce	19
6. Návrh generátoru druhé koncepce	21
6.1 Zapojení a popis jednotlivých bloků	22
6.1.1 Generátor trojúhelníkového signálu.....	22
6.1.2 Generátor pravoúhlého signálu.....	25
6.1.3 Generátor sinu	26
6.2 Simulované průběhy generátoru druhé koncepce.....	31
7. Výběr vhodné koncepce.....	33
8. Zdroj proudu	34
9. Realizace generátoru.....	36

10. Naměřené průběhy	37
11. Závěr.....	41
12. Použitá literatura	42
Přílohy	

1. Úvod

V této práci se zabývám problematikou možností realizace generátorů. Generátory jsou zařízení, která umožňují výrobu elektrických signálů různých parametrů. Jedná se o přeměnu energie z napájecího zdroje na energii produkovaných kmitů. Generátory elektrických signálů se dělí podle několika kritérií, nejčastěji podle druhu produkovaného signálu nebo podle druhu vlastní realizace generátoru. Základní dělení signálu je na průběhy neperiodické (jednorázové) a na průběhy periodické. Periodické průběhy dále dělíme na neharmonické a harmonické. Realizovat generátory elektrických signálů můžeme jednak plně analogově (LC, RC oscilátory; integrované logické obvody), plně digitálně nebo lze metody kombinovat.

Analogové řešení generátorů je možno pomocí diskrétních prvků. To platí jak u RC a LC oscilátorů, tak i u integrovaných logických obvodů jako astabilních, monostabilních a bistabilních klopných obvodů. Popřípadě lze využít tvarovače signálu.

Pro digitální řešení generátorů elektrických signálů se nejčastěji využívá obvodů kmitočtové syntézy, které využívají pro generaci požadovaného signálu součet, rozdíl, násobení nebo dělení různých signálů.

U funkčních generátorů jsou v dnešní době požadovány určité vlastnosti a funkce, které by měly splňovat. Jedná se o nastavování velikosti amplitudy, velikosti kmitočtu, možnost volby různých průběhů (nejčastěji průběh harmonický, obdélníkový a trojúhelníkový), možnost vložení modulace, komunikace s počítačem a další.

Cílem této práce je prostudovat různé možnosti realizace funkčního generátoru realizující sinusový, obdélníkový a trojúhelníkový signál nastavitelné frekvence, zhodnotit výhody a nevýhody prostudovaných metod, funkční generátor navrhnout, odsimulovat pomocí programu PSpice a zrealizovat.

2. Analogové řešení

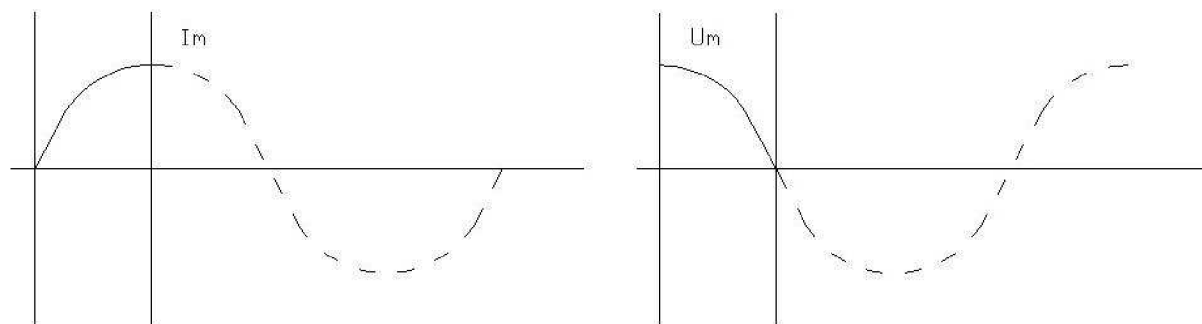
2.1 Harmonický průběh

Harmonický průběh lze generovat mnoha způsoby. Nejznámější způsoby generování jsou pomocí LC a RC oscilátorů, oscilátorů řízených krystalem nebo lze harmonický průběh vytvářet ze signálu trojúhelníkového.

2.1.1 LC oscilátory

Základem každého LC oscilátoru je rezonanční obvod. Vlastnosti rezonančního obvodu nám určují výsledné parametry celého oscilátoru, jako kmitočet, stabilita a podobně. Rezonance je stav obvodu, který nastává při rezonančním kmitočtu. Celý obvod se pak chová jako činný odpor.

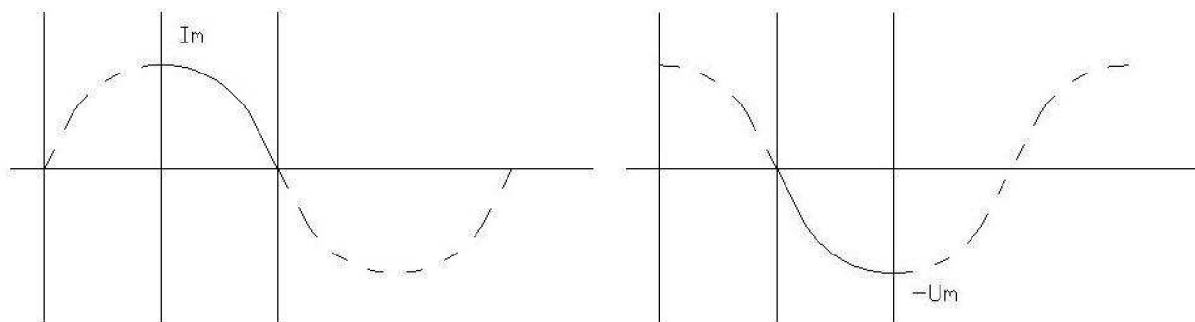
Výměna energie mezi cívku a kondenzátorem v rezonančním obvodu:



Obr. 2.1. Výměna energie mezi cívku a kondenzátorem

Kondenzátor nabitý na napětí U_m je v obvodu zdrojem a vyvolá proud i . Proud narůstá, zatímco napětí na kondenzátoru klesá. Kondenzátor předává energii cívce [1]:

$$W = \frac{1}{2}CU^2 \quad (2.1)$$

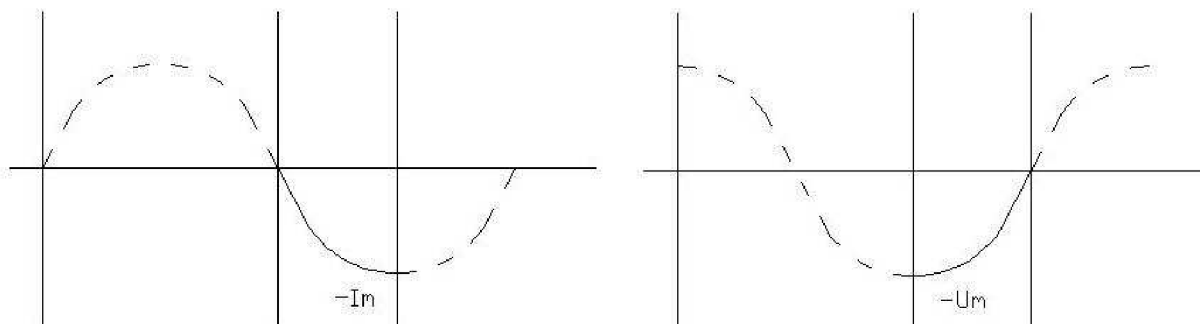


Obr. 2.2. Výměna energie mezi cívku a kondenzátorem

Napětí na kapacitě je rovno nule, veškerá energie je v cívce. Ta se stává zdrojem a vyvolává proud, který teče stejným směrem a nabíjí kondenzátor. Proud postupně klesá,

napětí na kondenzátoru roste. Cívka předává energii kondenzátoru [1]:

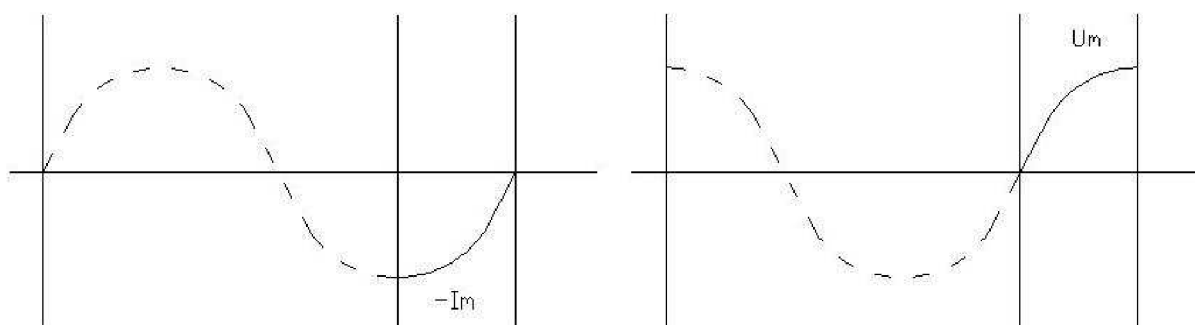
$$W = \frac{1}{2} LI^2 \quad (2.2)$$



Obr. 2.3. Výměna energie mezi cívkou a kondenzátorem

Proud i prochází nulou, veškerá energie je v kondenzátoru, který se stává zdrojem a vyvolává proud i (nyní opačného směru), který teče do cívky. Napětí na kapacitě klesá, proud do cívky roste, kapacita předává energii do cívky [1]: $W = \frac{1}{2} CU^2$

(2.3)



Obr. 2.4. Výměna energie mezi cívkou a kondenzátorem

Napětí na kapacitě kleslo na nulu, veškerá energie je v cívce. Ta se stává zdrojem a nabíjí kapacitu na opačnou polaritu. Proud klesá, napětí na kapacitě roste. Energie se zcela přelévá do kapacity – obvod se dostává do výchozího stavu [1]:

$$W = \frac{1}{2} LI^2. \quad (2.4)$$

Polarita proudu se tak změnila dvakrát, zatím co energie se vyměnila čtyřikrát.

Ideální obvod LC je beze ztrát. Ve skutečném rezonančním obvodu musíme počítat se ztrátovými odpory, na kterých vzniká nevratná přeměna elektrické energie na energii tepelnou. Z toho důvodu jsou v obvodu tlumené oscilace. U oscilátorů se ale snažíme udržet konstantní amplitudu kmitů. Proto je nutné do obvodu ve správný okamžik dodat právě tolik energie, kolik se jí změnilo na teplo.

LC generátory kmitají na kmitočtu určeném Thomsonovým vztahem [2]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.5)$$

Z uvedeného vztahu je patrné, že oscilátory mají špatnou frekvenční přeladitelnost. (Desetinásobná změna kapacity kondenzátoru nebo indukčnosti cívky vyvolá jen trojnásobnou změnu kmitočtu.) Z toho důvodu vzhledem k obtížné realizaci cívek větších indukčností a kondenzátorů velkých kapacit jsou tyto oscilátory používány především k získání VF signálu.

2.1.2 RC oscilátory

RC oscilátory jsou konstrukčně jednodušší než oscilátory LC, jelikož na jejich realizaci není třeba cívek. Na rozkmitání je využito kladné zpětné vazby, která převádí vhodný signál z výstupu zpět na vstup.

Pro rozkmitání musí obvod splnit oscilační podmínky, [2]:

$$\text{fázovou podmínku} \quad \varphi_B + \varphi_B = k \cdot 360 \quad , \quad (2.6)$$

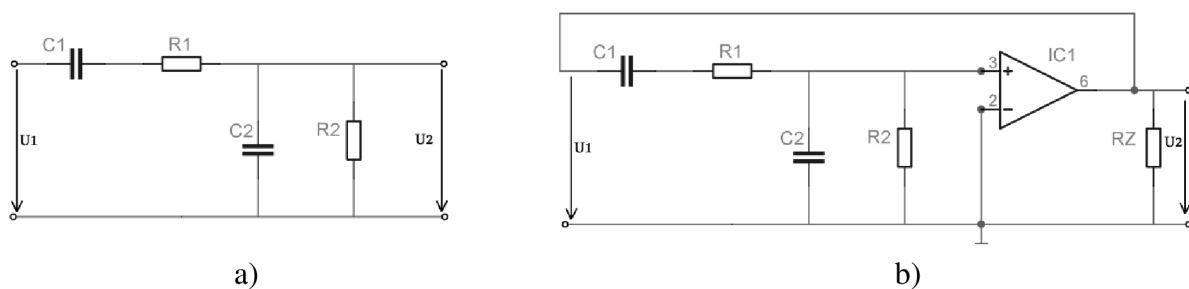
$$\text{amplitudovou podmínku} \quad \beta \cdot A_u = 1 \quad . \quad (2.7)$$

Abychom splnili fázovou podmínku, musíme otočit fázi zpětnovazebního napětí o 180°. Toho dosáhneme zařazením do zpětné vazby tří integračních nebo derivačních článků (každý jednotlivě posouvá fázi o 60°), dále pak T – článku nebo Wienova článku.

K realizaci zpětné vazby je nejčastěji využito Wienova článku. Ten určuje kmitočet oscilátoru dle vztahu [2]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \quad . \quad (2.8)$$

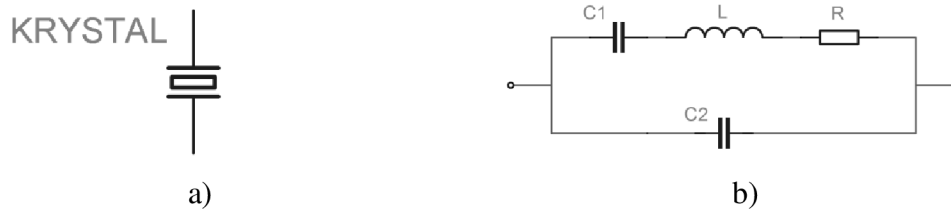
Ze vztahu je patrné, že je možno realizovat oscilátor i pro nízké kmitočty, protože rezistory jsou k dispozici i se značně velkými odpory. Z tohoto důvodu bude i přeladitelnost oscilátorů mnohem lepší než u LC oscilátoru.



Obr. 2.5. a) Wienův článek b) Oscilátor s Wienovým článkem

2.1.3 Oscilátory řízené krystalem

Oscilátory řízené krystalem uspokojují vysoké požadavky kladené na stálost kmitočtu oscilátoru. Tyto oscilátory využívají jako prvku určujícího kmitočet elektromechanického rezonátoru v podobě destičky vhodně vyříznuté z krystalu křemene. Krystal se chová jako rezonanční obvod. Kmitočet oscilátoru je také určen krystalem. Krystalový rezonátor má velmi vysokou jakost a to je příčinou vysoké kmitočtové stabilnosti oscilátoru. Je možné různé zapojení oscilátorů stabilizovaných krystalem. Krystal lze zařadit do obvodu zpětné vazby, nebo lze zařadit přímo do rezonančního obvodu, kde zastává funkci indukčnosti rezonančního obvodu.



Obr. 2.6. a) Značka krystalu b) Náhradní schéma krystalu

2.1.4 Tvarování neharmonického signálu

Harmonický signál můžeme získat i tvarováním neharmonických signálů. Princip spočívá v odfiltrování vyšších harmonických složek signálu a ponechání pouze první harmonické složky. Tento způsob však vyžaduje použití kvalitní dolnofrekvenční propusti, což zejména u přeladitelných oscilátorů je návrhově velmi náročné. Tato možnost je lépe využitelná u oscilátorů se stálým kmitočtem.

2.2 Neharmonické průběhy

Generátory neharmonických průběhů slouží k výrobě trojúhelníkových nebo obdélníkových průběhů napětí.

2.2.1 Generování trojúhelníkového průběhu

V elektrotechnické praxi je velmi často využíváno lineárně se měnícího napětí jinak nazývaného napětí trojúhelníkové. Toto napětí v určitém časovém úseku buď lineárně roste nebo klesá. První úsek, ve kterém napětí roste, nazýváme jako činnou část T_C . V této části se napětí $u(t)$ mění lineárně z počáteční hodnoty na hodnotu konečnou. V druhé části, nazývané T_Z (zpětný chod) se naopak napětí lineárně vrací na původní počáteční hodnotu.

$$T_C + T_Z = T_p = \frac{1}{F_p}. \quad (2.9)$$

Součtem těchto dvou dob získáme periodu (kmitočet) napětí $u(t)$. Dokonalý průběh trojúhelníkového napětí není možné realizovat. Ale je možno se k tomuto ideálnímu průběhu přiblížit.

Základním principem každého generátoru trojúhelníkového napětí je schopnost kondenzátoru integrovat proud. Tuto vlastnost kondenzátoru vyjádříme vztahem, [3]:

$$u(t) = U_0 \pm \frac{1}{C} \int_0^t i \cdot dt, \quad (2.10)$$

kde U_0 je počáteční napětí na kondenzátoru, znaménko před integrálem závisí na směru proudu i .

Dokonalého pilovitého průběhu dosáhneme pouze spojením ideálního zdroje proudu s kondenzátorem. Takového zapojení však není možné v praxi dosáhnout. Proto musíme počítat s tím, že ke zdroji proudu bude paralelně připojen rezistor.

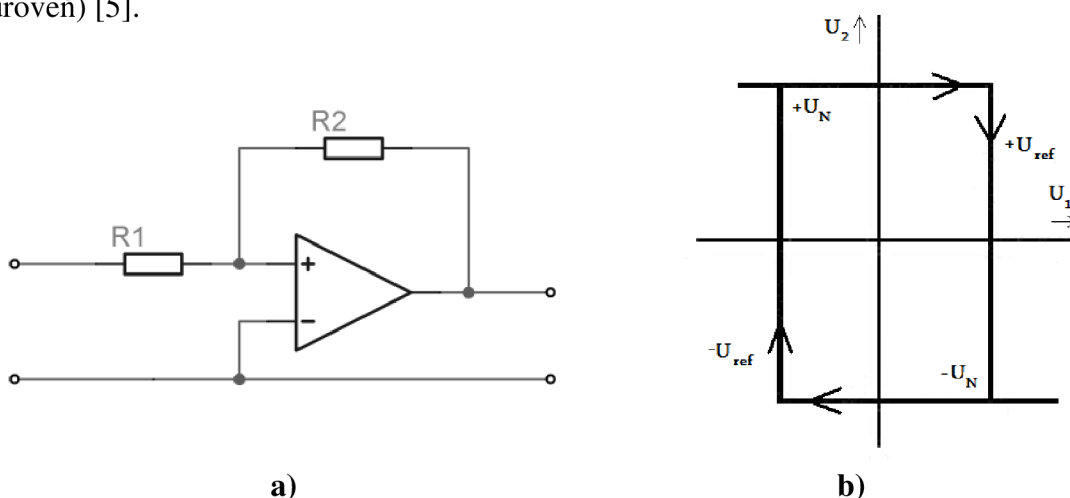
2.2.2 Generování obdélníkového průběhu

Obdélníkový průběh lze realizovat několika způsoby. Buď napětovými komparátory, pomocí Schmidta klopného obvodu, časovače 555, astabilním klopným obvodem atd. V nejběžnějších zapojeních používáme napětové komparátory pro jejich snadnou dostupnost a snadné zapojení [4].

Napětové komparátory slouží k porovnávání dvou hodnot napětí, většinou napětí referenčního a napětí vstupního, které chceme porovnat. Podle výsledku porovnání je na výstupu buď signál hodnoty sepnuto, nebo rozepnuto. Vstupní napětí může mít průběh spojitý. Výstupní napětí se mění skokově při dosažení referenční úrovně. Z tohoto důvodu může komparátor tvořit přechod mezi analogovou a digitální částí obvodu.

Komparátor může referenční hodnotu napětí vytvářet ve vlastním obvodu (komparátor s nesymetrickým vstupním obvodem) nebo může být referenční napětí přivedeno na vstup komparátoru (komparátory se symetrickým vstupním obvodem).

Základním prvkem komparátoru je operační zesilovač. Tento operační zesilovač musí mít tak velké zesílení, aby oblast jeho chování jako aktivního prvku byla zanedbatelná. Z toho důvodu bude i konstrukce komparačních zesilovačů mírně odlišná než u ostatních operačních zesilovačů. Při průchodu aktivní oblastí komparačního zesilovače může dojít k rozkmitání komparátoru. Proto je nutné učinit proti tomu určitá opatření. Nejobvyklejším opatřením proti rozkmitání je zavedení kladné zpětné vazby do obvodu komparátoru. Toto opatření zapříčiní, že na převodní charakteristice komparátoru vznikne hystereze. Podle toho dělíme komparátory na „s hysterezí“ (dvě rozhodovací úrovně) a „bez hystereze“ (jedna rozhodovací úroveň) [5].



Obr. 2.7. Komparátor a) neinvertující zap. b) Převodní charakteristika

Vzorec pro výpočet napětí hystereze:

$$U_{REF} = \pm U_N \frac{R_1}{R_2}. \quad (2.11)$$

3. Digitální řešení

Jak bylo naznačeno v úvodu, pro digitální řešení generátorů je možno využít obvodů kmitočtové syntézy. Přímo pro funkční generátory se nejčastěji využívá přímé kmitočtové syntézy (Direct Digital Synthesis – DDS). Výhodou realizace přímou kmitočtovou syntézou je velmi vysoké kmitočtové rozlišení a poměrně snadná implementace analogové, fázové a kmitočtové modulace [6].

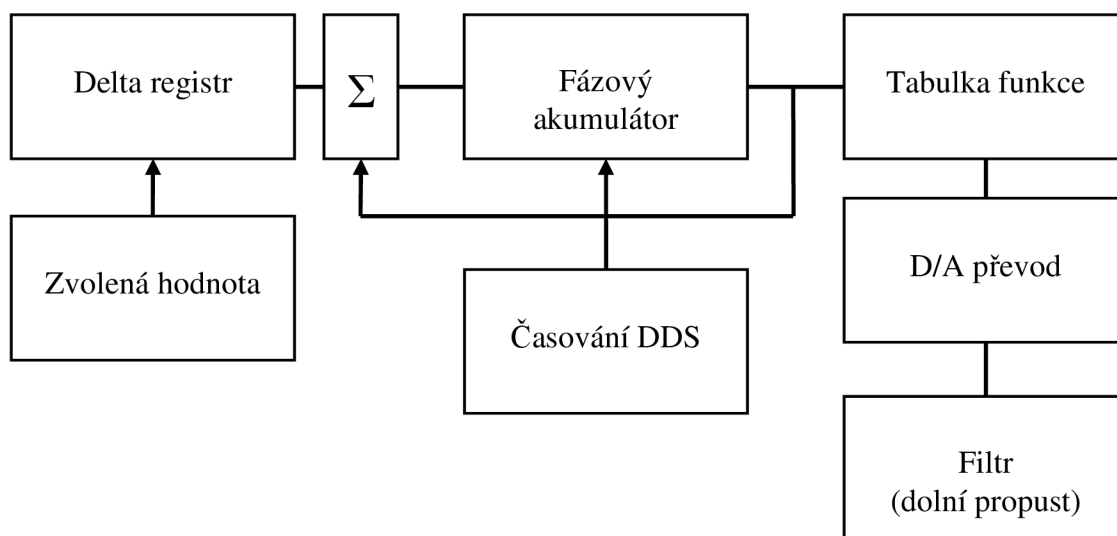
Princip přímé kmitočtové syntézy jednoduše popíšeme na blokovém schématu (viz. Obr.3.1). Funkce které chceme generovat máme v navzorkované podobě uloženy v tabulkách funkcí, ze kterých jsou tyto vzorky načítány. Pomocí D/A převodníku se signál převádí na analogový. Nelinearitu signálu, která se projeví na výstupu převodníku, vyhladí filtr (dolnofrekvenční propust). Tento filtr také potlačuje vyšší harmonické složky signálu.

Kmitočet získávaného signálu je závislý na velikostech změn v adresaci tabulky funkce. Adresace je prováděna přičítáním konstanty, která je uložena v delta registru k hodnotě konstanty uložené v registru fázového akumulátoru. Fázový akumulátor je prakticky ukazatel na hodnotu v tabulce funkcí. Čím vyšší číselná hodnota se vloží do delta registru, tím větší hodnota bude v tabulce funkcí přeskočena bude zvýšen kmitočet signálu. Z toho vyplývá, že změna kmitočtu signálu je závislá přímo na změně velikosti konstanty v delta registru. Časování přímé kmitočtové syntézy zobrazené v blokovém schématu je rychlost (frekvence) načítání hodnot vzorků z tabulky funkcí. Kmitočet generované funkce je dán vztahem [7]:

$$f_0 = \frac{\text{Delta_reg} \cdot f_c}{2^D} \text{ [Hz]}, \quad (3.1)$$

kde delta_reg je hodnota konstanty v registru delta, f_0 je kmitočet časování a D je počet bitů registru delta.

Vysoké kmitočtové rozlišení, uváděné jako jedna z výhod tohoto zapojení, závisí na počtu bitů v registru delta. Z tohoto hlediska by bylo možno dosáhnout velmi vysokých rozlišení. Existují však aspekty, které zabraňují dosáhnutí takových parametrů jako například frekvence načítání vzorků, velikost tabulky funkcí, rozlišení D/A převodníku apod. [7].



Obr. 3.1. Princip přímé kmitočtové syntézy

4. Návrh funkčního generátoru

4.1 Požadavky na generátor

Požadujeme navrhnout funkční generátor, generující sinusový, trojúhelníkový a pravouhlý signál. Kmitočet generátoru má být přeladitelný v rozsahu cca od 10 Hz do 100 kHz. Rovněž amplituda výstupního signálu má být plynule regulovatelná od 0 V do cca $2 V_{pp}$. U pravouhlého signálu není nutná regulace amplitudy, pro tento průběh je vhodnější výstupní úroveň, odpovídající standardu TTL. (log. „0“ odpovídá napětí 0 – 0,8 V a log. „1“ odpovídá napětí 2 – 5 V). Generátor tedy bude mít dva výstupy, jeden analogový pro sinusový a trojúhelníkový signál s regulací amplitudy a druhý digitální pro pravouhlý výstup, odpovídající standardu TTL.

4.2 Možnosti řešení funkčního generátoru

Jak již bylo zmíněno výše, generátor lze realizovat několika různými způsoby. Na základě požadavků zadání se jevílo jako nejvhodnější analogové řešení funkčního generátoru. Takto řešený generátor je konstrukčně i návrhově jednodušší a principiálně srozumitelnější.

Generátory, řešené na principu přímé digitální syntézy (DDS) jsou méně srozumitelné a obvykle vyžadují řízení pomocí mikrokontroléru, což není cílem této práce. Generátor by bylo možné také realizovat pomocí výstupu D/A převodníku procesoru, což také není cíl této práce.

Analogově lze funkční generátor řešit několika způsoby. V práci jsou popsány dvě koncepce řešení. První možnost vychází ze sinusového generátoru (RC, LC apod.). Ze sinusového signálu jsou poté vytvořeny pomocí specifických obvodů signály trojúhelníkového a obdélníkového tvaru. Druhá možnost vychází z generátoru trojúhelníkového průběhu. Z trojúhelníkového průběhu jsou odfiltrovány vyšší harmonické složky (viz. kap. 2.1.4), čímž vznikne sinusový signál. Obdélníkový signál se vytvoří pomocí komparátoru z trojúhelníkového signálu.

V práci je popsán návrh pro obě koncepce řešení, shrnuty jejich výhody a nevýhody. Realizace generátoru je provedena pro výhodnější variantu řešení.

5. Návrh generátoru první koncepce

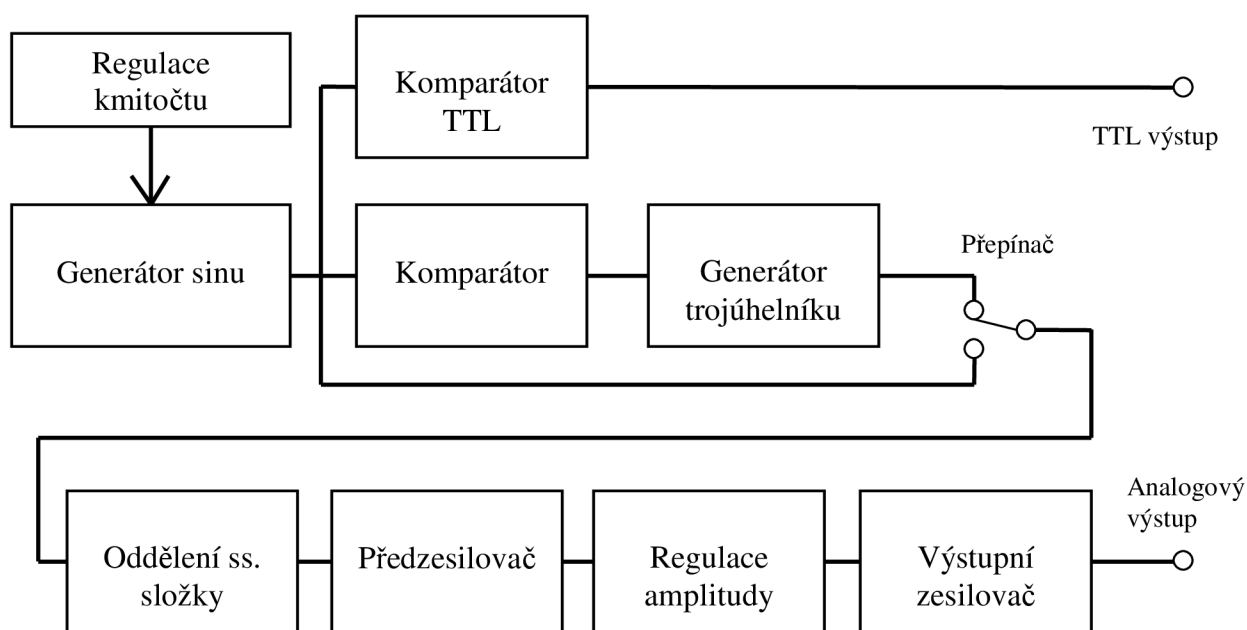
Na Obr. 5.1 je zobrazeno principiální blokové schéma funkčního generátoru.

Základ celého obvodu tvoří generátor sinusového průběhu, který je přeladitelný jednak hrubě (několik volených rozsahů kmitočtů) a jednak jemně (plynulé přeladění potenciometrem v rámci jednoho rozsahu). Obvodově je tento generátor tvořen RC oscilátorem se dvěma integrátory, viz. níže. Z generovaného sinusového průběhu jsou dále odvozeny oba další požadované průběhy.

Pravoúhlý signál lze vytvořit ze sinusového velmi jednoduše pomocí komparátoru. Při použití vhodného typu komparátoru je výstupní úroveň signálu přímo rovna požadovaným hodnotám standardu TTL.

Pro generování trojúhelníkového signálu je použito zapojení s transkonduktančním zesilovačem (OTA). Nejprve je nutné vytvořit ze sinusového signálu pravoúhlý signál, avšak ne o úrovni TTL, nýbrž symetrický kolem nulového napětí. Tento průběh vytvoříme jednoduše vhodným komparátorem. Za komparátorem je připojen vhodně zapojený transkonduktanční zesilovač, který vytváří pilový průběh napětí.

Oba analogové průběhy (sinusový a trojúhelníkový) jsou přivedeny na výstupní analogový zesilovač. Zde je nejprve oddělena případná stejnosměrná složka signálu, dále následuje předzesilovač a výstupní zesilovač s regulací amplitudy.



Obr. 5.1. Blokové schéma funkčního generátoru první koncepce

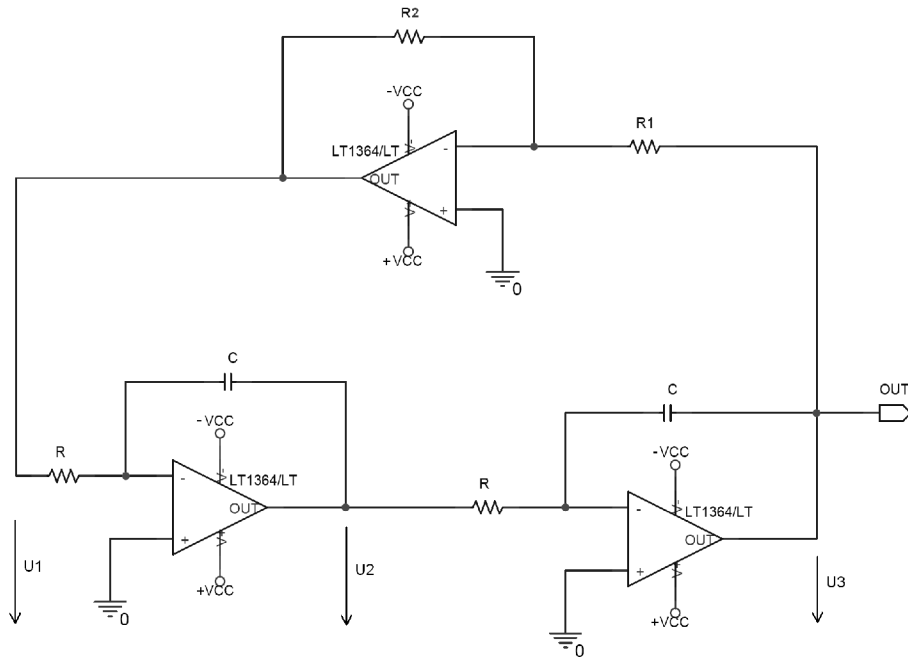
5.1 Zapojení a popis jednotlivých bloků

5.1.1 Generátor sinu

Generátor tvoří integrátorový oscilátor se dvěma integrátory (viz. Obr. 5.2.). Tento oscilátor je zvolen především pro jeho jednoduchost a snadné přeladění. Výchozí je matematický model, popisující tento oscilátor [8]:

$$\ddot{x} + \omega^2 x = 0. \quad (5.1)$$

Matematickou operaci derivace realizujeme invertujícím integrátorem. Kmitočet oscilací lze měnit zesílením zesilovače [8]:



Obr. 5.2. Generátor sinusového průběhu

Návrh parametrů součástek pro sinusový generátor

Vycházíme ze vztahu pro přenos jednoho integrátoru [8]:

$$K(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = -\frac{1}{sRC}. \quad (5.2)$$

Dále vyjádříme přenos celé kaskády oscilátorů, [8]:

$$U_1(s) = (-sRC)(-sRC) \cdot U_3(s). \quad (5.3)$$

$$\frac{U_1(s)}{U_3(s)} = s^2 C^2 R^2. \quad (5.4)$$

Zesílení ZV, tvořené invertujícím zesilovačem lze vyjádřit vztahem [8]:

$$\beta(s) = \frac{U_1(s)}{U_3(s)} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (5.5)$$

Z rovnosti dvou předchozích vztahů lze vyjádřit oscilační kmitočet [8]:

$$-\frac{R_2}{R_1} = s^2 C^2 R^2 \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}. \quad (5.6)$$

Z tohoto vztahu již lze vypočítat hodnoty odporů a kondenzátorů ve schématu. Hrubé přeladění oscilátoru (přepínání rozsahů kmitočtů) je realizováno skokovou změnou časové konstanty RC . Jemné, plynulé přeladění je pak zajištěno změnou zesílení invertujícího zesilovače pomocí změny odporů R_1 a R_2 . Odpor rezistoru R_1 je nutné zvolit dostatečně velký, aby měl invertující zesilovač vysoký vstupní odpor a nezatěžoval tak integrátor. Tento odpor je konstantní a pro přeladění oscilátoru plynule měníme odpor R_2 .

Výpočet jednotlivých rozsahů oscilátoru

Pro potřebný kmitočtový rozsah 10 Hz – 100 kHz se jeví jako nejvýhodnější zvolit 4 rozsahy měněné po dekádách (10 Hz – 100 Hz, 100 Hz – 1 kHz atd.).

1. Rozsah: $f = 10 - 100$ Hz

Vycházíme ze vztahu pro oscilační kmitočet (5.6):

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}. \quad (5.7)$$

Odpor R_1 zvolíme podle výše zmíněného předpokladu dostatečně velký:

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$$

Mějme podmínku, že maximální kmitočet na tomto rozsahu (100 Hz) nastane při rovnosti rezistorů R_1 a R_2 , platí tedy:

$$\begin{aligned} f_{\max} &= 100 \text{ Hz} \\ R_{2\max} &= R_1 = 100 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Nyní lze již vypočítat velikost časové konstanty pro tento rozsah. Vycházíme opět ze vzorce (5.6), který lze zjednodušit pro podmínku $R_1 = R_2$ na vzorec [8]:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow RC = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\max}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100} = 1,59 \text{ ms}. \quad (5.8)$$

Hodnotu kondenzátoru zvolíme a dopočítáme hodnotu odporu:

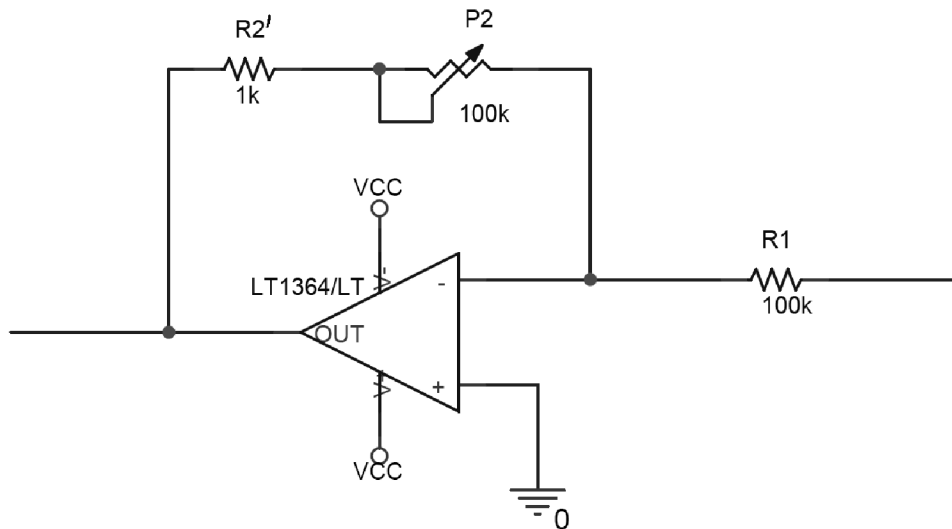
$$C = 100 \text{ nF} \Rightarrow R = \frac{\tau}{C} = \frac{1,59 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-9}} = 15,9 \text{ k}\Omega \approx 16 \text{ k}\Omega. \quad (5.9)$$

Nyní zbývá dopočítat hodnotu rezistoru R_2 pro minimální kmitočet na tomto rozsahu:

$$f_{\min} = 10 \text{ Hz}$$

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \sqrt{\frac{R_{2\min}}{R_1}} \Rightarrow R_{2\min} = \frac{f_{\min}^2 \cdot R_1}{\left(\frac{1}{2\pi \cdot RC}\right)^2} = \frac{10^2 \cdot 100 \cdot 10^3}{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 15,9 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}\right)^2} = 1,01 \text{ k}\Omega. \quad (5.10)$$

Odpor R_2 má být tedy přeladitelný od cca. 1 k Ω do 100 k Ω . To se realizuje snadno sériovou kombinací rezistoru R_2' a potenciometru P_2 , zapojeného jako reostat, viz. Obr.5.3.



Obr. 5.3. Zapojení regulačního prvku, pro regulaci amplitudy

Pro jednu krajní polohu potenciometru bude mít tato sériová kombinace odpor 1 k Ω a pro druhou polohu cca. 100 k Ω . To zajistí plynulou regulaci kmitočtu pro daný rozsah.

2. rozsah: $f = 100 \text{ Hz} - 1 \text{ kHz}$

Pro tento rozsah je výpočet podobný jako pro předchozí rozsah. Bylo by nevhodné měnit pro každý rozsah velikost potenciometru. Hodnoty R_1 , R_2 a P_2 zůstanou stejné a měníme jenom hodnotu časové konstanty, tedy velikost R a C .

Časovou konstantu spočítáme podle vzorce (5.8)

$$\tau = 159,15 \mu\text{s}$$

$$C = 100 \text{ nF}$$

$$R = 1,6 \text{ k}\Omega$$

3. rozsah: $f = 1 \text{ kHz} - 10 \text{ kHz}$

Postupujeme stejně jako u předchozího rozsahu:

$$\tau = 15,92 \mu\text{s}$$

$$C = 10 \text{ nF}$$

$$R = 1,6 \text{ k}\Omega$$

4. rozsah: $f = 10 \text{ kHz} - 100 \text{ kHz}$

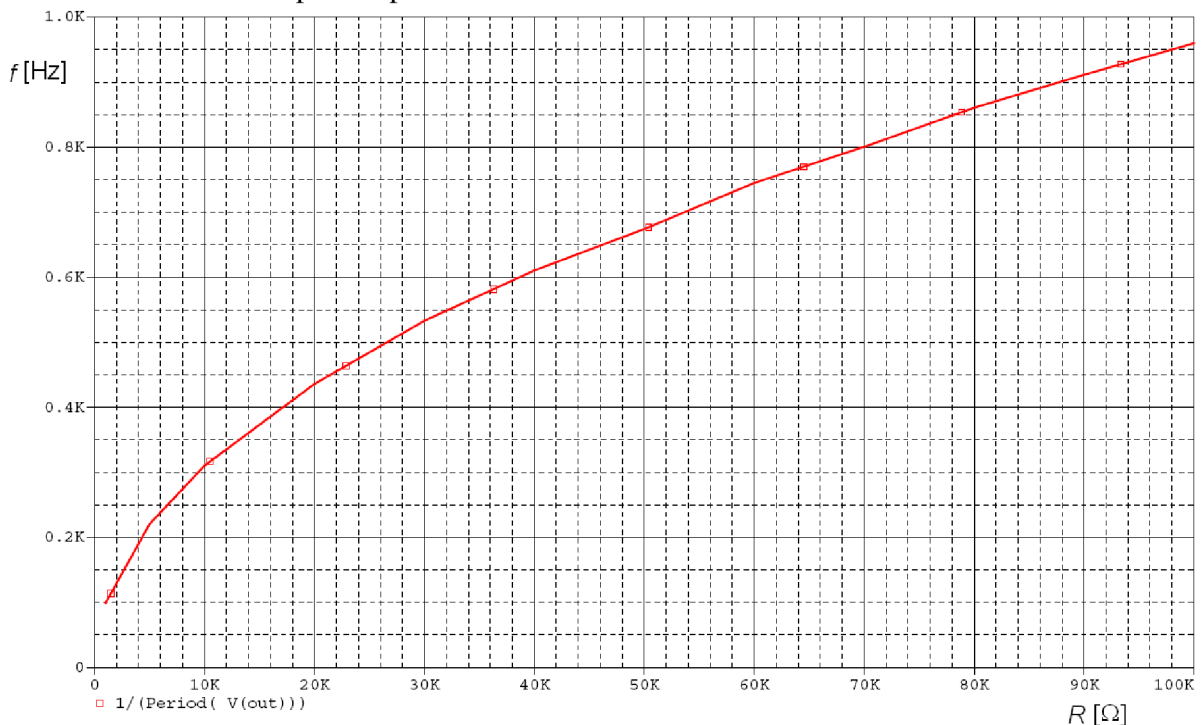
$$\tau = 1,59 \mu\text{s}$$

$$C = 10 \text{ nF}$$

$$R = 159 \Omega \doteq 160 \Omega$$

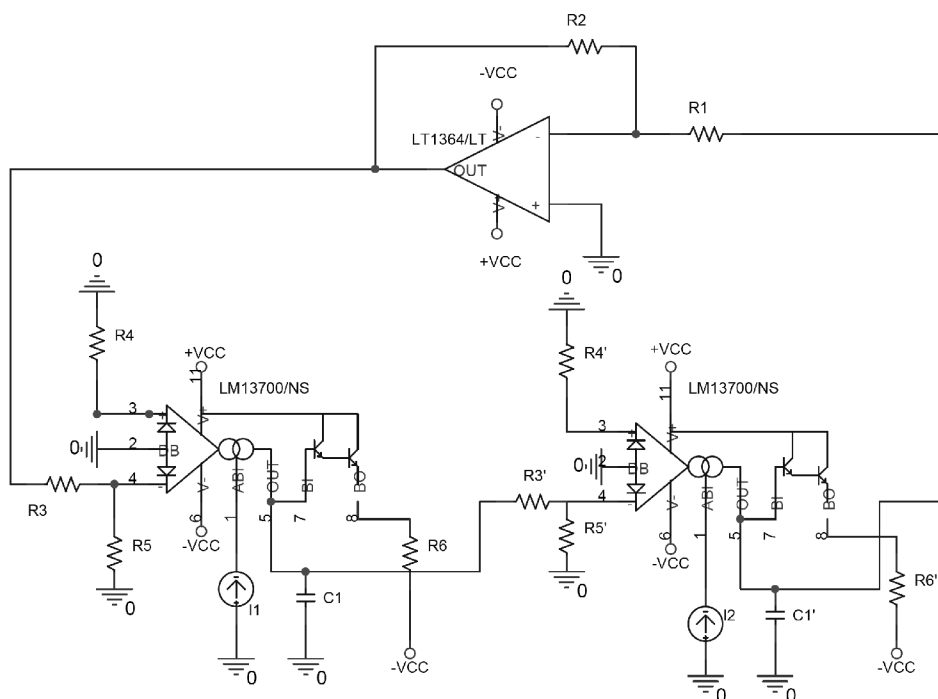
Při realizaci se budou hrubé rozsahy přepínat pomocí vícevývodového přepínače, který bude do obvodu zařazovat příslušné rezistory a kondenzátory. Jemná regulace bude zajištěna potenciometrem P_2 .

Na obr. 5.4 níže je zobrazen průběh závislosti výstupního kmitočtu oscilátoru na hodnotě odporu R_2 . Graf je odsimulován pro rozsah 2 (100 Hz – 1 kHz). Z grafu je patrné, že závislost není úplně lineární, což z našeho hlediska příliš nevádí. Kmitočet se tedy nezvyšuje přesně lineárně v závislosti na poloze potenciometru.



Obr. 5.4. Závislost výstupního kmitočtu na velikosti R_2

Generátor sinusového signálu lze realizovat také pomocí transkonduktančních zesilovačů tak, že oba integrátory nahradíme těmito zesilovači. Toto zapojení je výhodnější z důvodu lepší přeladitelnosti. Takovýto generátor lze přeladovat proudem, tekoucím do transkonduktančních zesilovačů. Tento proud lze přivést také do generátoru trojúhelníkového signálu, tím je zajištěno synchronní přeladování kmitočtu u všech výstupních signálů. Schéma takto řešeného sinusového oscilátoru je zobrazeno na Obr. 5.5.



Obr. 5.5. Generátor sinusového průběhu s transkonduktančními zesilovači

5.1.2 Generátor trojúhelníku

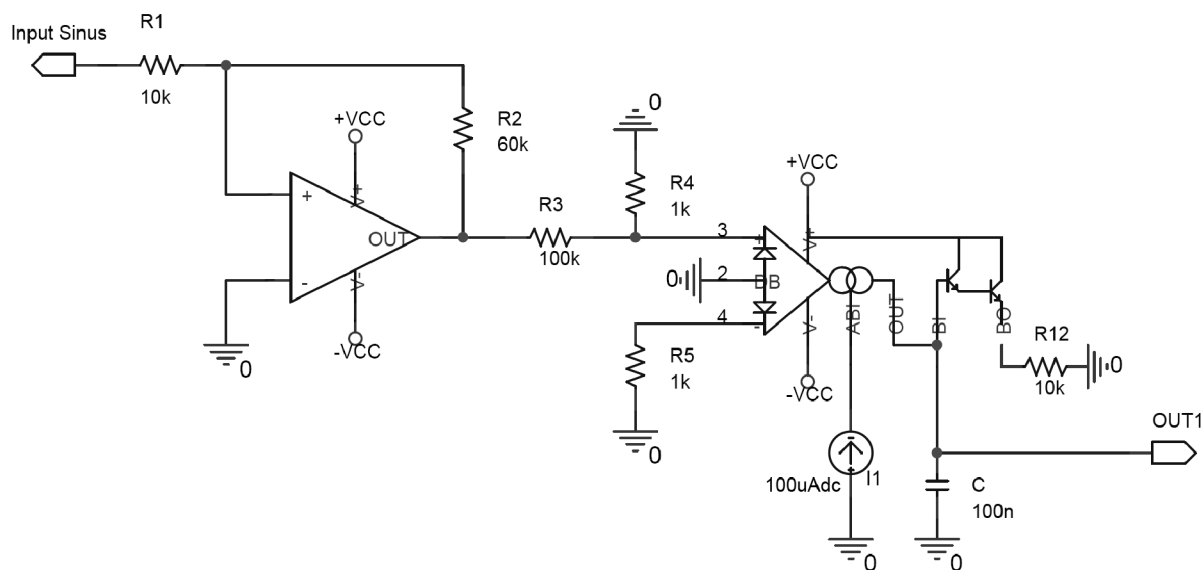
Princip vytváření trojúhelníkového signálu je uveden v úvodní části projektu. V navrženém obvodu je využit tzv. transkonduktanční zesilovač (OTA). Tímto zesilovačem je nabíjen kondenzátor, na kterém snímáme trojúhelníkové napětí. Transkonduktanční zesilovač je v podstatě napětím řízený zdroj proudu i_{out} , který je dán vztahem [9]:

$$i_{out} = g_m \cdot u_{inp} \quad (5.11)$$

kde g_m je tzv. transkonduktance a u_{inp} je napětí na vstupu zesilovače (napětí mezi inv. a neinv. vstupem zesilovače). U tohoto zesilovače není vyžadováno použití zpětné vazby, protože má z principu konečné zesílení. Mezi vstupy zesilovače není tedy nulové napětí, ale vzhledem k nelinearitám musí být maximální vstupní rozdílové napětí v řádech stovek mV.

Na vstup transkonduktančního zesilovače je výhodné připojit pravoúhlé napětí o nízké úrovni. To je zajištěno komparátorem, který ze vstupního sinusového signálu vytvoří pravoúhlý signál symetrický kolem nulového napětí. Komparátor je opatřen hysterezí, aby nedošlo k rozkmitání. Na výstup komparátoru je připojen dělič napětí, který zmenší napětí na požadovanou hodnotu.

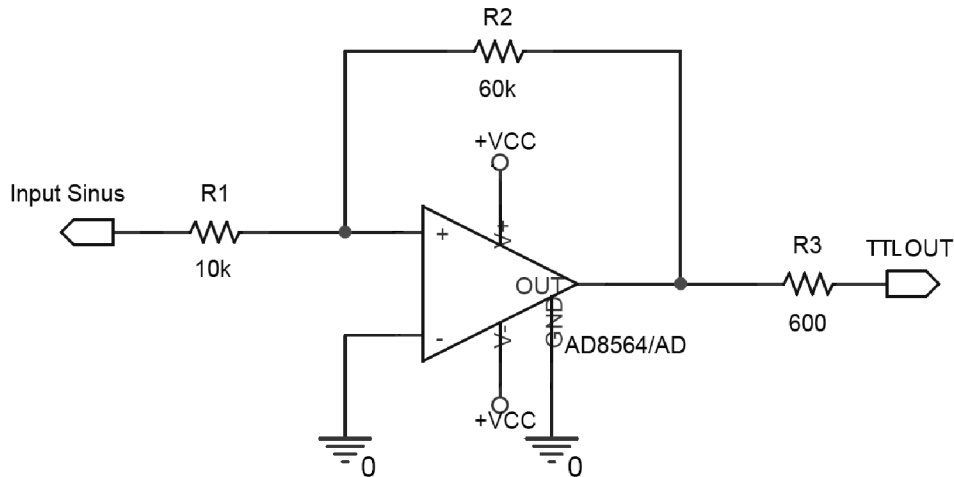
Schéma generátoru trojúhelníkového průběhu je uvedeno na schématu (viz. Obr. 5.6.) Na vstupu je připojen komparátor u kterého je rezistory R_1 a R_2 nastavena hystereze. Tato hystereze je navržena tak, aby komparátor nepřeklápel při průchodu nulovou hodnotou, ale při průchodu hodnotou cca. $\pm 0,1$ V. Rezistory R_3 a R_4 tvoří dělič, který sníží napětí z komparátoru přibližně 100x, což je nutné ke správné funkci transkonduktančního zesilovače. K transkonduktančnímu zesilovači je nutné připojit zdroj konstantního proudu (ten je řešen v kapitole 8.). Na výstup zesilovače je připojen kondenzátor C , který je nabíjen konstantním proudem a tvoří se na něm napětí trojúhelníkového průběhu. Aby bylo dosaženo přibližně shodného tvaru a velikosti výstupního signálu pro všechny kmitočtové rozsahy, je vhodné hodnotu kondenzátoru C měnit souběžně s přepínáním těchto rozsahů.



Obr. 5.6. Zapojení generátoru trojúhelníkového průběhu

5.1.3 Generátor pravoúhlého signálu

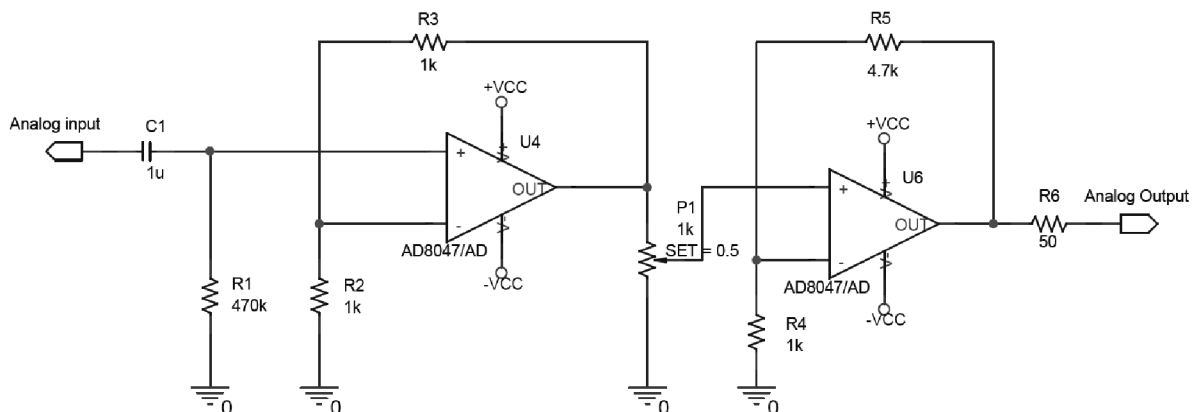
Pravoúhlý signál lze vytvořit jednoduše ze sinusového průběhu pomocí komparátoru. Je výhodné použít komparátor, jehož výstupní úroveň odpovídá přímo standardu TTL. Na obr. 5.7 je uvedeno schéma komparátoru. Rezistory R_1 a R_2 je nastavena hystereze, výstupní odpor obvodu je určen rezistorem R_3 .



Obr. 5.7. Zapojení komparátoru

5.1.4 Výstupní zesilovač

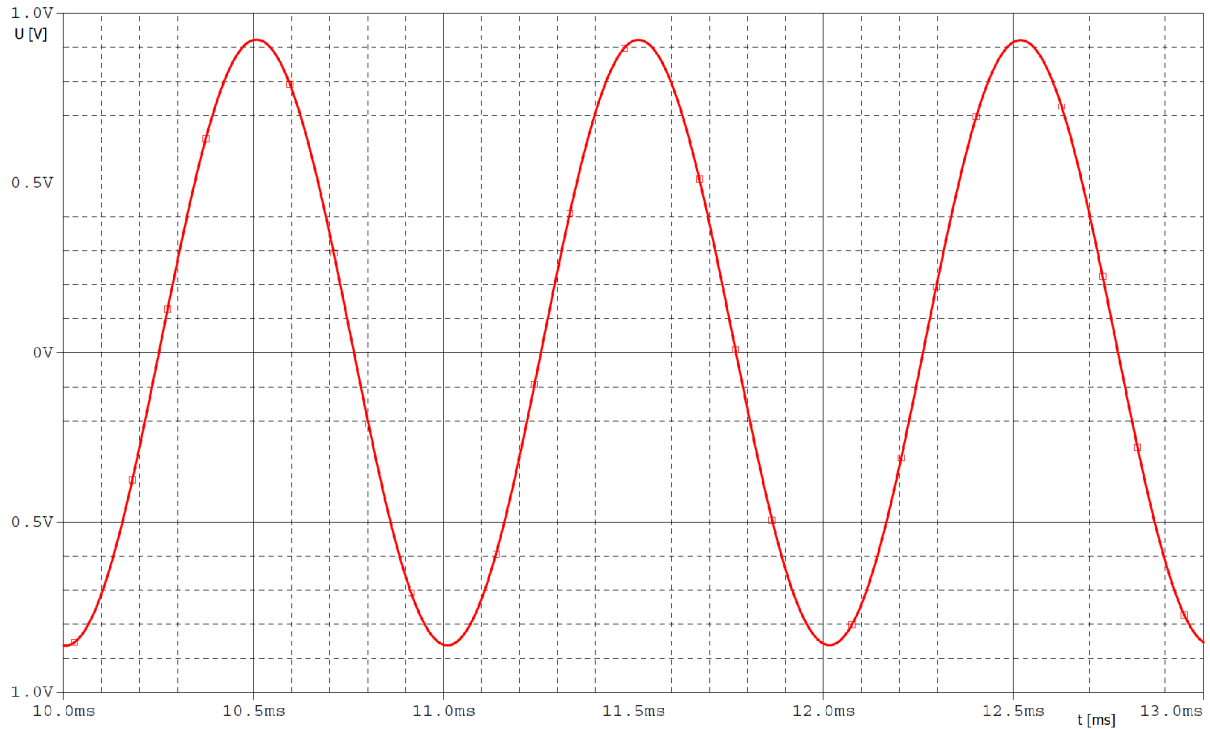
Úkolem výstupního zesilovače je zesílit analogový signál a zajistit regulaci amplitudy výstupního signálu. Zesilovač je zobrazen na Obr. 5.8 Signály z jednotlivých generátorů mohou mít jistou stejnosměrnou složku. Tu je nutno na vstupu zesilovače odfiltrovat, protože na výstupu generátoru je požadován signál bez stejnosměrné složky. Toto odfiltrování je realizováno rezistorem R_1 a kondenzátorem C_1 , kondenzátor musí mít dostatečně velkou kapacitu, aby propustil i signály o nízkém kmitočtu. Za oddělovačem stejnosměrné složky následuje operační zesilovač v neinvertujícím zapojení pracující jako sledovač s jednotkovým zesílením. Regulace amplitudy je zajištěna potenciometrem P_1 . Za potenciometr je připojen koncový zesilovač. Ten je tvořen opět operačním zesilovačem v neinvertujícím zapojení, rezistory R_5 a R_6 je nastaveno zesílení zesilovače. Rezistor R_6 určuje výstupní odpor zesilovače, typická je hodnota 50Ω [10].



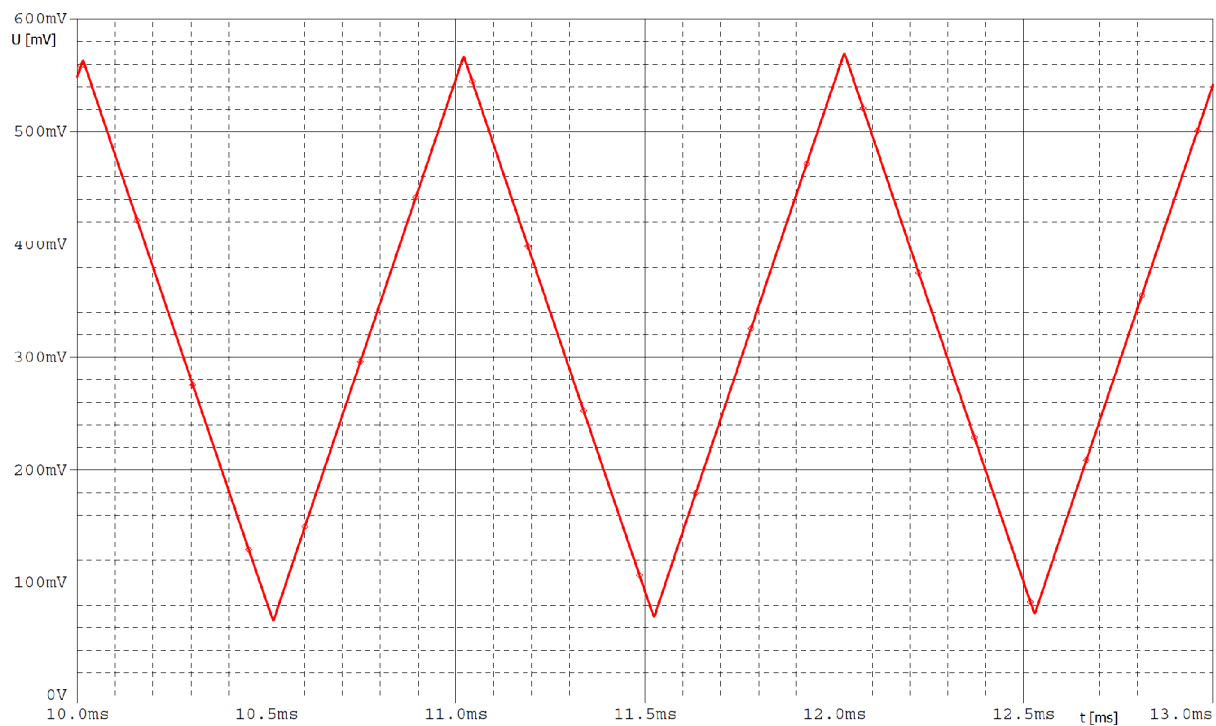
Obr. 5.8. Výstupní analogový zesilovač

5.2 Simulované průběhy generátoru první koncepce

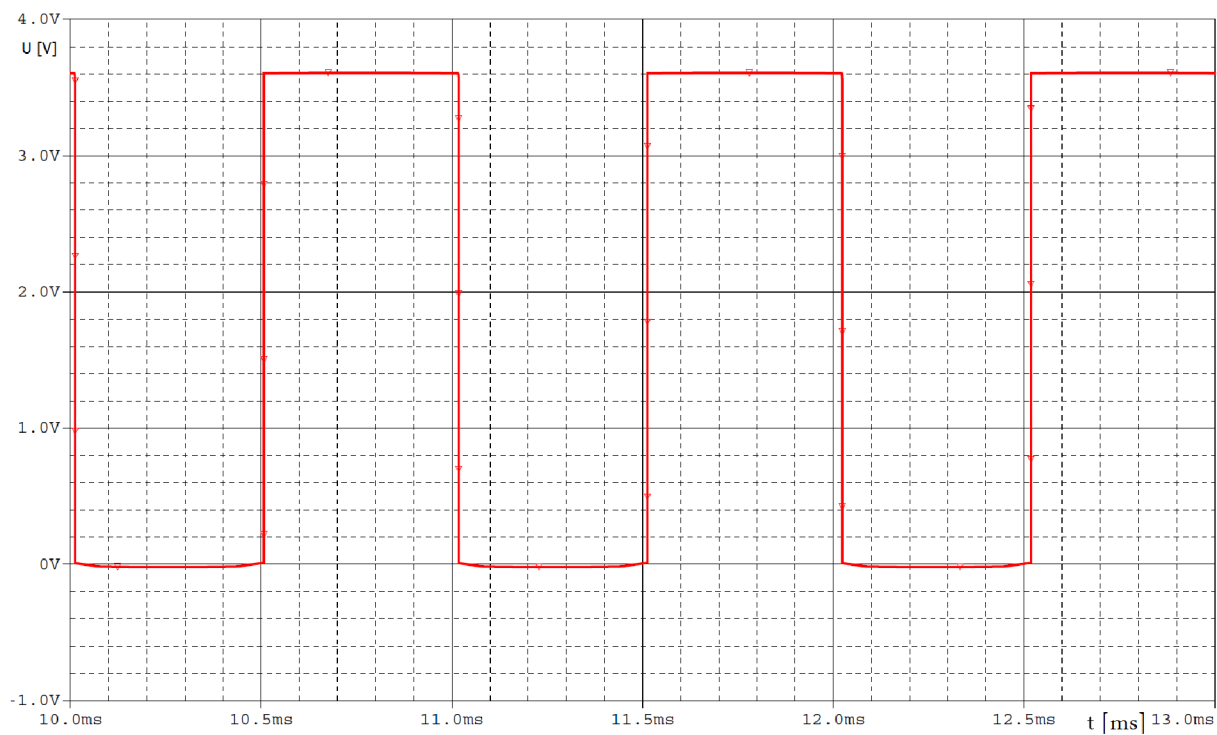
V této kapitole jsou zobrazeny dosažené průběhy sinusového, trojúhelníkového a obdélníkového (TTL) signálu. Zobrazené průběhy jsou výsledky simulací v programu OrCAD – P-SPICE. Simulováno je zapojení výše navrhnutého generátoru na kmitočtu $f = 1 \text{ kHz}$. Jako sinusový generátor je zde použito zapojení s operačními zesilovači podle Obr. 5.2. Průběhy všech signálů jsou zobrazeny na Obr. 5.9, Obr. 5.10 a Obr. 5.11.



Obr. 5.9. Simulovaný průběh sinusového signálu $f = 1 \text{ kHz}$



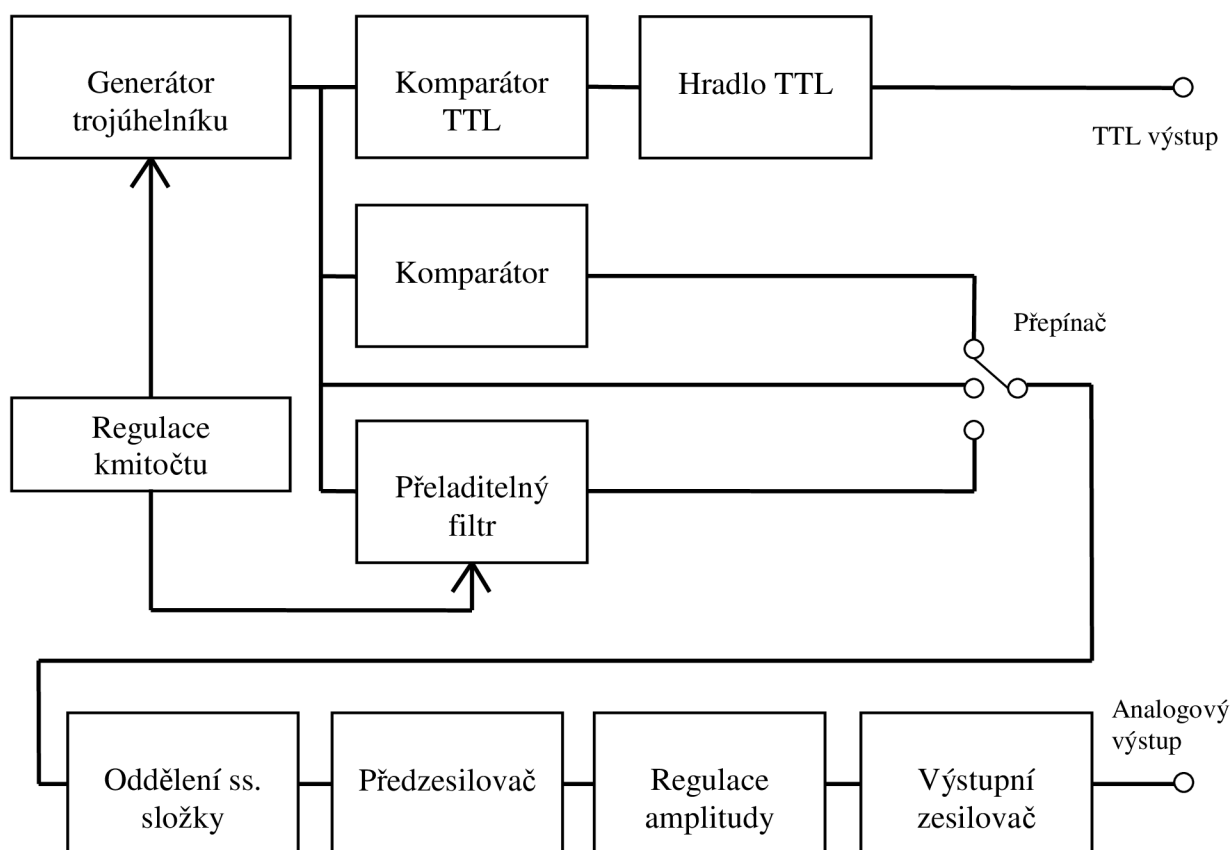
Obr. 5.10. Simulovaný průběh trojúhelníkového signálu $f = 1\text{kHz}$



Obr. 5.11. Simulovaný průběh obdélníkového signálu $f = 1\text{kHz}$

6. Návrh generátoru druhé koncepce

Blokové schéma generátoru druhé koncepce je na Obr. 6.1. Základem této koncepce návrhu funkčního generátoru je generátor trojúhelníkového signálu. Ten je realizován integrátorem s transkonduktančním zesilovačem a komparátorem. Takovýto generátor je pak jednoduše přeladitelný pomocí regulovatelného proudu tekoucího do transkonduktančního zesilovače. Pro generování obdélníkového průběhu je použit komparátor podobný jako na Obr. 5.7. Pro lepší zajištění parametrů standardu TTL je na výstup komparátoru připojeno hradlo TTL (dva invertory zapojeny za sebou). Sinusový signál je vytvořen odfiltrováním vyšších harmonických složek z trojúhelníkového signálu pomocí přeladitelného filtru. Tento filtr musí být přeladitelný shodně jako generátor trojúhelníkového signálu. Oba analogové průběhy (sinusový a trojúhelníkový) jsou přivedeny na výstupní analogový zesilovač. Na analogový zesilovač je rovněž připojen obdélníkový signál, aby bylo možné na výstup přivést mimo obdélníkového signálu standardu TTL, také obdélníkový signál s nastavitelnou amplitudou. Řešení výstupního zesilovače je stejné jako při návrhu generátoru první koncepce.



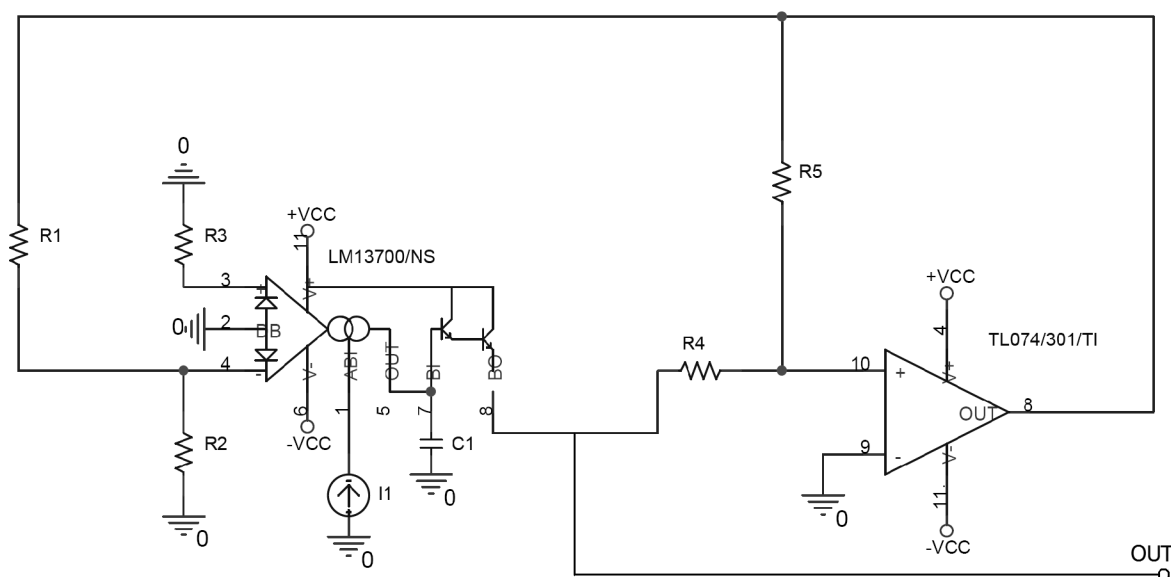
Obr. 6.1. Blokové schéma funkčního generátoru druhé koncepce

6.1 Zapojení a popis jednotlivých bloků

6.1.1 Generátor trojúhelníkového signálu

Generátor trojúhelníkového průběhu lze realizovat několika způsoby. Nejjednodušší způsob realizace je pomocí integrátoru s operačním zesilovačem a komparátorem (viz. kap. 2.2.1). V daném zapojení je výhodnější použít místo integrátoru s operačním zesilovačem integrátor s transkonduktančním zesilovačem. Takovýto generátor je pak jednoduše přeladitelný proudem a jednodušeji se zajistí synchronní souběh přeladování generátoru s přeladováním filtru pro vytvoření sinusového průběhu, který je také přeladovaný proudem.

Schéma generátoru trojúhelníkového průběhu je zobrazeno na Obr. 6.2.



Obr. 6.2. Zapojení generátoru trojúhelníkového průběhu

Výpočet parametrů generátoru

Kmitočet generátoru je určen jednak proudem I_1 , tekoucím do transkonduktančního zesilovače a jednak velikostí hystereze komparátoru, která je určena rezistory R_4 a R_5 .

Transkonduktanční zesilovač zajistí, že se kondenzátor C_1 nabíjí konstantním proudem. Pro napětí na kondenzátoru, nabíjeném konstantním proudem platí vztah:

$$U_{C1} = \frac{I \cdot t}{C_1}. \quad (6.1)$$

Velikostí proudu, kterým se nabíjí kondenzátor tedy lze měnit rychlost nabíjení kondenzátoru a tím i kmitočet výstupního signálu. Hysterezí komparátoru je určena amplituda signálu. Z hodnot odporů R_4 , R_5 a z velikosti proudu I_1 lze určit kmitočet výstupního signálu.

Pro potřebný kmitočtový rozsah 10 Hz – 100 kHz se jeví, stejně jako u návrhu první koncepce, za nejvýhodnější zvolit 4 rozsahy měněné po dekádách (10 Hz – 100 Hz, 100 Hz – 1 kHz atd.).

Velikost řídicích proudů volíme vzhledem k požadavkům transkonduktančních zesilovačů a vzhledem ke kmitočtovým rozsahům v rozmezí $I_{1\min} = 100\mu\text{A}$ a $I_{1\max} = 1\text{mA}$.

Ze zapojení na Obr. 6.2. je patrné, že velikost amplitudy trojúhelníkového signálu je určena velikostí hystereze komparátoru. Hystereze komparátoru je podrobně popsána v kapitole 2.2.2. Detailní zobrazení a popis veličin, ze kterého nyní budeme vycházet, je na Obr 2.10.

$$U_{REF} = \pm U_N \frac{R_1}{R_2}. \quad (6.2)$$

U_N je napájecí napětí 15V, U_{REF} amplituda hystereze volena na 1V.

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Upravíme vzorec (6.2) a dosadíme:

$$U_{REF} = \pm U_N \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow R_2 = \frac{U_N \cdot R_1}{U_{REF}} = \frac{15 \cdot 10 \cdot 10^3}{1} = 150 \text{ k}\Omega. \quad (6.3)$$

Amplituda hystereze se tedy nastaví pomocí rezistorů R_1 a R_2 .

Nyní je upraven vzorec (6.1) do podoby:

$$U_{C1} = \frac{I \cdot t}{C_1} \Rightarrow t = \frac{C \cdot U}{I}. \quad (6.4)$$

Ze vztahu (6.4) získáme vztah pro kmitočet z poznatku, že:

$$f = \frac{1}{T} \quad a \quad t = \frac{T}{4}.$$

Dosazením do vzorce (6.4):

$$T = 4 \cdot \frac{C \cdot U}{I} \Rightarrow f = \frac{I}{4 \cdot C \cdot U}. \quad (6.5)$$

Úpravou vztahu (6.5) můžeme vypočítat velikost kondenzátoru pro daný rozsah:

$$f = \frac{I}{4 \cdot C \cdot U} \Rightarrow C = \frac{I}{4 \cdot f \cdot U}. \quad (6.6)$$

1. Rozsah: $f = 10 - 100 \text{ Hz}$

Nejprve dosadíme proud I_{\min} a kmitočet f_{\min} :

$$C = \frac{I_{\min}}{4 \cdot f_{\min} \cdot U_{REF}} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10 \cdot 1} = 2,5 \cdot 10^{-6} = 2,5 \mu\text{F}. \quad (6.7)$$

Tato hodnota kondenzátoru ale není sériově vyráběna. Nejbližší hodnota kondenzátoru je $2,2 \mu\text{F}$. Z toho důvodu bude třeba upravit výpočty. Nejjednodušší úprava bude změna napětí U_{REF} . Vztah (6.6) upravíme na výpočet napětí:

$$C = \frac{I}{4 \cdot f \cdot U} \Rightarrow U = \frac{I}{4 \cdot f \cdot C} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} = 1,136 \text{ V}. \quad (6.8)$$

Ze vztahu (6.3) se vypočítá odpovídající hodnota R_2 :

$$R_2 = \frac{U_N \cdot R_1}{U_{REF}} = \frac{15 \cdot 10 \cdot 10^3}{1,136} = 132 \text{ k}\Omega \rightarrow \text{volíme } 130 \text{ k}\Omega. \quad (6.9)$$

Nyní lze ověřit velikost kondenzátoru pro spodní kmitočet rozsahu:

$$C = \frac{I_{\min}}{4 \cdot f_{\min} \cdot U_{REF}} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10 \cdot 1,136} = 2,2 \cdot 10^{-6} = 2,2 \mu F. \quad (6.10)$$

Ověření pro horní kmitočet rozsahu:

$$C = \frac{I_{\max}}{4 \cdot f_{\max} \cdot U_{REF}} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 100 \cdot 1,136} = 2,2 \cdot 10^{-6} = 2,2 \mu F. \quad (6.11)$$

Pro další rozsahy postupujeme dle vzorců (6.10) a (6.11), pouze dosazujeme příslušný kmitočet z daného rozsahu:

2. rozsah: $f = 100 \text{ Hz} - 1 \text{ kHz}$

$$C = 220 nF.$$

3. rozsah: $f = 1 \text{ kHz} - 10 \text{ kHz}$

$$C = 22 nF.$$

4. rozsah: $f = 10 \text{ kHz} - 100 \text{ kHz}$

$$C = 2,2 nF.$$

Při realizaci se budou hrubé rozsahy přepínat pomocí vícevývodového přepínače, který bude do obvodu zařazovat příslušné kondenzátory. Jemná regulace bude zajištěna změnou řídicího proudu potenciometrem P (viz. Kapitola 8).

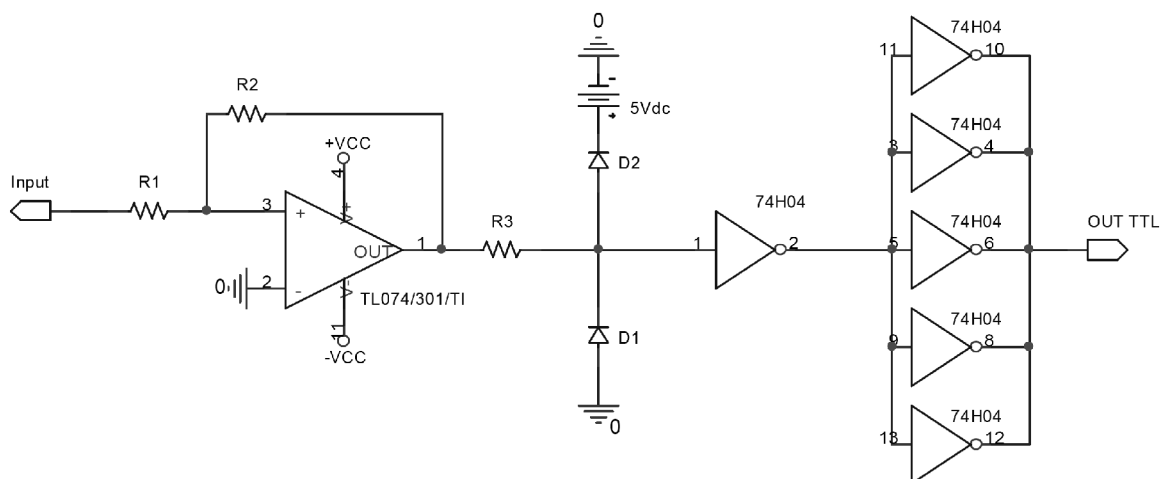
6.1.2 Generátor pravoúhlého signálu

Funkční generátor této koncepce obsahuje dva výstupy pravoúhlého signálu. Jeden výstup je digitální o napěťových úrovních standardu TTL a druhý výstup je analogový a umožňuje změnu amplitudy signálu, tato regulace je realizována v analogovém zesilovači na výstupu generátoru.

Analogový pravoúhlý výstup je možné vytvořit jednoduchým operačním zesilovačem ve funkci komparátoru. V daném zapojení však není nutné přidávat do zapojení další komparátor, protože je obsažen přímo v generátoru trojúhelníkového signálu. Výstup pro analogový pravoúhlý signál lze tedy odebírat přímo z generátoru trojúhelníkového signálu (viz. Obr. 6.2).

Signál standardu TTL lze vytvořit jako v návrhu generátoru první koncepce (viz. Obr. 5.7). Tento způsob však vyžaduje použití speciálního komparačního zesilovače. V dané aplikaci je výhodnější použití klasického operačního zesilovače. Schéma takového komparátoru pro výstupní úroveň TTL standardu je na Obr. 6.3.

Základ tvoří klasický operační zesilovač ve funkci komparátoru s hysterezí, která je nastavena rezistory R_1 a R_2 . Úroveň výstupního napětí, odpovídající standardu TTL je zajištěna diodami D_1 , D_2 a pomocným zdrojem napětí. Pokud je komparátor překlopen v kladné poloze je na výstupu napětí o velikosti přibližně rovné kladnému napájecímu napětí $+U_{CC}$. V tomto stavu je dioda D_2 otevřená a na výstupu obvodu bude napětí o velikosti rovné napětí pomocného zdroje (v tomto případě 5V). Ve skutečnosti bude napětí větší o saturační napětí diody. Pokud je komparátor překlopen do záporné polohy, je otevřena dioda D_1 , která na výstupu zajistí téměř nulové napětí (napětí nebude přesně nulové, bude odpovídat saturačnímu napětí diody tj. cca. -0,6V). Rezistor R_3 je v obvodu zařazen kvůli omezení proudu, tekoucího z výstupu operačního zesilovače do diod. Obvod má tedy na výstupu napěťové úrovně pro jeden stav cca. -0,6 V a pro druhý stav cca. 5,6 V. To odpovídá mezím úrovní standardu TTL. Pro zlepšení parametrů digitálního výstupu jsou za komparátor zařazena logická hradla. Jako hradla jsou použity invertory TTL standardu 74H04. Pro posílení digitálního výstupu je na výstupní straně spojeno 5 těchto hradel paralelně.



Obr. 6.3. Zapojení generátoru obdélíkového průběhu

6.1.3 Generátor sinu

Pro generování sinusového signálu je použit přeladitelný filtr, který odfiltruje vyšší harmonické složky z trojúhelníkového signálu. Pro tuto aplikaci je velice vhodné použít přeladitelný ARC druhého řádu s transkonduktančními zesilovači. Takový filtr je velice vhodný díky své plynulé přeladitelnosti pomocí proudu tekoucího do transkonduktančního zesilovače. Na Obr. 6.4 je uvedeno schéma použitého filtru. Tento filtr je univerzální, obsahuje tři výstupy (HP, DP, PP). V této aplikaci je využita pouze funkce dolní propusti filtru. Filtr je složen ze dvou integrátorů s diferenciálním zesilovačem na vstupu [12].

Pro správnou činnost filtru je nutné, aby byly stejné parametry součástek u jednotlivých integrátorů. Musí tedy platit rovnosti [12]:

$$R_6 = R_{10} = R_A$$

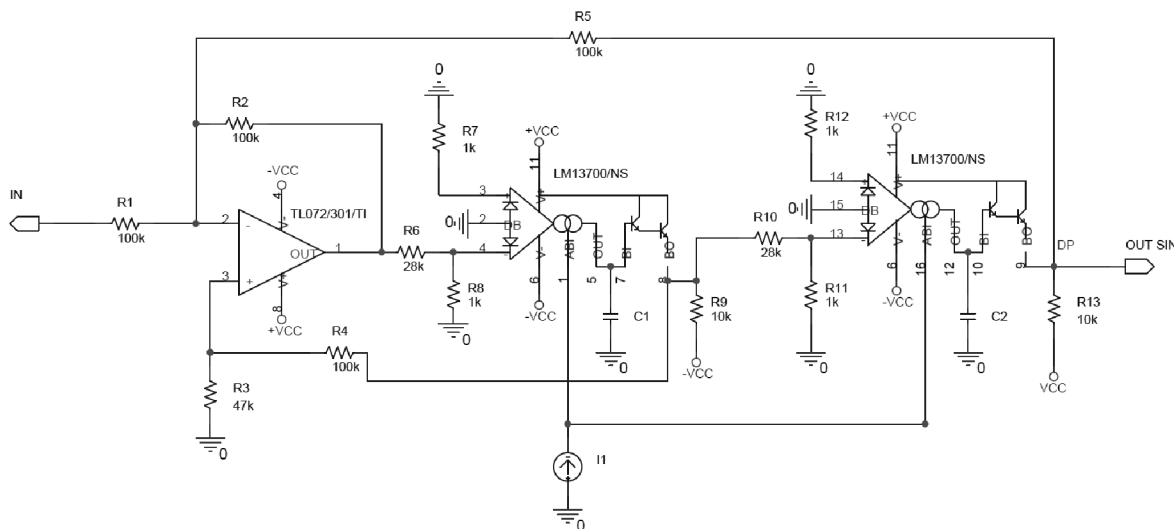
$$R_7 = R_8 = R_{11} = R_{12} = R_B$$

$$C_1 = C_2 = C$$

Mezní kmitočet filtru je nastavitelný hodnotami R_A , R_B , C a transkonduktancí g_m pomocí externího proudu I_1 . Jakost filtru je závislá na hodnotách odporů R_3 a R_4 .

Pro mezní kmitočet filtru platí vztah [12]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m R_B}{C(R_A + R_B)}. \quad (6.12)$$



Obr. 6.4. Zapojení přeladitelného filtru

Výpočet parametrů filtru

Vycházíme ze vztahu pro kmitočet filtru (6.18)

1. Rozsah: $f = 10 - 100$ Hz

Vzorec pro kmitočet filtru upravíme pro výpočet kondenzátoru:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m R_B}{C(R_A + R_B)} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m R_B}{f_c (R_A + R_B)}. \quad (6.13)$$

Hodnoty rezistorů pro výpočet volíme dle předpokladu, že na vstup transkonduktančního zesilovače má být přivedeno napětí řádu mV:

$$R_A = 28 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 1 \text{ k}\Omega$$

S těmito hodnotami rezistorů vypočteme kondenzátor potřebný pro 1. rozsah:

$$C = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m R_B}{f_c (R_A + R_B)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{650 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3}{10 \cdot (28 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3)} = 357 \text{ nF}. \quad (6.14)$$

Tuto kapacitu však musíme přepočítat na hodnotu kondenzátoru, která je sériově vyráběna. Toho nejsnadněji dosáhneme změnou hodnoty rezistoru R_A . Výpočet hodnoty rezistoru R_A provedeme upravením vztahu (6.14). Hodnotu kondenzátoru volíme 680nF:

$$R_A = \frac{g_m R_B - 2\pi C f R_B}{2\pi C f} = \frac{650 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 - 2\pi \cdot 680 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 680 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^3} = 14,2 \text{ k}\Omega \rightarrow \text{volíme } 15 \text{ k}\Omega \quad (6.15)$$

Hodnoty rezistorů pro realizaci jsou tedy stanoveny:

$$R_A = 15 \text{ k}\Omega,$$

$$R_B = 1 \text{ k}\Omega.$$

Transkonduktance g_m je závislá na hodnotě řídicího proudu. Pro zde uvažované mezní proudy $I_{1\min} = 100\mu\text{A}$ je hodnota $g_m = 1600\mu\text{S}$. Pro $I_{1\max} = 1\text{mA}$ je hodnota $g_m = 16000\mu\text{S}$ [13]. V tomto zapojení jsou však oba transkonduktanční zesilovače řízeny jedním zdrojem proudu do dvou větví. Z toho důvodu budou hodnoty proudu rozděleny na polovinu. To znamená $I_{1\min} = 50\mu\text{A}$ s hodnotou $g_m = 650\mu\text{S}$ a $I_{1\max} = 1\text{mA}$ s hodnotou $g_m = 6500\mu\text{S}$.

Kmitočet filtru pro dosažení je také závislý na hodnotě řídicího proudu. Pro proud $I_{1\min}$ je kmitočet $f_c = 10$ Hz, pro proud $I_{1\max}$ je kmitočet $f_c = 100$ Hz.

Výpočet kondenzátoru pro 1. rozsah:

$$C = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m R_B}{f_c (R_A + R_B)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{650 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3}{10 \cdot (15 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3)} = 680 \text{ nF}. \quad (6.16)$$

Pro další rozsahy postupujeme dle vzorce (6.16) , pouze dosazujeme příslušný kmitočet z daného rozsahu:

2. rozsah: $f = 100 \text{ Hz} - 1 \text{ kHz}$

$$C = 68nF.$$

3. rozsah: $f = 1 \text{ kHz} - 10 \text{ kHz}$

$$C = 6,8nF.$$

4. rozsah: $f = 10 \text{ kHz} - 100 \text{ kHz}$

$$C = 680pF.$$

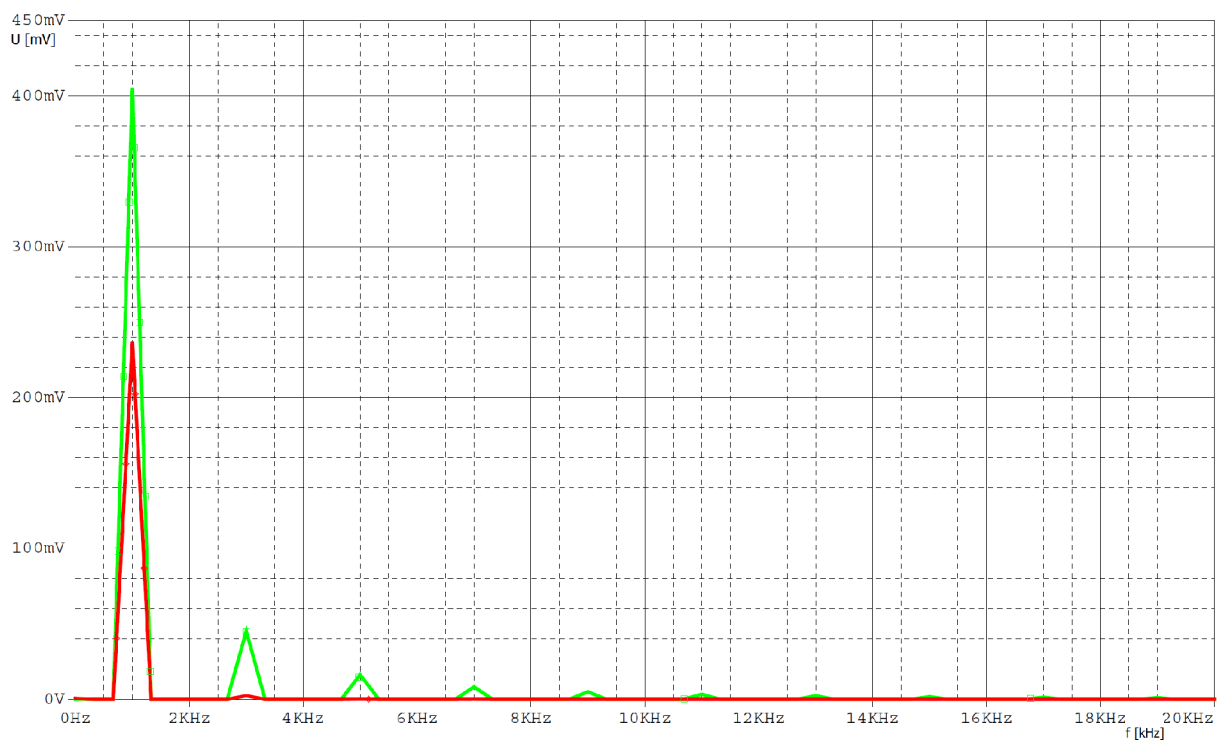
Při realizaci se budou hrubé rozsahy přepínat pomocí vícevývodového přepínače, který bude do obvodu zařazovat příslušné kondenzátory. Jemná regulace bude zajištěna potenciometrem P (viz. kap. 8).

Simulované průběhy filtru

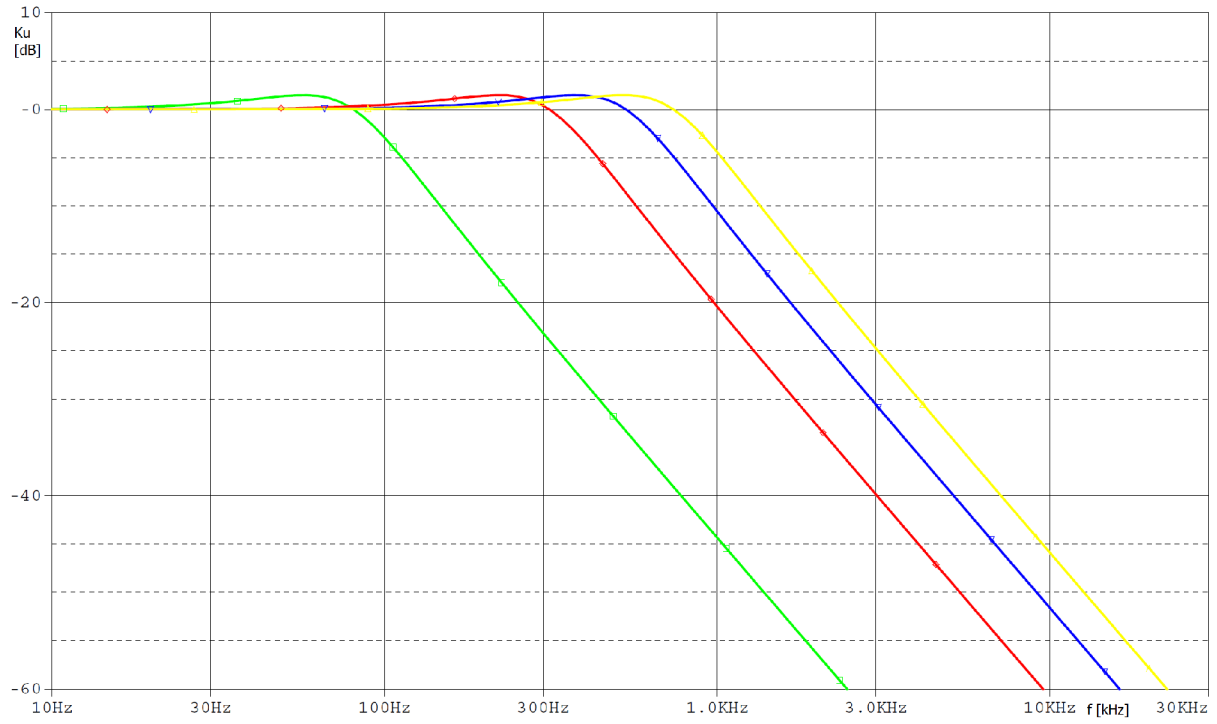
Na Obr. 6.5. je zobrazena spektrální analýza výše uváděného filtru. Zelenou barvou je zobrazeno kmitočtové spektrum trojúhelníkového signálu pro $f = 1\text{kHz}$. Červenou barvou je zobrazen signál po průchodu filtrem. Z grafu je patrné, že odfiltrování vyšších harmonických složek trojúhelníkového signálu je téměř dokonalé.

Přenosová kmitočtová charakteristika filtru pro čtyři různé kmitočty rozsahu 100Hz až 1000Hz je zobrazena na Obr. 6.6. Zelenou křivkou je zobrazen kmitočet $f = 100\text{Hz}$, červenou křivkou kmitočet $f = 400\text{Hz}$, modrou křivkou kmitočet $f = 700\text{Hz}$ a žlutou křivkou kmitočet $f = 1000\text{Hz}$. Na první pohled rozdílné odstupky křivek jsou způsobeny tím, že osa kmitočtu je zobrazena v logaritmickém měřítku. Odstupy jsou mezi všemi křivkami stejné, a to 300Hz. Kmitočty jsou uváděny pro pokles charakteristiky o -3dB.

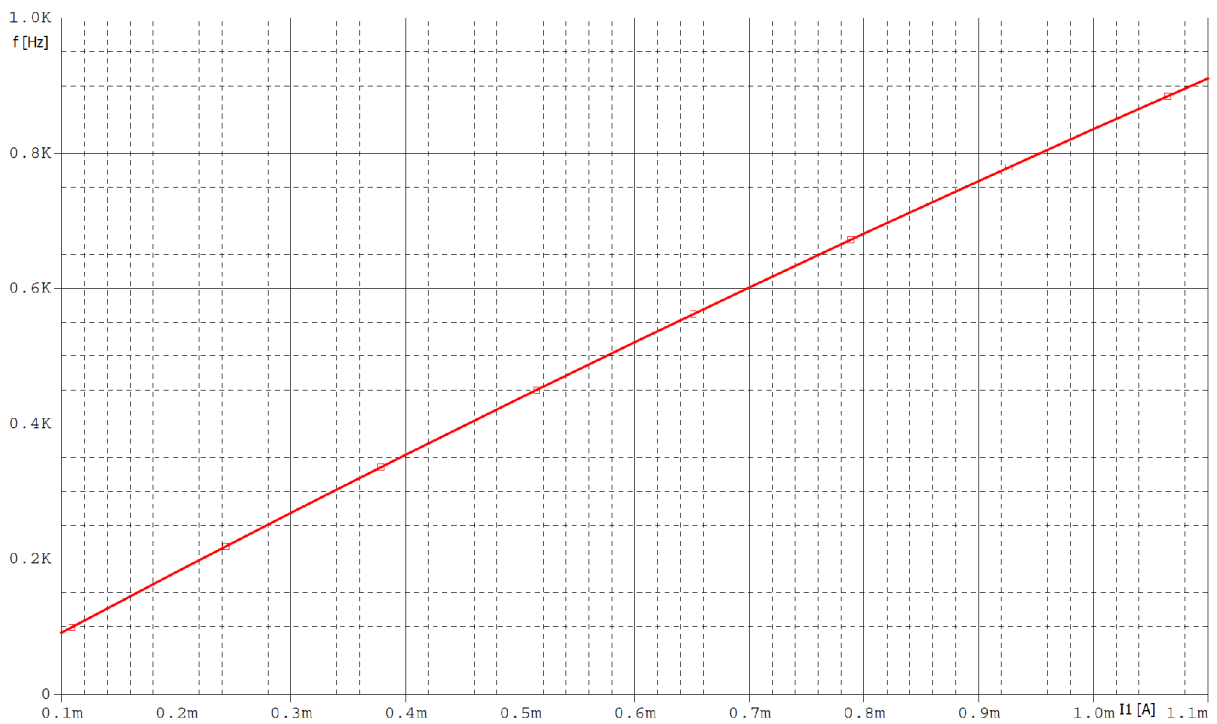
Závislost kmitočtu filtru na velikosti řídicího proudu I_1 je zobrazena na Obr. 6.7. Z grafu je patrné, že ladění kmitočtu je téměř lineární, což je z hlediska nutnosti synchronizace tohoto přeladování s přeladováním kmitočtu u generátoru pilovitého signálu velkou výhodou. Průběh grafu je simulován opět pro rozsah $f = 100\text{Hz}$ až $f = 1\text{kHz}$. Příímka ladění v grafu nedosahuje až ke kmitočtu $f = 1000\text{Hz}$, ale vzhledem k linearitě ladění se v praxi tento nedostatek odstraní mírným zvětšením rozsahu řídicího proudu I_1 .



Obr. 6.5. Spektrální analýza filtru



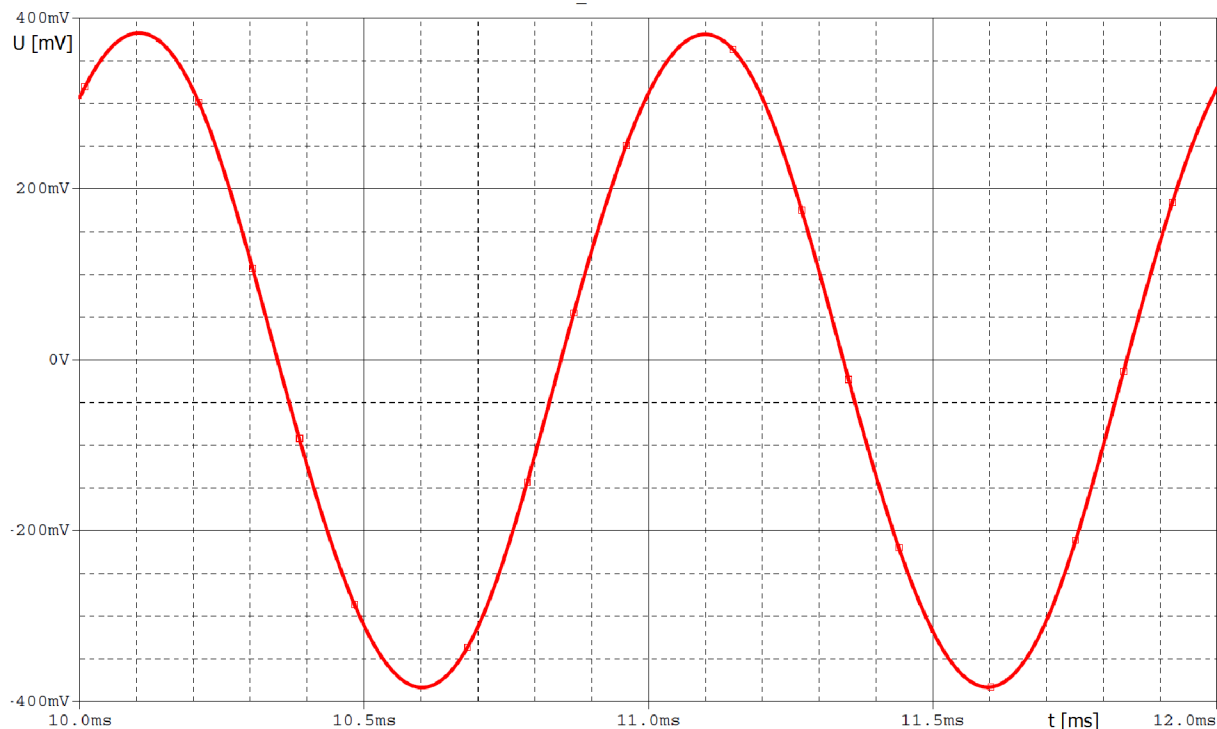
Obr. 6.6. AC analýza filtru



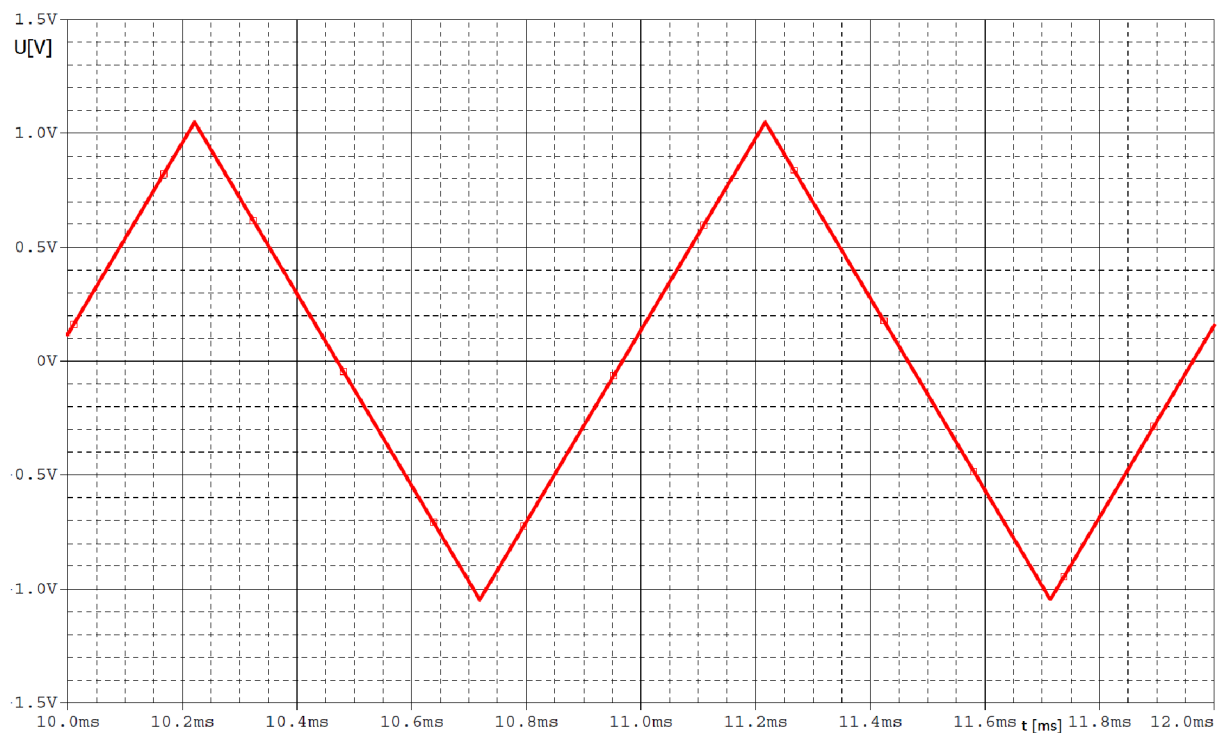
Obr. 6.7. Závislost kmitočtu filtru na velikosti řídicího proudu I_1

6.2 Simulované průběhy generátoru druhé koncepce

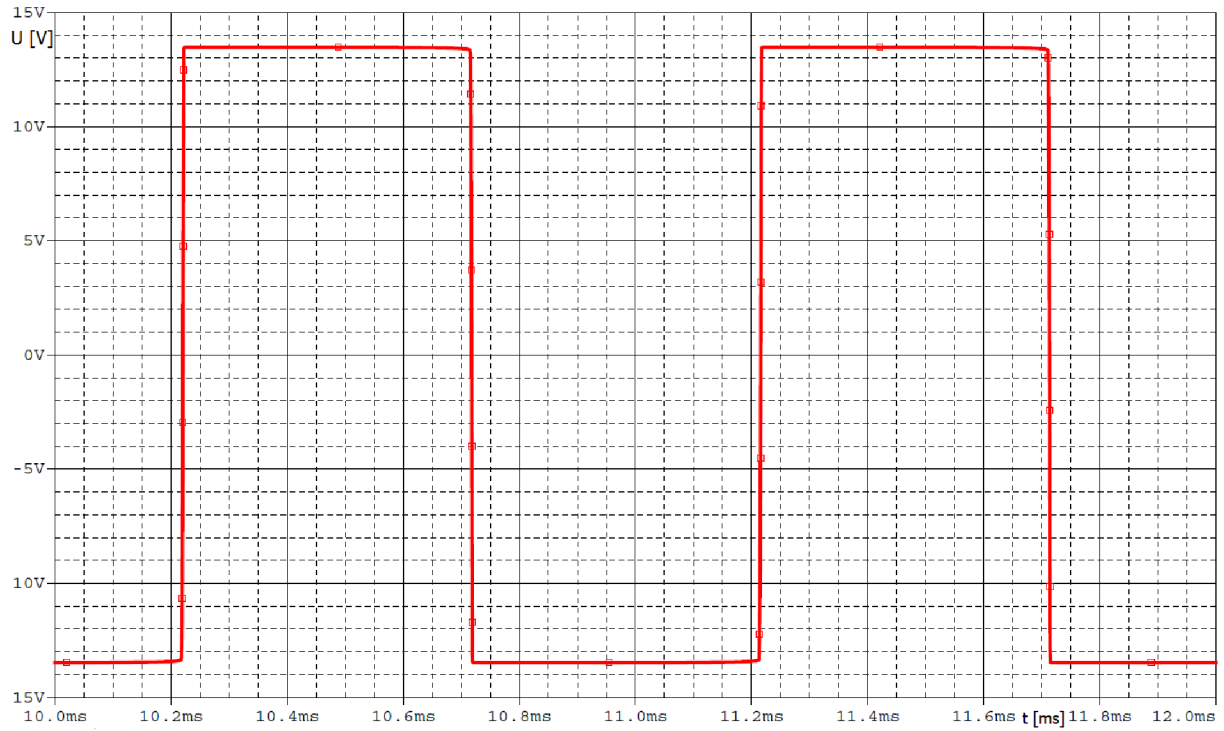
V této kapitole jsou zobrazeny dosažené průběhy sinusového, trojúhelníkového, obdélníkového a obdélníkového (TTL) signálu. Zobrazené průběhy jsou výsledky simulací v programu OrCAD – P-SPICE. Simulováno je zapojení výše navrhnutého generátoru na kmitočtu $f = 1$ kHz. Průběhy signálů jsou zobrazeny na Obr. 6.8, až Obr. 6.11.



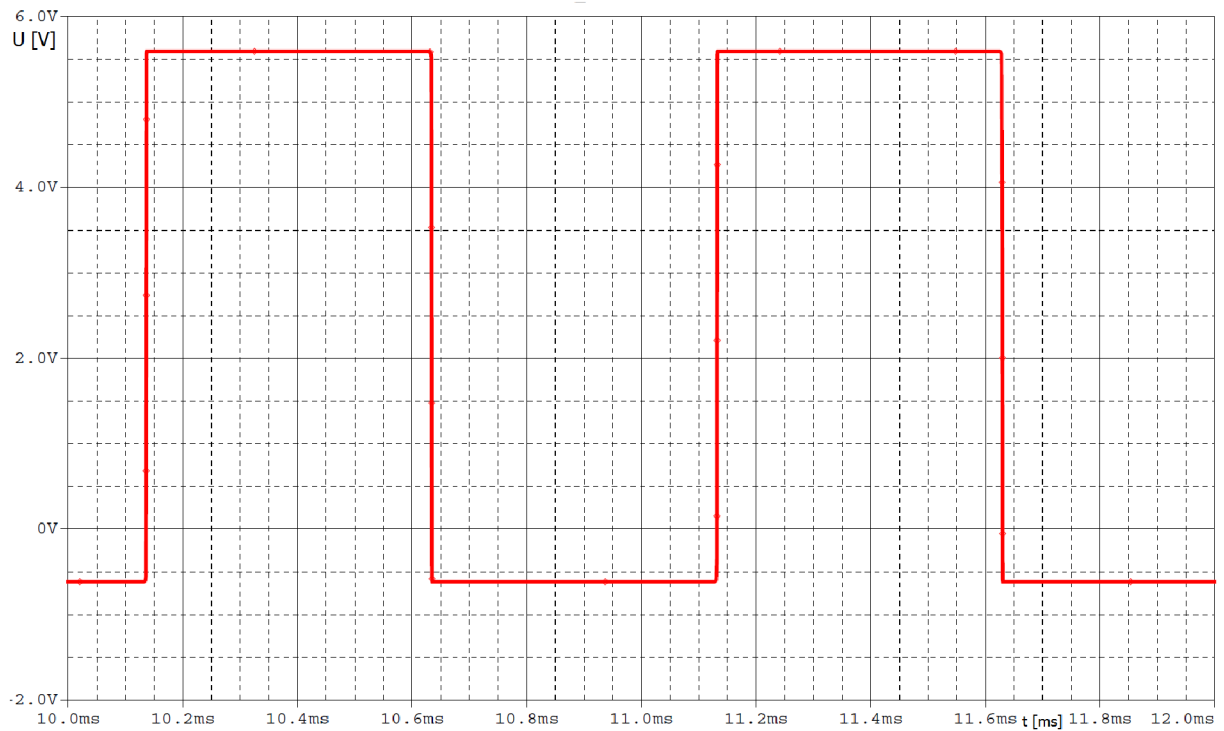
Obr. 6.8. Simulovaný průběh sinusového signálu $f = 1$ kHz



Obr. 6.9. Simulovaný průběh trojúhelníkového signálu $f = 1$ kHz



Obr. 6.10. Simulovaný průběh obdélníkového signálu $f = 1\text{kHz}$



Obr. 6.11. Simulovaný průběh obdélníkového (TTL) signálu $f = 1\text{kHz}$

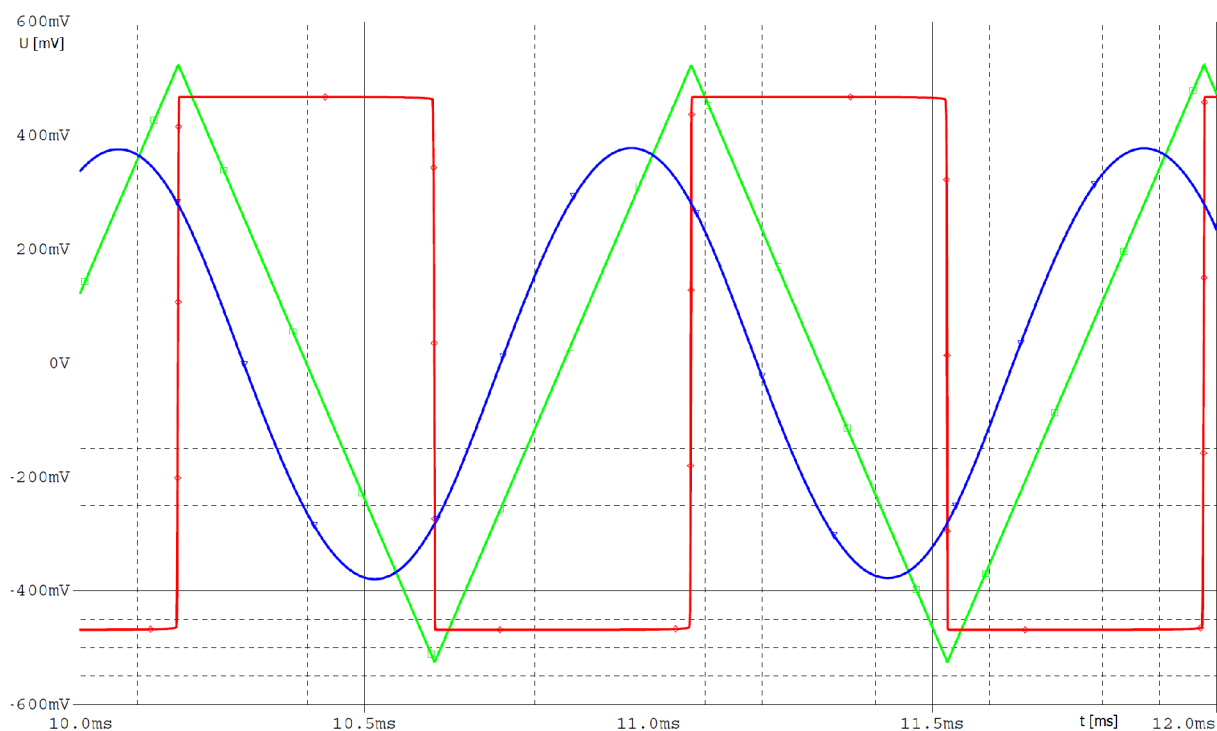
7. Výběr vhodné koncepce

Simulované průběhy byly relativně uspokojivé jak u první tak i u druhé navrhované metody. Problém však nastal při testech návrhů realizací na nepájivém poli. U první koncepce generátoru sinu, jenž je základem tohoto návrhu vykazoval tlumené kmity a z toho důvodu se stal pro řešení generátoru nepoužitelným. Pro realizaci první koncepce by se tedy musel navrhnout jiný generátor sinusového signálu (případně zajistit stabilizace amplitudy), ale zde by jistě nastal problém synchronizace regulace kmitočtu tohoto oscilátoru s regulací kmitočtu generátoru trojúhelníkového signálu.

Návrh generátoru druhé koncepce se jeví jako obvodově mírně náročnější. V testech realizace ovšem jeho funkčnost byla výrazně vyšší. Také přesnost a linearita přeladování je u návrhu generátoru touto metodou lepší.

Z hlediska realizace generátoru byla zvolena jako výhodnější druhá koncepce návrhu generátoru.

Výstupním signálům (trojúhelníkový, sinusový a obdélníkový) byla před vstupem do zesilovače pomocí děličů napětí upravena amplituda na přibližně stejnou hodnotu, cca 500mV. Takto upravené signály jsou zobrazeny na Obr. 7.1. Obdélníkový signál standardu TTL má stále hodnoty amplitudy a proto nebude zesilován, ale bude přiveden na zvláštní výstup z generátoru.

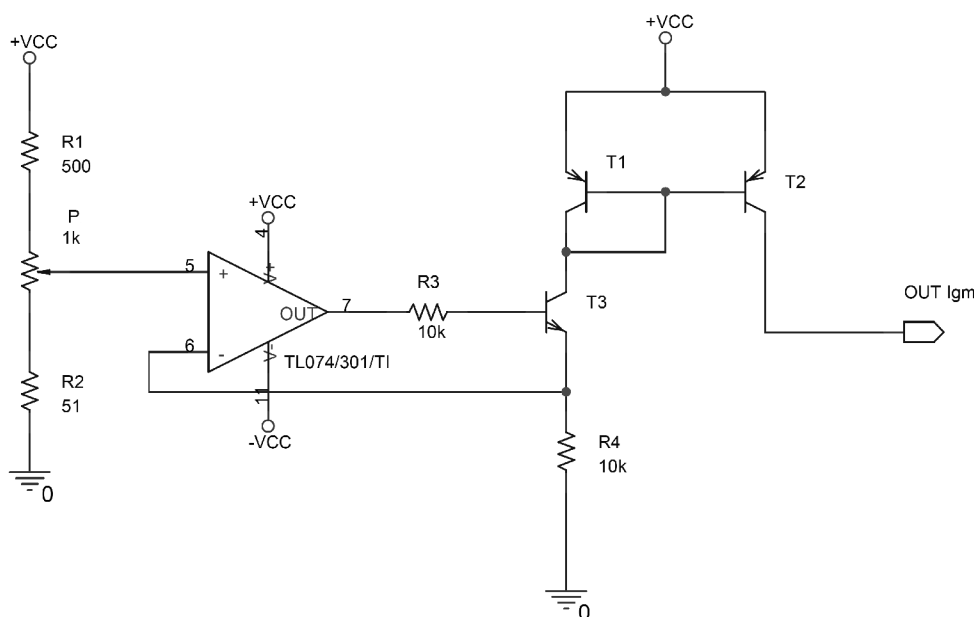


Obr. 7.1: Výstupní signály generátoru

8. Zdroj proudu

Zdroj proudu je velmi důležitou částí navrhovaného funkčního generátoru. Jak již bylo několikrát zmíněno výše v práci konstantním proudem jsou ovládány transkonduktační zesilovače, které jsou v návrhu použity jak v generátoru trojúhelníkového signálu, tak ve filtru tvořícím sinusový signál. Změnou proudu tekoucího do transkonduktačních zesilovačů se mění kmitočty zmíněných částí generátoru. Z předchozích výpočtů (viz. kap. 6.1.1 a 6.1.3) jsou známy hodnoty velikostí požadovaných proudů. Ty by měly být plynule a lineárně regulovatelné od hodnoty $I_1 = 100\mu\text{A}$ až po hodnotu $I_1 = 1\text{mA}$.

Návrh zdroje proudu, který je schopen splnit tyto požadavky, je zobrazen na Obr. 8.1.



Obr. 8.1. Zdroj proudu 1

Takto řešený zdroj proudu umožňuje řídit kmitočty celého generátoru na jednom rozsahu jedním potenciometrem P. Výstupní proud je roven proudu protékajícím rezistorem R_4 . Napětí na rezistoru R_4 je rovno napětí, které je na vstupu operačního zesilovače [14]. Toto napětí se reguluje odporovým děličem na vstupu. Ze základního vzorce $I = U / R$ lze snadno určit, že požadované vstupní napětí by mělo nabývat hodnot od $U = 0,5\text{V}$ do $U = 10\text{V}$. Napětí přiváděné na odporový dělič $U_{cc} = 15\text{V}$.

Výpočet odporového děliče:

Pro $U = 10\text{V}$:

Základní vzorec pro odporový dělič:

$$U_{R2} = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (8.1)$$

Modifikujeme pro výše uvedené zapojení:

$P \rightarrow$ volíme $1k\Omega$

$$U = U_{cc} \cdot \frac{P}{R_1 + P} \Rightarrow R_1 = \frac{(U_{cc} - U) \cdot P}{U} = \frac{(15 - 10) \cdot 1000}{10} = 500\Omega \rightarrow \text{volíme } 510\Omega. \quad (8.2)$$

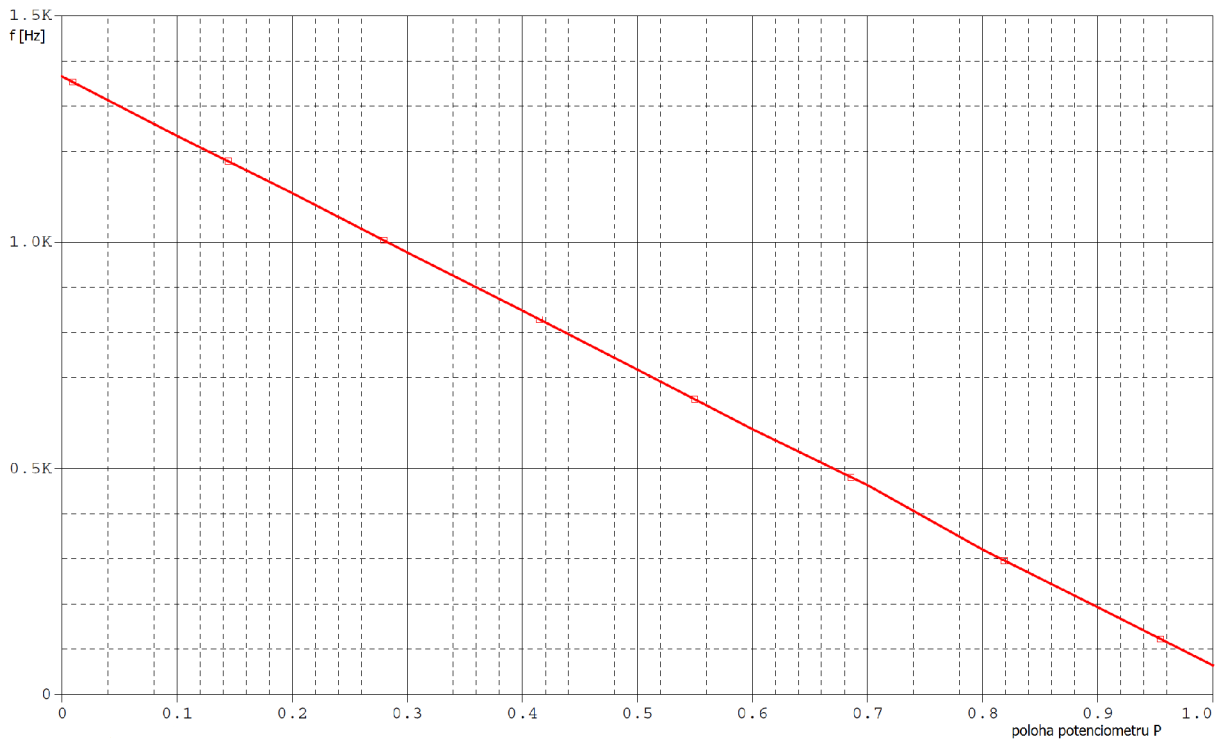
Pro $U = 0,5V$:

Do obvodu zařadíme navíc rezistor R_3 (viz. Obr. 8.1). Rezistor R_3 zajistí počáteční hodnotu napětí $U = 0,5V$ nezávisle na poloze potenciometru P .

$$U = U_{cc} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \Rightarrow R_3 = \frac{(R_1 + P) \cdot U}{U_{cc} - U} = \frac{(510 + 1000) \cdot 0,5}{15 - 0,5} = 52\Omega \rightarrow \text{volíme } 51\Omega. \quad (8.3)$$

Takto konstruovaným děličem napětí je možno dosáhnout potřebného regulovatelného napětí na vstupu zdroje proudu. Z toho důvodu je možno regulovat kmitočet celého funkčního generátoru v rámci jednoho rozsahu pouze potenciometrem P .

Závislost kmitočtu generátoru na poloze potenciometru P je zobrazena na Obr. 8.2. Z grafu je patrné, že regulace kmitočtu celého generátoru je lineární. Zobrazená přímka se vztahuje pro rozsah kmitočtu $f = 100 \text{ Hz}$ až 1000Hz .



Obr. 8.2. Závislost kmitočtu generátoru na poloze potenciometru P

9. Realizace generátoru

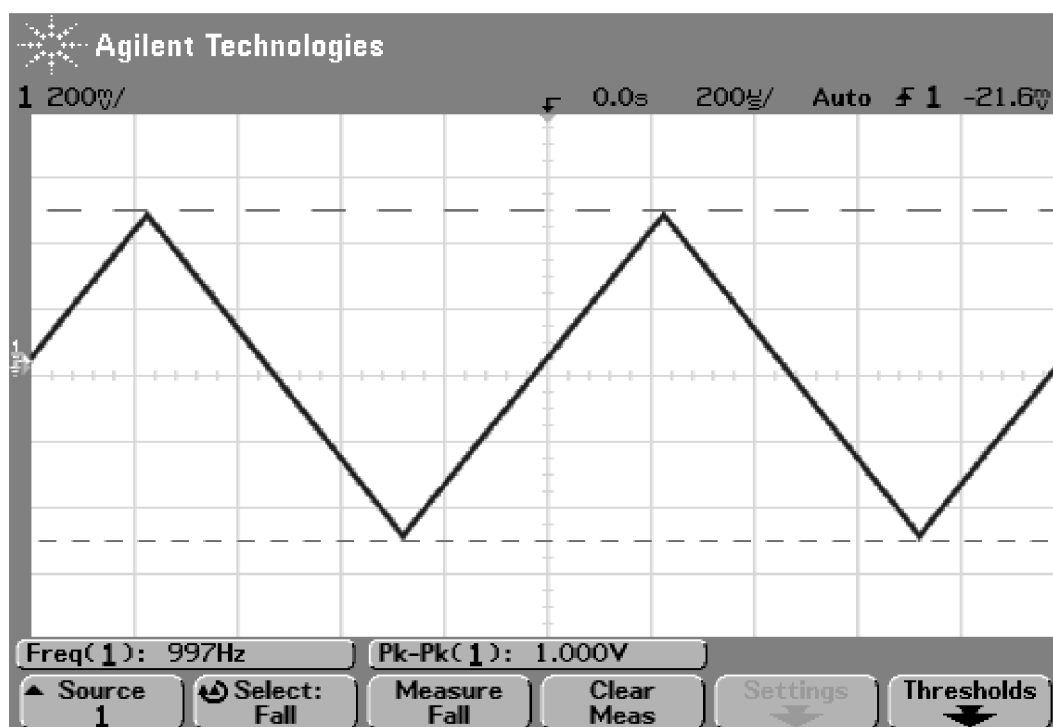
Deska plošných spojů byla vyrobena v dílně ústavu radioelektroniky. Při návrhu desky plošných spojů (dále jen DPS) byl kladen důraz na rozměry desky. Z toho důvodu a vzhledem ke složitosti schématu byla DPS volena oboustranná s rozměry $a = 140\text{mm}$ a $b = 90\text{mm}$.

Potenciometry sloužící k regulaci kmitočtu a amplitudy jsou umístěny přímo na DPS. Taktéž přepínače sloužící ke změně rozsahu kmitočtu a ke změně druhu výstupního signálu jsou umístěny přímo na DPS. Návrh DPS je zobrazen v příloze č. 1. Na straně součástek DPS jsou vedeny převážně spojovací cesty sloužící k napájení jednotlivých integrovaných obvodů. Na straně spojů DPS jsou vedeny spojovací cesty pro různé signály. Osazovací výkres je zobrazen v příloze č. 2.

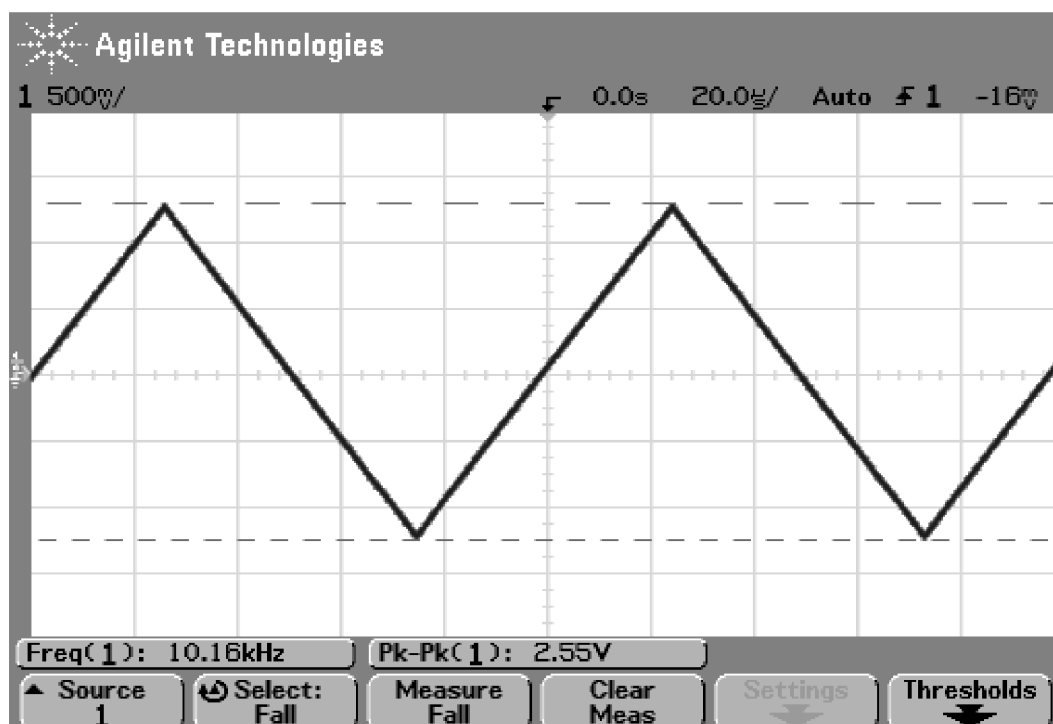
DPS je umístěna v konstrukční krabičce. Ovládání je vyvedeno na povrch krabičky, a to dva potenciometry (kmitočet, amplituda) a dva přepínače (rozsahy kmitočtu, druh výstupního signálu). Dále jsou vyvedeny dva BNC konektory. Jeden tvoří analogový výstup pro trojúhelníkový, obdélníkový a sinusový signál. Druhým výstupem je obdélníkový signál standardu TTL. Současně jsou na zadní straně situovány konektory pro napájení.

10. Naměřené průběhy

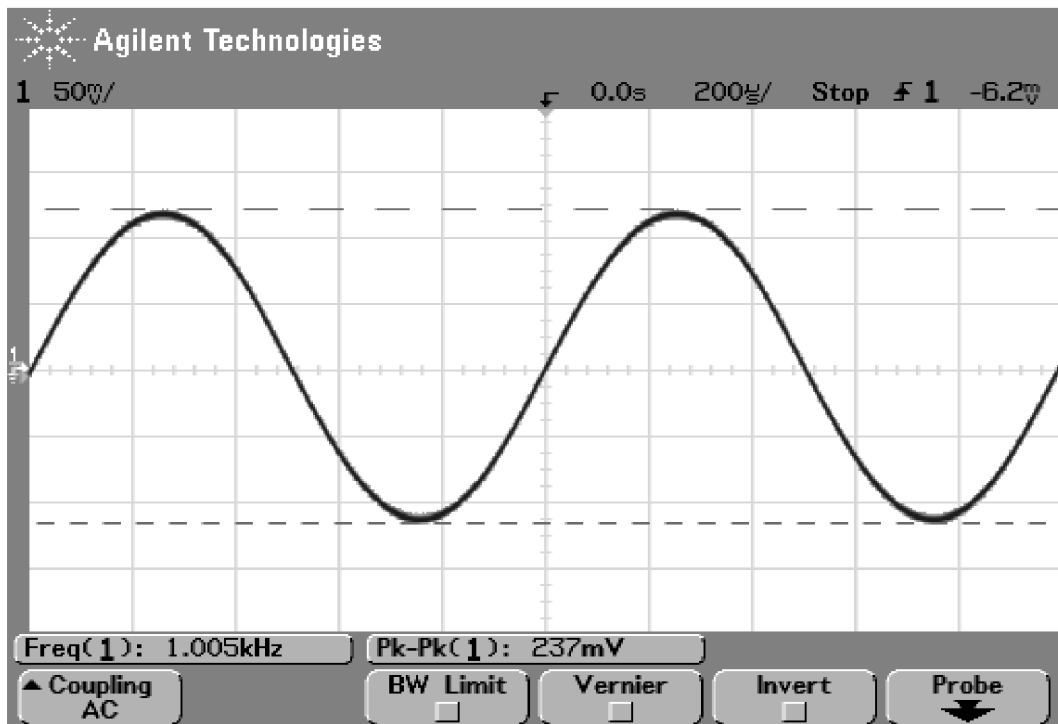
Naměřené průběhy téměř odpovídají teoretickému předpokladu. Pro všechny druhy průběhů s různými kmitočty a amplitudami jsou zobrazeny na Obr. 10.1 až Obr. 10.8.



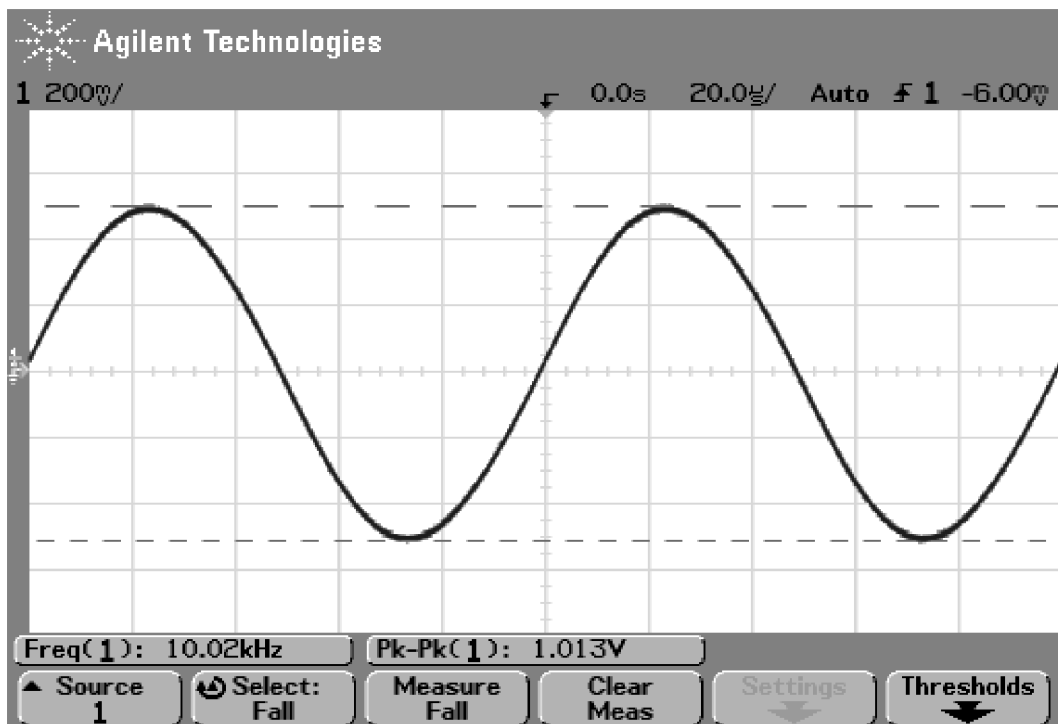
Obr. 10.1. Trojúhelníkový signál $f = 1$ kHz



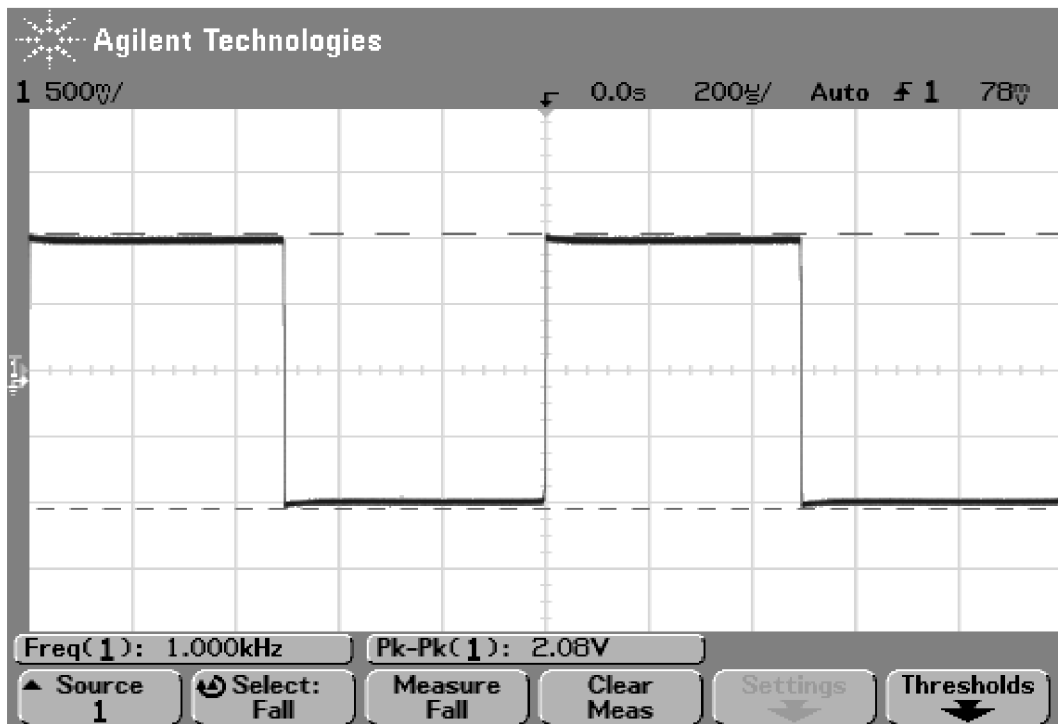
Obr. 10.2. Trojúhelníkový signál $f = 10$ kHz



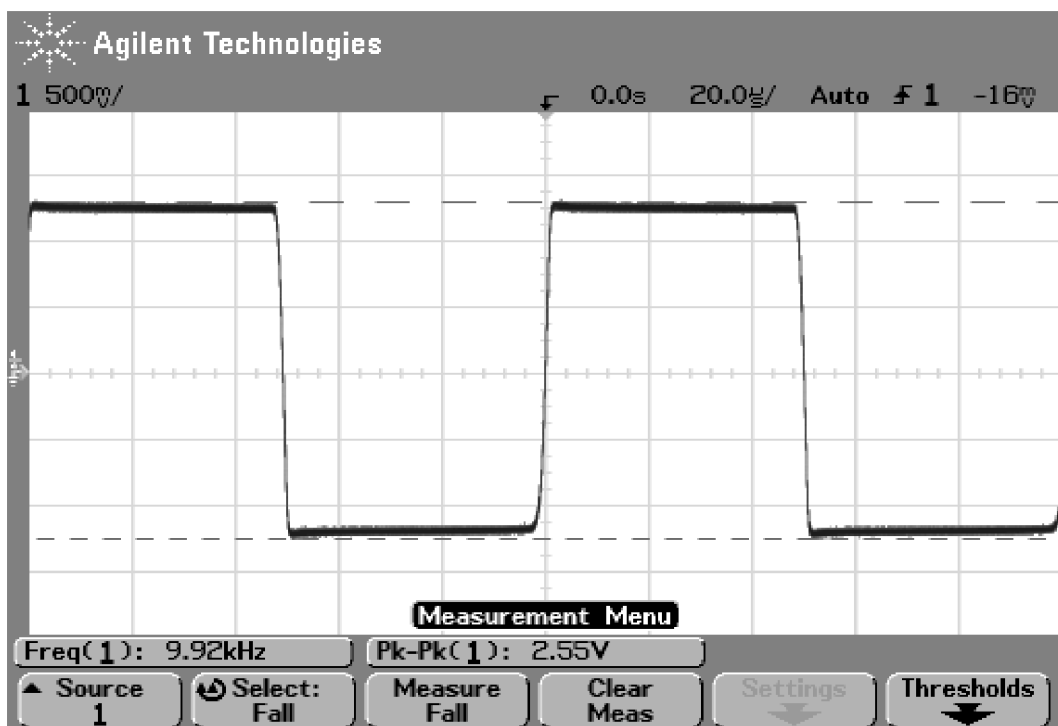
Obr. 10.3. Sinusový signál $f = 1$ kHz



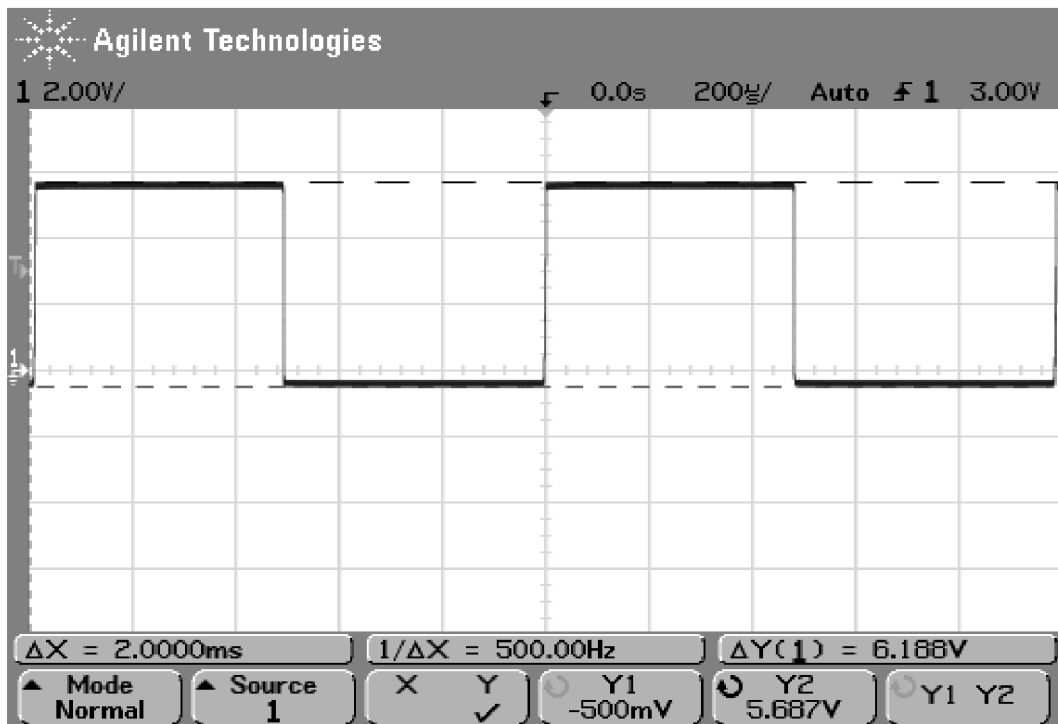
Obr. 10.4. Sinusový signál $f = 10$ kHz



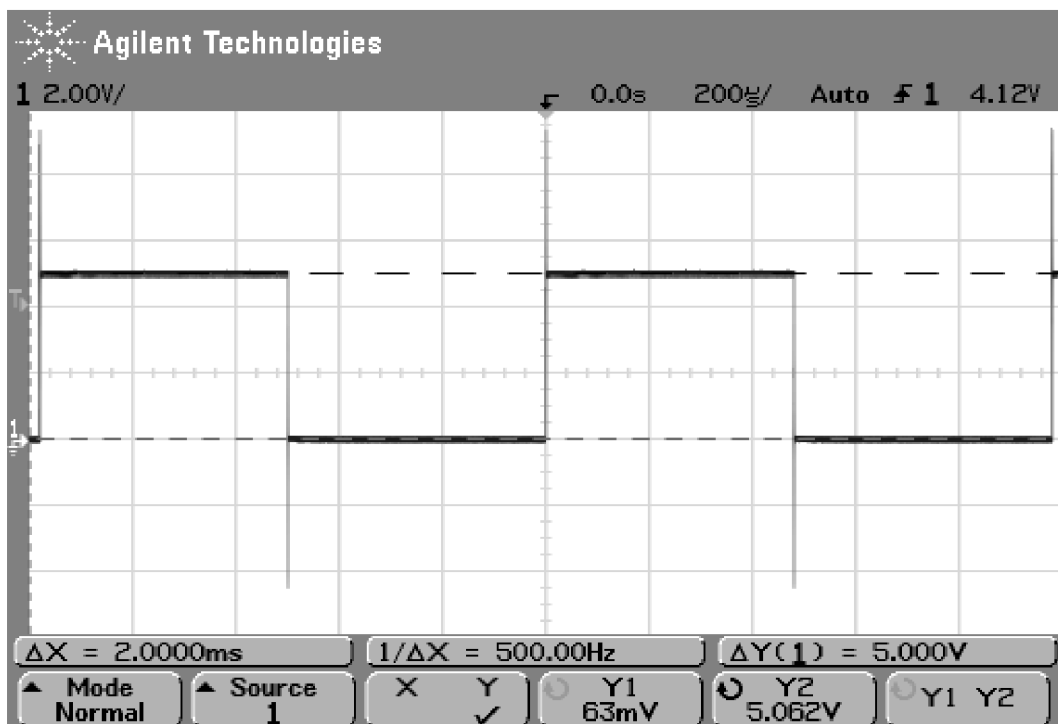
Obr. 10.5. Obdélníkový signál $f = 1$ kHz



Obr. 10.6. Obdélníkový signál $f = 10$ kHz



Obr. 10.7. Obdélníkový signál TTL před logickým hradlem



Obr. 10.8. Obdélníkový signál TTL na výstupu

Na Obr. 10.8. a Obr. 10.9. je patrný vliv logických hradel zařazených na výstup TTL obdélníkového signálu. Hradla zlepši kvalitu standartu TTL. Nevýhodou však je vznik mírných zákmitů.

11. Závěr

Bakalářská práce se věnuje funkčním generátorům, možnostem jejich návrhů a jejich realizaci.

V úvodní části práce jsou uvedeny základy funkce různých oscilátorů. Je zde zpracováno analogové i digitální řešení této problematiky. Dále jsou navrženy jednotlivé části funkčního generátoru. Návrh byl tvořen pouze analogově pro svoji jednoduchost a snadnou realizaci. Práce obsahuje dva návrhy pro dvě koncepce různého řešení. Jednotlivé funkční bloky jsou zakresleny v principiálním blokovém schématu funkčního generátoru a dále samostatně podrobně rozebrány. Funkčnost obou koncepcí je odsimulována v programu P-Spice. Simulované výsledky obou koncepcí jsou uspokojivé a jsou součástí práce.

V závěrečné části je vybrána vhodnější koncepce pro realizaci funkčního generátoru. Je zde popsána realizace generátoru. Z naměřených výsledků plyne, že generátor funguje téměř podle teoretických předpokladů. Trojúhelníkový signál je téměř ideální. U sinusového signálu jsou patrné mírné nedostatky, které ale nemají na výslednou funkčnost žádný vliv. U obdélníkového signálu jsou patrné náběžné a sestupné hrany, které nejsou plně ideální. Obdélníkový signál TTL plní přesně standard TTL, který je předepsán. Kmitočtově generátor plní rozsahy, pro které byl navrhován. Je plynule regulovatelný od $f_{\min} = 5 \text{ Hz}$ do $f_{\max} = 100 \text{ kHz}$.

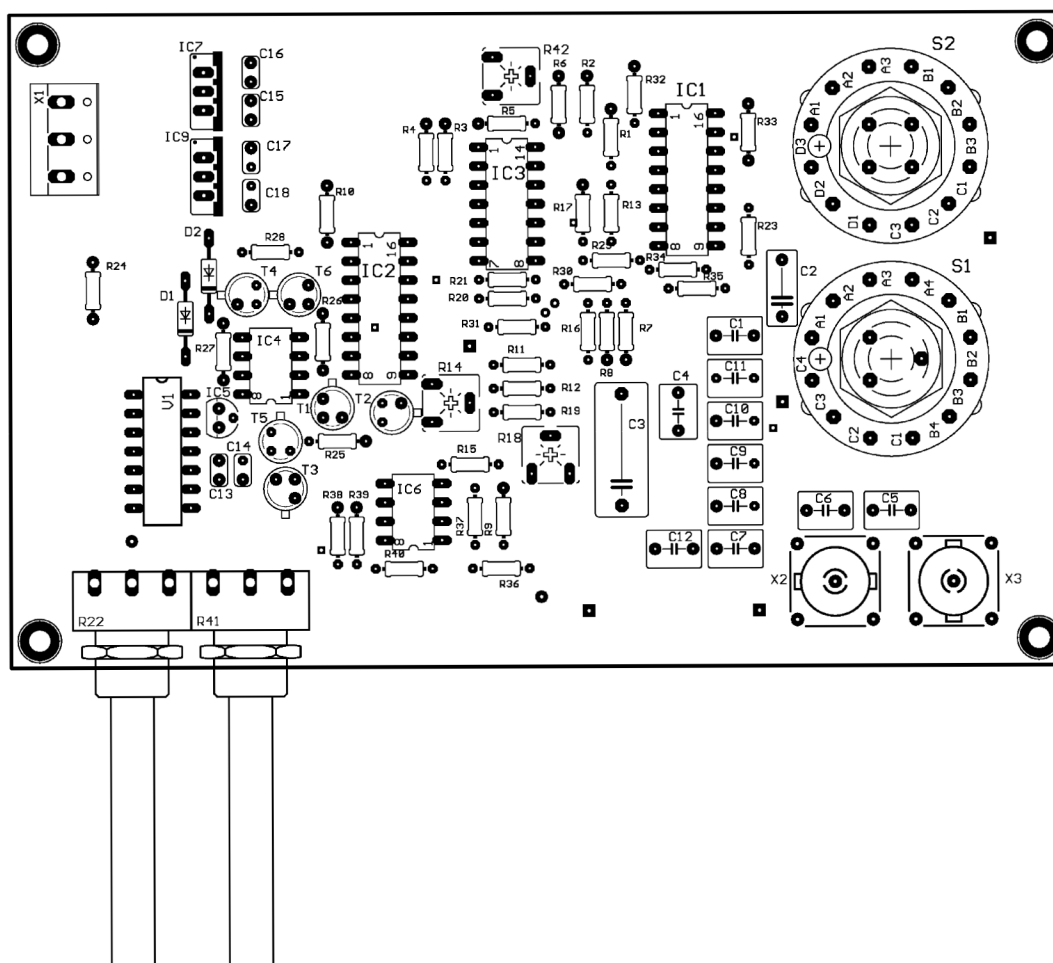
12. Použitá literatura

- [1] HALLIDAY, D., RESNICK, J., WALKER, J. Fyzika. VUT v Brně, nakladatelství VUTIUM a nakladatelství Prometheus, Brno 2001. Dotisk 2003.
- [2] BRANČÍK, L. DOSTÁL T. Analogové elektronické obvody. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007
- [3] Generátory tvarových kmitů. <<http://dce.felk.cvut.cz/es/skripta/e6.pdf>> dostupné dne 31.5.2009
- [4] KLOPNÉ OBVODY. <<http://www.sweb.cz/slaboproud/elt2/stranky1/elt050.htm>> dostupné dne 31.5.2009
- [5] KOLOUCH, J. BIOLKOVÁ, V. Impulzová a číslicová technika. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2003
- [6] PROKEŠ, A. Rádiové přijímače a vysílače. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005
- [7] PROKEŠ, A., ČERMÁK, K. Využití přímé kmitočtové syntézy v radiotechnice, <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/03048/index.html>>. dostupné dne 31.5.2009
- [8] PETRŽELA, J. Teorie elektronických obvodů - zpětná vazba, stabilita a oscilace. Přednáška. FEKT VUT v Brně, 2008
- [9] DOSTÁL, T. Teorie elektronických obvodů. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006
- [10] DOSTÁL, J. Operační zesilovače. BEN - technická literatura, Praha 2005, 1.vydání
- [11] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 1997
- [12] DOSTÁL, T. ŠOTNER, R. Multifunctional Tuned Second-order ARC Filter with Commercially Available Transconductors. Příspěvek IEEE, Brno 2007
- [13] DATASHEET LM 13700, National semiconductor, 2004
- [14] KREJČÍŘÍK, A. Zdroje proudu. BEN - technická literatura, Praha 1999, 1.vydání

Přílohy

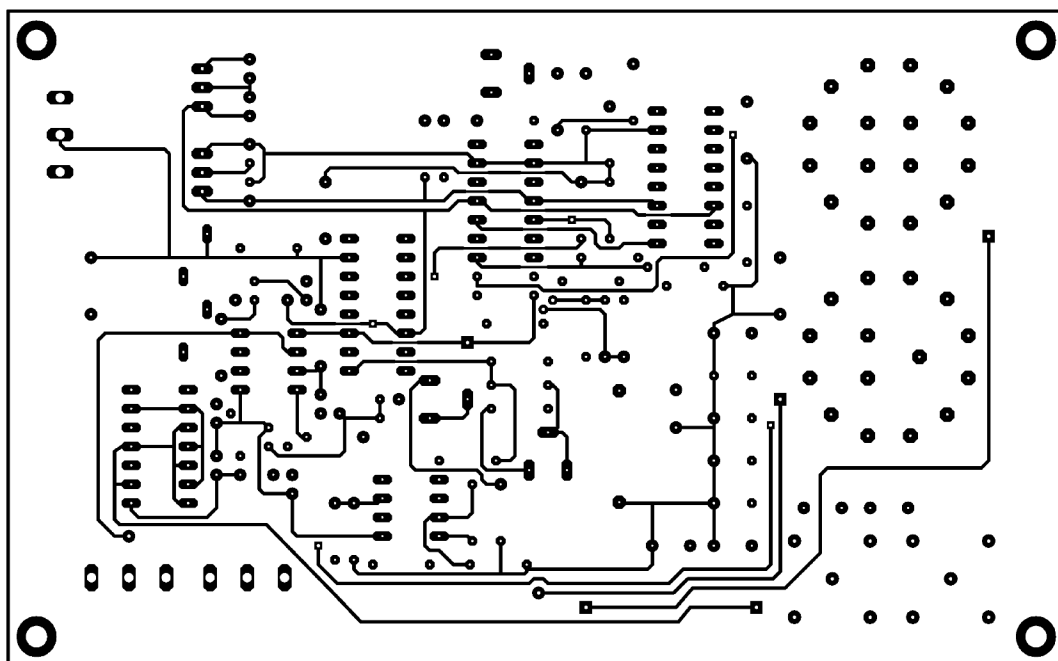
- Příloha č. 1 – Osazovací výkres
- Příloha č. 2 – Deska plošných spojů
- Příloha č. 3 – Seznam součástek
- Příloha č. 4 – Celkové schéma

Příloha č. 1:

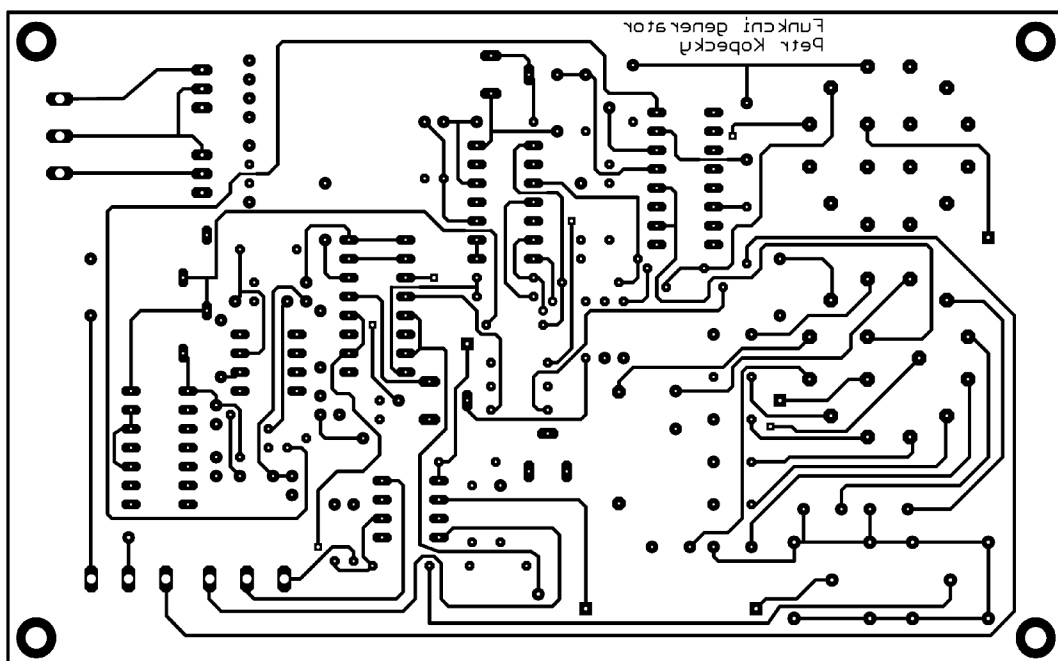


Osazovací výkres

Příloha č. 2:



DPS strana součástek



DPS strana spojů

Příloha č. 3:

Seznam součástek:

Značka ve schématu	Hodnota	Jednotky	Popis
C1	22n	F	Foliový kondenzátor
C2	220n	F	Foliový kondenzátor
C3	2M2	F	Foliový kondenzátor
C4	2n2	F	Foliový kondenzátor
C5	680n	F	Foliový kondenzátor
C6	68n	F	Foliový kondenzátor
C7	6n8	F	Foliový kondenzátor
C8	680p	F	Foliový kondenzátor
C9	680n	F	Foliový kondenzátor
C10	68n	F	Foliový kondenzátor
C11	6n8	F	Foliový kondenzátor
C12	680p	F	Foliový kondenzátor
C13	100n	F	Foliový kondenzátor
C14	100n	F	Foliový kondenzátor
C15	100n	F	Foliový kondenzátor
C16	100n	F	Foliový kondenzátor
C17	100n	F	Foliový kondenzátor
C18	100n	F	Foliový kondenzátor
D1	1N4148		Dioda
D2	1N4148		Dioda
IC1	LM 13700		Operační zesilovač
IC2	LM 13700		Operační zesilovač
IC3	TL074N		Operační zesilovač
IC4	TL072P		Operační zesilovač
IC5	7805		Stabilizátor napětí
IC6	TL072P		Operační zesilovač
IC7	7815		Stabilizátor napětí
IC9	7915		Stabilizátor napětí
R1	1k2	Ω	Rezistor
R2	1k2	Ω	Rezistor
R3	10k	Ω	Rezistor
R4	10k	Ω	Rezistor
R5	130k	Ω	Rezistor
R6	12K	Ω	Rezistor
R7	100k	Ω	Rezistor
R8	100k	Ω	Rezistor
R9	1k	Ω	Rezistor
R10	1k	Ω	Rezistor
R11	100k	Ω	Rezistor
R12	15k	Ω	Rezistor
R13	47k	Ω	Rezistor

R14	1k	Ω	Trimr
R15	10k	Ω	Rezistor
R16	15k	Ω	Rezistor
R17	1k	Ω	Rezistor
R18	1k	Ω	Trimr
R19	1k	Ω	Rezistor
R20	10k	Ω	Rezistor
R21	100k	Ω	Rezistor
R22	1k	Ω	Potenciometr
R23	500	Ω	Rezistor
R24	51	Ω	Rezistor
R25	10k	Ω	Rezistor
R26	10k	Ω	Rezistor
R27	10k	Ω	Rezistor
R28	10k	Ω	Rezistor
R29	10k	Ω	Rezistor
R30	220k	Ω	Rezistor
R31	10k	Ω	Rezistor
R32	10k	Ω	Rezistor
R33	360	Ω	Rezistor
R34	10k	Ω	Rezistor
R35	10k	Ω	Rezistor
R36	1k2	Ω	Rezistor
R37	1k2	Ω	Rezistor
R38	4k7	Ω	Rezistor
R39	1k	Ω	Rezistor
R40	51	Ω	Rezistor
R41	1K	Ω	Potenciometr
R42	10k	Ω	Trimr
S1	přepínač		
S2	přepínač		
T1	2N2222		Tranzistor
T2	2N2905		Tranzistor
T3	2N2905		Tranzistor
T4	2N2222		Tranzistor
T5	2N2905		Tranzistor
T6	2N2905		Tranzistor
V1	7404N		logické hradlo
X1	svorkovnice		
X1	bnc konektor		
X3	bnc konektor		

Příloha č. 4: celkové schéma

