

**VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky**

**Využití spínaných kapacitorů při realizaci generátorů
periodického signálu**

**Utilization Switching Capacitors by Realization of Periodic
Generators**

2012

Jan Vrána

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Zadání bakalářské práce

Student:

Jan Vrána

Studijní program:

B2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2612R059 Mobilní technologie

Téma:

Využití spínaných kapacitorů při realizaci generátorů periodického signálu

Utilization Switching Capacitors by Realization of Periodic Generators

Zásady pro vypracování:

1. Analyzujte zapojení integrátorů se spínanými kapacitami a jejich použití při řešení generátorů periodického signálu.
2. Navrhněte a experimentálně ověřte zapojení laditelného funkčního generátoru.

Seznam doporučené odborné literatury:

FRANCO, Sergio. *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. New York : The McGraw-Hill Companies, 2002. 658 s. ISBN 0-7-112173-0.

Vlastní literární rešerše k řešené problematice.

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Zdeněk Tesař**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 04.05.2012



prof. RNDr. Vladimír Vašínek, CSc.
vedoucí katedry

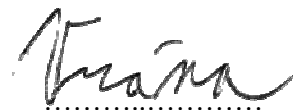


prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

Dne: 24.04.2012

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Třáma', written over a dotted horizontal line.

Poděkování

Rád bych poděkoval Ing. Zdeňku Tesařovi za odbornou pomoc a konzultaci při vytváření této bakalářské práce.

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá využitím spínaných kapacitorů při realizaci generátorů periodického signálu. Hlavním tématem práce je návrh frekvenčně laditelného generátoru harmonických průběhů. Po návrhu klasického generátoru byl kritický prvek nahrazen technologií spínaných kapacitorů a následně bylo ověřeno několik různých druhů zapojení. V poslední části byl navržen filtr pro získání sinusového napětí. Konečný filtr byl realizován opět za pomoci filtru s technologií spínaných kapacitorů. Konkrétně byl využit filtr od firmy Maxim. Všechny tři hlavní průběhy signálů, jsou tedy laditelné za pomoci vnějšího signálu. Bylo odměřeno několik možných zapojení spínaných kapacitorů a bylo zvoleno nejlepší řešení daného problému. Cílem mé práce bylo teoretické popsání problému, změření několika různých zapojení na nepájivém poli a stanovit nejlepší řešení zapojení daného problému. Součástí práce je několik ukázek signálů z průběhu měření a tabulky naměřených hodnot, pro demonstraci správné funkce navrženého generátoru.

Klíčová slova

Spínaný kapacitor, komparátor, integrátor, generátor periodického signálu, Maxim, omezovač napětí, operační zesilovač, deska plošných spojů, integrovaný obvod, činitel jakosti

Abstract

Bachelor thesis is dealing with utilization switching capacitors by realization of periodic generators. The main topic of the thesis is to design periodic generators, which changes its output frequency while the input frequency is changed. First the classic generator was designed and then the critical element was replaced by a technology of switched capacitors. Afterwards various kinds of involvements were verified. In the very last part of the thesis the filter for attaining the sinus voltage was designed. The ultimate filter was realized by utilization of a filter with technology of switched capacitors. Specifically the filter which is produced by a firm called Maxim was used. All three main signal processes can be debugged by means of external signal. Various involvements of the switched capacitors were measured and the best way round a problem was chosen. The aim of my thesis was to describe the problem theoretically, to measure various kinds of involvement on breadboard and to prescribe the best way round a problem of involvement. A part of my thesis includes some signal samples from the process of measurement and some tables of the measured readings which demonstrate the accurate function of the (designed) generator.

Key words

switched capacitors, comparátor, integrátor, Periodic Generators, Maxim, voltage limiter, operational amplifier, printed circuit board, integrated circuit, quality factor

Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
U	V	Napětí
R	Ω	Odpor
T	s	Perioda
C	F	Kapacita
f	Hz	Frekvence
C _S	F	spínaný kapacitor
T _S	s	Perioda spínání
f _{PRAC}	Hz	Zpracovávaný signál
f _S	Hz	spínací frekvence
f _{GEN}	Hz	Generovaný signál
I	A	Proud
t	s	Čas
τ	s	Časová konstanta
U _{2H}	V	Horní výstupní úroveň
U _{1H}	V	Horní výstupní úroveň
U _{2L}	V	Dolní výstupní úroveň
U _{2H}	V	Horní výstupní úroveň
U _{1K}	V	Maximální napětí U ₁
U _{2SAT}	V	Saturační napětí
U _{2OM}	V	Napětí na omezovači napětí
k	%	Činitel harmonického zkreslení

Seznam použitých zkratek

Zkratka	Anglický význam	Český význam
OZ	operational amplifier	Operační zesilovač
SC	switched capacitors	Spínané kapacitory
RLC	involvement resistor, inductor and capacitor	zapojení rezistoru, cívky a kondenzátoru
ARC	Active filter	Aktivní filtr
MOS	Metal Oxide Semiconductor	Polovodič s vrstvou kysličníku křemíku
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor	Complementary MOS

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Teorie spínaných kapacitorů.....	2
2.1	Historie spínaných kapacitorů	2
2.2	Činnost SC.....	2
2.2.1	Druhy základních způsobů zapojení SC.....	3
2.2.2	Výhody a nevýhody náhrady rezistoru obvodem SC	5
3	Teorie generátorů periodického signálu.....	6
3.1	Základní uspořádání funkčního generátoru	6
3.2	Komparátory	9
3.2.1	Invertující komparátor s hysterzí.....	9
3.2.2	Neinvertující komparátor s hysterezí	10
3.3	Integrátor	11
3.4	Příklad zapojení funkčního generátoru	12
3.5	Omezovače napětí.....	13
3.5.1	Antisériové zapojení Zenerových diod.....	13
3.5.2	Symetrický omezovač	14
4	Návrh generátoru periodického signálu.....	15
4.1	Výpočet hodnoty rezistorů R_1 a R_2	15
4.2	Výpočet generované frekvence.....	17
4.3	Měření zpoždění	17
4.4	Měření navrženého generátoru	20
5	Použití SC v generátoru periodického signálu.....	21
5.1	Zapojení SC s jedním přepínačem.....	22
5.2	Zapojení se dvěma přepínači ve fázi	24
5.3	Zapojení se dvěma přepínači v protifázi.....	25

6	Návrh filtru	27
6.1	Teorie filtru	27
6.2	Výpočet vlastností filtru	28
6.3	Zapojení filtru	29
6.4	Stabilizátor napětí	30
7	Závěr.....	31
	Použitá literatura	32
	Seznam obrázků	33

1 Úvod

Bakalářská práce se zabývá využitím spínaných kapacitorů při realizaci generátorů periodického signálu. Hlavním tématem práce je návrh frekvenčně laditelného generátoru harmonických průběhů. Po návrhu klasického generátoru byl kritický prvek nahrazen technologií spínaných kapacitorů a následně bylo ověřeno několik různých druhů zapojení. V poslední části byl navržen filtr pro získání sinusového signálu. Konečný filtr byl realizován opět za pomoci filtru s technologií spínaných kapacitorů.

Práce byla rozdělena do několika kapitol. První část se zabývá úvodem do problematiky bakalářské práce. Následující část řeší teorii spínaných kapacitorů. Je zde uvedena jejich historie, oblasti kde se s nimi můžeme setkat a jsou zde ukázky různých zapojení. Ve třetí části je popsána problematika generátorů periodických průběhů. Konkrétně se jedná o zapojení operačních zesilovačů. Jeden je ve funkci integrátoru a druhý zapojen bezprostředně za ním - je zapojen ve funkci komparátoru. Následuje výpočet hodnot součástek generátoru tak, aby splňoval stanovené parametry. Pátá část se zabývá nahrazením rezistoru integrátoru za obvod se spínanými kapacitami. Tím se dosáhla přeladitelnost hodnoty odporu tohoto rezistoru za pomoci vnější frekvence. Tímto způsobem se bude ovládat frekvence všech výstupních průběhů zároveň. Bylo odměřeno několik možných zapojení spínaných kapacitorů a bylo zvoleno nejlepší řešení daného problému. Závěrečná a poslední kapitola obsahuje základní potřebnou teorii k filtrům, které mají za úkol odfiltrování vyšších harmonických, aby bylo možné vytvořit sinusový průběh. Byl vypočítán nejlepší vhodný filtr a byl zvolen odpovídající sériově vyráběný filtr, který splňuje požadavky.

Cílem mé práce bylo teoretické popsání problému, změření několika různých zapojení na nepájivém poli a v poslední řadě sestavení nejlepšího možného zapojení na tištěném spoji. Součástí práce je několik ukázek signálů z průběhu měření a tabulky naměřených hodnot pro demonstraci správné funkce navrženého generátoru. V příloze jsou pak potřebné údaje pro vytvoření přípravku, seznam použitých součástek a návrh plošného spoje.

2 Teorie spínaných kapacitorů

2.1 Historie spínaných kapacitorů

Poprvé se integrované obvody s použitím spínaných kapacitorů (SC) objevily koncem 70. let. Základním účelem těchto obvodů byla kmitočtová filtrace. Postupem času se SC uplatnily spíše v oblasti nelineárního zpracování signálu a v mnoha dalších oblastech. Dnes se s nimi setkáme například ve formě integrovaných filtrů, v kodecích, v AD převodnících nebo v modulátorech sigma-delta.

Obvody SC tedy vznikly v důsledku vývoje kmitočtových filtrů od RLC filtrů až po aktivní integrované ARC filtry. Induktory byly dlouhou dobu nenahraditelným prvkem v realizaci kvalitních kmitočtových filtrů. Kvůli jejich rozměrům a ztrátě se hledalo jiné řešení. Proto se začala hledat jejich náhrada aktivními prvky. Vznikají tedy aktivní filtry (ARC). Tyto filtry se již daly díky své velikosti zasadit do integrovaného obvodu. První integrované filtry byly nf filtry, které obsahovaly monolitické operační zesilovače, kapacitní čipy a tlustovrstvé rezistory. Následovaly plně integrované filtry za použití technologie MOS.

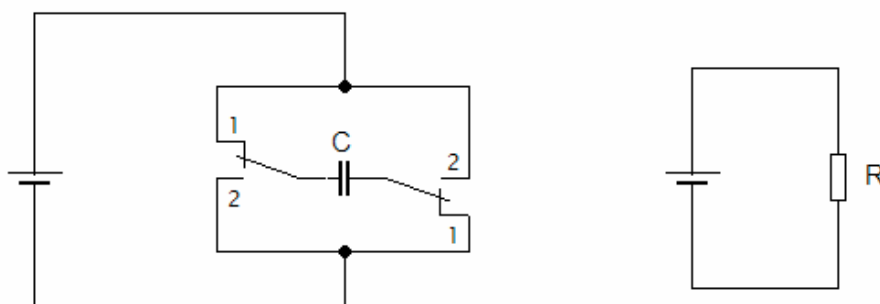
Díky vhodné technologii MOS tedy našly obvody SC široké uplatnění. Takové obvody s sebou nesou spoustu výhod. Jedním z nich jsou malé rozměry. Koeficienty přenosových funkcí jsou nezávisle nastavitelné poměrem kapacit dvou kapacitorů, který lze udržet s přesností až 0,3%. Oba tyto kapacitory jsou realizovány stejnou technologií. Pracovní kapacity jsou řádově pF. Kondenzátory MOS se blíží ideálním s malým rozptylem hodnot a dobrou teplotní stabilitou. Spínacím signálem (změnou jeho kmitočtu) lehce můžeme měnit parametr těchto obvodů [1], [11].

2.2 Činnost SC

Z technologie integrovaných obvodů vyplývá, že návrh a výroba přesných rezistorů je těžší a nákladnější než výroba kapacitorů. To vede k použití právě spínaných kapacitorů k návrhu přesných analogových obvodů. Při této technice se vlastně klasický odpor nahrazuje spínanými kapacitami. Obvod vykazuje stejné tepelné ztráty jako je tomu na klasickém rezistoru. Použitím SC se řídí přenos náboje mezi kondenzátory s danou periodou, namísto klasického využití rezistorů pro řízení velikosti proudu mezi dvěma uzly. Ze vzorců (2.1) a (2.2) je patrné, že odpor je závislý hlavně na kapacitě použitého kapacitoru a na frekvenci přepínání. Čím větší jsou tyto veličiny, tím menší je simulovaný odpor. Je několik způsobů zapojení kapacitorů a spínačů. Některé ze základních způsobů jsou popsány v následujících kapitolách. Náhrada pevného rezistoru za SC není samozřejmě plnohodnotná. Proud odebíraný obvodem je impulsního charakteru. To je dáno nabíjením a vybíjením kapacitoru.

2.2.1 Druhy základních způsobů zapojení SC

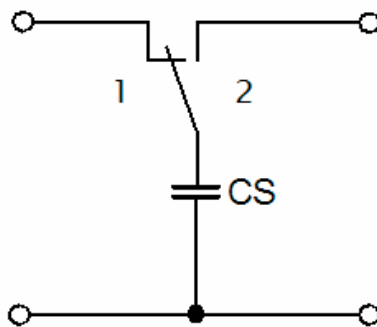
Jedním z prvních způsobů zapojení je princip simulace rezistoru popsany Maxwellem (obr. 2.1). Spínače se synchronně přepínají mezi stavy 1 a 2 s periodou T a připojují tak nabitý kapacitor k baterii vždy se střídající se polaritou. Hlavní vlastností tohoto obvodu je, že je odebrán proud ve všech fázích. Tento princip se dnes již nepoužívá, protože SC filtry vykazovaly strmý přechod kmitočtové charakteristiky z propustného do nepropustného pásma. Na velikost simulovaného rezistoru mají velmi velký vliv parazitní kapacity mezi elektrodami kapacitoru a substrátem, jež mohou nabývat až 30% kapacity původního kapacitoru. Na výrobu integrovaných filtrů technologií CMOS je tak toto zapojení prakticky nepoužitelné. Zapojení na obr. 2.1 vykazuje oproti následujícím zapojením čtyřikrát menší odpor. To je dáno tím, že během jedné fáze se odebrá dvakrát větší náboj a tento náboj je odebrán v každé fázi. Výpočet hodnoty simulovaného odporu je pak uveden ve vztahu (2.1) převzatého z literatury [10].



Obr. 2.1 - Maxwelllovo zapojení

$$R = \frac{2T}{2C_s} = \frac{T_s}{4C_s} = \frac{1}{4 \cdot f_s \cdot C_s} [\Omega] \quad (2.1)$$

Další možné zapojení je uvedeno na obr. 2.2. Toto zapojení je velice jednoduché. V první fázi se kapacitor nabíjí ze vstupu. Při přepnutí do fáze 2 se vybíjí na výstup. Hodnota takto nasimulovaného rezistoru je pak dána vztahem (2.2) převzatého z literatury [9].

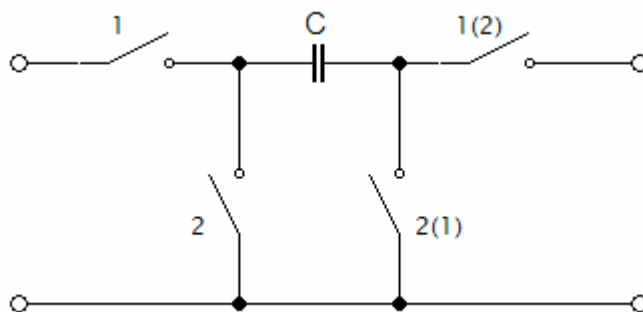


Obr. 2.2 - Zapojení s jedním přepínačem

$$R = \frac{2T}{C_s} = \frac{T_s}{C_s} = \frac{1}{f_s \cdot C_s} [\Omega] \quad (2.2)$$

Kde $T_s = 2T$ a T je perioda spínání

Další možnost zapojení můžeme vidět na obr. 2.3. Hodnota takto nasimulovaného rezistoru je taktéž dána vztahem (2.2). Toto zapojení je necitlivé na parazitní kapacity. Ovšem pouze za předpokladu, že obě „živé“ svorky jsou zapojeny na tvrdé zdroje napětí. Dále se liší i tím, že volbou fázování spínačů lze měnit polaritu náboje integrovaného do následných obvodů, a tím i znaménko odporu simulovaného rezistoru.



Obr. 2.3 - Simulace rezistoru se dvěma přepínači

2.2.2 Výhody a nevýhody náhrady rezistoru obvodem SC

Výhody jsou zmíněny již v předchozí kapitole a zde jsou jen shrnuty. První výhodou použití SC je nepochybně velikost. Ta umožňuje použití této technologie v integrovaných obvodech téměř bez omezení na velikosti. Uvažujme například vzorkovací frekvenci 100 kHz. Pak rezistor o $R = 10^7 \Omega$ je simulován kapacitorem v zapojení na obr. 2.3 o $C_R = T_S/R = 1 \text{ pF}$. Víme, že tento kapacitor zabírá plochu $2000 \mu\text{m}^2$, což je 500 krát méně než u původního rezistoru $10^7 \Omega$. Další výhodou této metody oproti technologii MOS je přesnost výroby. Přesnost výroby se pohybovala kolem 5 - 20%. Poměr dvou kapacit lze vyrobit s přesností až 0,05 - 1% a je málo závislý i na změnách teploty a stárnutí čipu. Časová konstanta je nyní dána vztahem (2.3) [1]. Z uvedeného vztahu vyplývá, že časová konstanta bude dána periodou a poměrem dvou kapacit. Perioda může být přesně řízená oscilátorem. Odpor simulovaného rezistoru tak můžeme libovolně měnit v závislosti na spínané frekvenci. Pokud budeme tímto způsobem řídit všechny spínané kapacitory, tak nám to umožní nastavovat filtr pomocí signálu, aniž bychom změnili tvar této charakteristiky. Této vlastnosti bude dále využito při návrhu generátoru periodického signálu.

$$RC = T_S \cdot \frac{C}{C_S} \quad (2.3)$$

Nevýhody použití filtrů s SC jsou prakticky dvě. ARC obvody pracují spojitě v čase, SC pracují impulsně. Napětí v SC filtru má schodovitý charakter. To je dáno díky prudkému přebíjení a následnému vybíjení kapacitorů. Pokud bude vzorkovací kmitočet několikanásobně vyšší než kmitočet zpracovávaného signálu, pak tento vzorkovací efekt není významný. Doporučená relace poměru zpracovávaného signálu (f_{PRAC}) a vzorkovací frekvence (f_S) je 1/50 až 1/100. Druhou nevýhodou je, že musí být splněna podmínka vzorkovacího teorému, ta je uvedena ve vztahu (2.4) [1]. Nejvyšší pracovní kmitočty u technologie MOS dosahují řádově jednotek MHz. Nejrychlejší dostupné analogové spínače však pracují do kmitočtů řádově jednotek MHz, musíme počítat s pracovními frekvencemi do desítek kHz. Omezíme tedy vliv efektu vzorkování. Volíme $f_S/50$ až $f_S/100$. Tak dostaneme zpracovávaný signál pouze řádově do hranice 100 kHz.

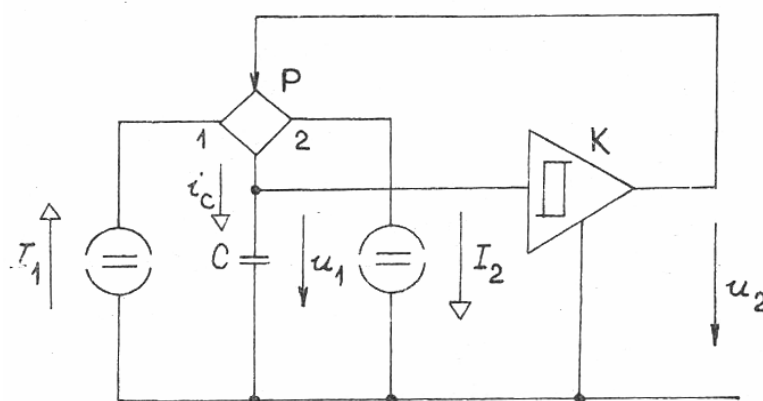
$$f_{PRAC} < \frac{f_S}{2} \quad (2.4)$$

Tato kapitola byla čerpána z literatury [1], [11].

3 Teorie generátorů periodického signálu

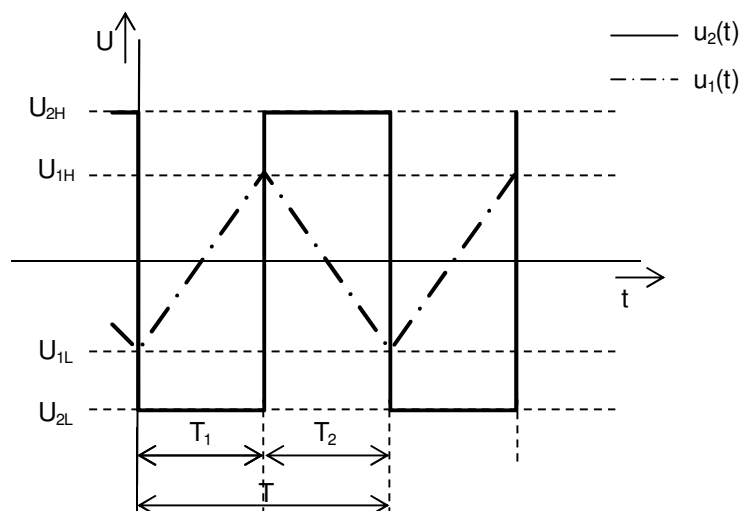
Při některých druzích měření je zapotřebí zkušební signál s nastavitelnými parametry s jistou přesností. Ať už se jedná o proměřování frekvenčních charakteristik, měření poměru signálu k šumu nebo měření nelineárních obvodů. V praxi se používá periodických kmitů, které se od harmonických podstatně liší. Vyznačují se hlavně strmými skoky. Tyto prudké skoky označujeme jako relaxační. Představiteli jsou trojúhelníkové kmitů, pilové kmitů, pravoúhlé kmitů a pravoúhlý puls. Při generování těchto relaxačních kmitů si vystačíme se soustavou prvního řádu s pouze jediným akumulacním prvkem. Ve funkčních generátorech se jako akumulacního prvku používá výhradně kapacitor, proto je mu věnována i následující kapitola, kde je popsán základní popis činnosti kapacitoru v takovém obvodu.

3.1 Základní uspořádání funkčního generátoru



Obr. 3.1 - Základní zapojení generátoru funkcí [2]

Činnost funkčního generátoru využívající kapacitor je vyobrazená na obr. 3.1. Pro správnou funkci kapacitoru se střídají dva intervaly napájení kapacitoru C . První interval nabíjí kapacitor kladným proudem $i_C = I_1$. Ve druhém intervalu je kapacitor nabíjen záporným proudem $i_C = -I_2$. Přechod mezi těmito intervaly je zajištěn přepínačem s označením P . Přepínač P pracuje na základě úrovně napětí $u_1(t)$ na kapacitoru C . Oba tyto děje jsou zobrazeny na obr. 3.2.



Obr. 3.2 - Činnost funkčního generátoru

Při poloze přepínače 1 jde do kapacitoru C kladný proud $i_C = I_1$, napětí na něm roste lineárně s časem, jak je to uvedeno ve vzorci (3.1) [2].

$$u_1(t) = U_{1L} + \frac{I_C}{C} \cdot t \quad (3.1)$$

Počáteční napětí na kapacitoru bude označeno jako U_{1L} . Napětí $u_1(t)$ působí na vstup K, zvaného komparátor (komparátor je uveden podrobněji v následujících kapitolách). Komparátor má za úkol, aby při dosažení určité horní úrovně (U_{1H}) na kapacitoru přešlo jeho výstupní napětí $u_2(t)$ z jedné konstantní hodnoty např. U_{2L} na jinou např. U_{2H} . Tato skoková změna napětí $u_2(t)$ vyvolá přepnutí přepínače P do polohy 2. Doba T_1 potřebná k tomu, aby se kapacitor C nabil z napětí U_{1L} na napětí U_{1H} , je dána vztahem 3.2 [2].

$$T_1 = \frac{(U_{1H} - U_{1L}) \cdot C}{I_1} \quad (3.2)$$

Při poloze přepínače 2 je nyní kapacitor C nabíjen záporným proudem $i_C = -I_2$. To má za důsledek zmenšování náboje a především klesáním napětí až do záporných hodnot. Toto napětí klesá lineárně s časem, jak je to uvedeno ve vzorci (3.3) [2].

$$u_1(t) = U_{1H} - \frac{I_2}{C} \cdot t \quad (3.3)$$

Až dosáhne napětí $u_1(t)$ určité úrovně U_{1L} , opět reaguje komparátor K. Znovu změní svoje výstupní napětí. Tentokrát ale přejde z úrovně U_{2H} do původní úrovně U_{2L} . Doba T_2 potřebná k tomu, aby se kapacitor C vybil z napětí U_{1H} na napětí U_{1L} , je dána vztahem (3.4) [2]. Přepínač se opět přepne zpět do polohy 1 a děj se periodicky opakuje.

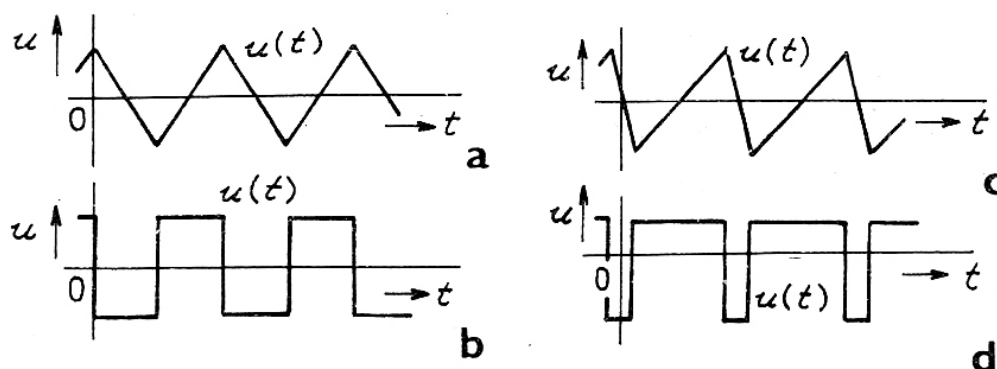
$$T_2 = \frac{(U_{1H} - U_{1L}) \cdot C}{I_2} \quad (3.4)$$

Jednoduchým odvozením ze vzorců (3.2) a (3.3) můžeme určit, že celý děj se opakuje s periodou T danou vzorcem (3.5) [2].

$$T = T_1 + T_2 = (U_{1H} - U_{1L}) \cdot C \cdot \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} \right) \quad (3.5)$$

Dále jsou uvedeny dvě situace, které mohou nastat v důsledku různých velikostí proudů I_2 a I_1 .

- Při $I_1 = I_2$ se generuje trojúhelníkové napětí $u_1(t)$. Toto napětí je uvedeno na obrázku 3.3a. Spolu s tímto napětím $u_1(t)$ dostaneme i pravoúhlé napětí $u_2(t)$ viz. obr. 3.3b.
- Při $I_2 > I_1$ dostaneme pilovité napětí $u_1(t)$. Toto napětí je uvedeno na obrázku 3.3c. Spolu s tímto dostaneme ještě pravoúhlý puls $u_2(t)$ viz. obr. 3.3d.



Obr. 3.3 - Relaxační kmity [2]

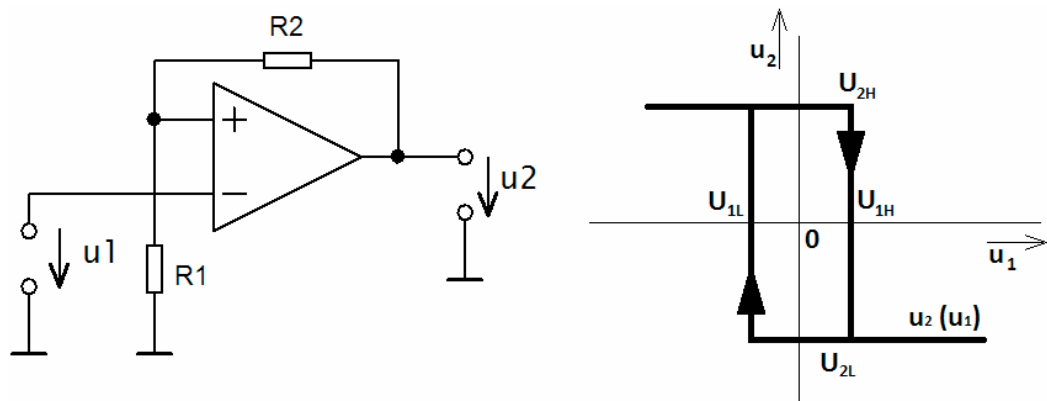
V předešlé úvaze bylo uvažováno napájení kapacitoru ze zdrojů konstantního proudu. Tyto zdroje můžeme realizovat za pomoci tranzistoru. V praxi se ale častěji používají zdroje proudu s vlastnostmi zlepšenými pomocí operačního zesilovače. Pro napájení kapacitoru konstantním proudem lze také využít integrátoru. Tato cesta je rozebrána dále.

3.2 Komparátory

Komparátory pracují tak, že při určitém vstupním napětí se skokově změní napětí na výstupu. Výstup na komparátoru tak nese jednobitovou informaci, které ze dvou napětí je vyšší. Důležité vlastnosti komparátoru s hysterezí [6]:

- hystereze umožňuje zmenšit nebo odstranit vliv rušivých signálů na činnost komparátoru
- velikost hystereze určuje pásmo na necitlivost komparátoru na změny vstupního signálu
- kladná zpětná vazba umožňuje rychlou změnu výstupní úrovně z jedné na druhou a naopak.

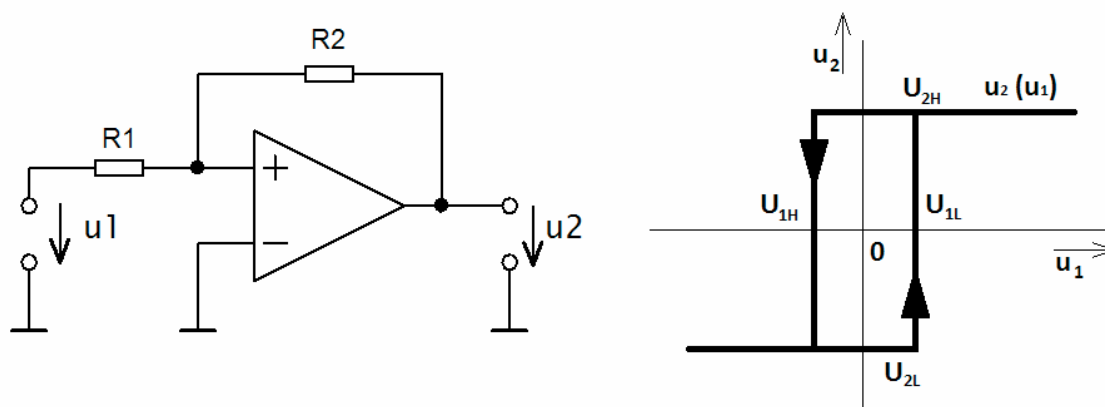
3.2.1 Invertující komparátor s hystezí



Obr. 3.4 - Invertující komparátor s hystezí

Jak bylo zmíněno výše, komparátor má za úkol skokově měnit napětí na svém výstupu. Toho dosáhneme zavedením kmitočtově nezávislé zpětné vazby u diferenčního zesilovače. Toto zapojení je vyobrazeno na obr. 3.4. V literatuře je toto zapojení invertujícího komparátoru s hystezí uváděno také jako invertující Schmittův klopný obvod. Podle toho, zda je na výstupu kladné nebo záporné napětí, přivádíme na neinvertující vstup kladné napětí U_{1H} , nebo záporné napětí U_{1L} . Napětí U_{2H} je na výstupu operačního zesilovače jen tehdy, je-li $u_1 < U_{1H}$. Bude-li se napětí $u_1(t)$ blížit ke srovnávacímu napětí U_{1H} , překlopí se výstupní napětí z U_{2H} na U_{2L} . Záporná změna na výstupu má okamžitě za následek i změnu vstupního signálu. Napětí $u_1(t)$ se začne měnit z horní hranice U_{1H} . Až napětí $u_1(t)$ dosáhne hodnoty U_{1L} , tak se napětí na výstupu opět překlopí za podpory kladné zpětné vazby. Překlopí se i vstupní napětí $u_1(t)$ a celý děj se opakuje.

3.2.2 Neinvertující komparátor s hysterezí



Obr. 3.5 - Neinvertující komparátor s hysterezí

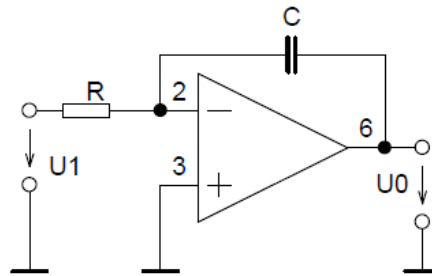
Základní zapojení je uvedeno na obr. 3.5. Je zde rovněž uvedena odpovídající ideální přenosová charakteristika. Výstup komparátoru nese jednobitovou informaci, které ze dvou napětí je vyšší. Jestliže bude na vstupu velké napětí $u_1(t)$, bude na výstupu komparátoru napětí $u_2(t) = U_{2H}$. Pokud se bude vstupní napětí snižovat, nebude to mít vliv na výstupní napětí komparátoru, dokud vstupní napětí $u_1(t)$ nedosáhne hodnoty U_{1H} . Vstupní napětí se poté překlopí na výstupní hodnotu U_{2L} . V závislosti na této změně se vstupní napětí $u_1(t)$ začne zvyšovat. Tento stav trvá, dokud vstupní napětí nedosáhne hodnoty U_{1L} . Poté se napětí znovu překlopí a celý děj se opakuje. Výpočet hodnoty výstupního napětí U_{1H} je uveden níže ve vzorci (3.6) [2]. Taktéž je uveden vztah pro výstupní napětí U_{2L} (3.7) [2].

$$U_{1H} = -\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \cdot U_{2H} \quad (3.6)$$

$$U_{1L} = -\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \cdot U_{2L} \quad (3.7)$$

O dalších možných zapojeních a hlavně o vlastnostech operačních zesilovačů pojednává literatura [3].

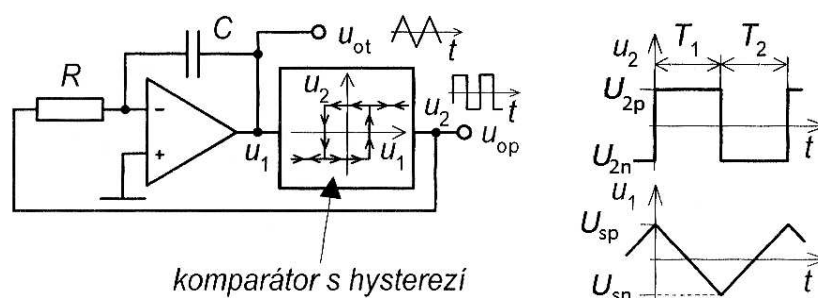
3.3 Integrátor



Obr. 3.6 - Integrátor

$$U_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^1 U_1 dt + U_0(0) \quad (3.8)$$

Integrátor provádí matematickou funkci integrování. To znamená, že napětí na výstupu je integrálem napětí na vstupu. Nastavením RC členu se určuje časová konstanta ($\tau = R \cdot C$) integrátoru, jejíž velikostí volíme rychlost integrace. V obvodu bývá toto zapojení často použito pro generování trojúhelníkových průběhů. Výstupní napětí je dáno vztahem (3.8) [6]. Z výstupu integrátoru dostáváme trojúhelníkový signál. Toto je vyobrazeno na obr. 3.7. Protože je integrátor invertující, musí být z důvodu zavedení kladné zpětné vazby zapojen i komparátor jako invertující. Na výstupu komparátoru získáme pravoúhlé impulzy. Z výstupu je na vstup integrátoru zavedena silná kladná zpětná vazba, která způsobí generování signálů. Strmost vzestupné části trojúhelníkového průběhu je dána vztahem (3.9) [4]. Strmost sestupné části je pak dána vztahem (3.10) [4].

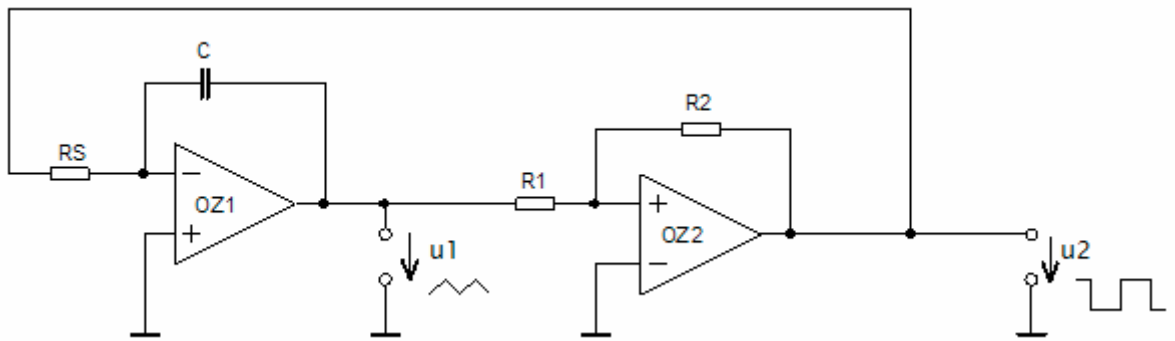


Obr. 3.7 - Princip generování trojúhelníkových průběhů [4]

$$\frac{(U_{1H} - U_{1L})}{T_1} = \frac{U_{2H}}{RC} \Rightarrow T_1 = \frac{RC \cdot (U_{1H} - U_{1L})}{U_{2H}} \quad (3.9)$$

$$\frac{(U_{1H} - U_{1L})}{T_2} = -\frac{U_{2L}}{RC} \Rightarrow T_2 = \frac{RC \cdot (U_{1H} - U_{1L})}{(-U_{2L})} \quad (3.10)$$

3.4 Příklad zapojení funkčního generátoru



Obr. 3.8 - Nejjednodušší funkční generátor

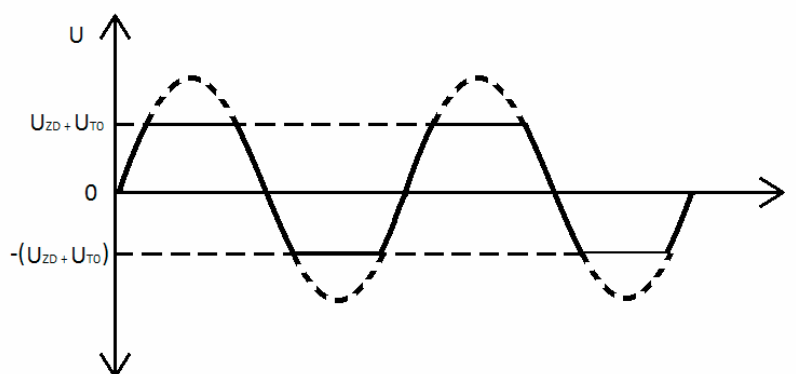
Nejjednodušší funkční generátor lze realizovat pomocí integrátoru a neinvertujícího komparátoru s hysterezí obr. 3.8. Funkční generátory se nejčastěji používají pro generování velmi pomalých kmitů. Jedná se o řádově 0,1 mHz až 100 Hz. Integrátor integruje vstupní napětí, které je zároveň výstupním napětím z komparátoru. Jestliže výstupní napětí komparátoru dosáhne komparačního napětí, tak komparátor zareaguje tak, že překloupí svoje výstupní napětí z horní úrovně na dolní a naopak. Tím je ovlivněn i vstup na integrátor. Výstupní napětí z integrátoru se bude zmenšovat, dokud zase nedosáhne dolní úrovně komparačního napětí. Komparátor se pak znovu překloupí. Tento děj se neustále opakuje. Kmitočet tvarových kmitů lze v širokém rozmezí měnit volbou integrační konstanty. Úrovně napětí trojúhelníkových kmitů závisí pouze na nastavených komparačních úrovních. Maximální výstupní hodnota napětí integrátoru je dána vztahem (3.11) [2]. Tento vztah platí pouze za předpokladu $U_{2H} = |U_{2L}| = U_2$. Z uvedeného vztahu je jasně vidět, že maximální hodnota trojúhelníkových kmitů je dána především parametry komparátoru. Především tedy vhodnou volbou rezistorů R_1 a R_2 . Doba periody je dána vztahem (3.12) [2]. Jedná se vlastně o dvojnásobek doby, kdy se výstupní napětí integrátoru změní od $-U_{1max}$ na U_{1max} . Opět je z uvedeného vztahu vidět, že kmitočet nezávisí na velikosti výstupního napětí U_2 . Na výstupu komparátoru tedy dostáváme pravoúhlé kmitky s maximální hodnotou U_2 . Na výstupu integrátoru dostáváme trojúhelníkové kmitky.

$$U_{1max} = \frac{R_1}{R_2} \cdot U_2 \quad (3.11)$$

$$T = 4RC \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (3.12)$$

3.5 Omezovače napětí

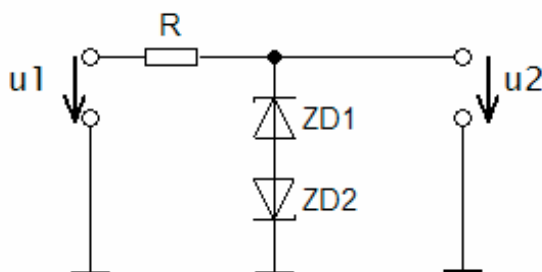
Je mnoho zapojení omezovačů napětí. V této kapitole jsou popsány pouze dva nejpoužívanější. Napěťová ochrana se používá v případech, kdy zátěž má určitou induktivní složku a při odpojení vlivem indukce se na ní objeví špička napětí, která by mohla poškodit operační zesilovač. Jsou to obvody, které neovlivňují výstupní napětí pokud nepřekročí požadovanou úroveň. Na překročení napětí reagují omezením napětí. Výsledný signál je pak znázorněn na obr. 3.9. Zapojení omezovače je využito pro omezení výstupního napětí U_{SAT} na požadovanou hodnotu. Tento omezovač ořeže špičky signálu na výstupu na požadovanou hodnotu. Ta se volí správným zvolením prvků omezovače.



Obr. 3.9 - Výstupní průběh usměrňovače

3.5.1 Antisériové zapojení Zenerových diod

Nejjednodušší omezení je antisériové zapojení Zenerových. Toto zapojení je vyobrazeno na obr. 3.9. Omezovač omezuje na napětí Zenerovy diody v závěrném směru (Zenerovo napětí U_{ZD}) plus napětí Zenerovy diody ve směru propustném U_{T0} , to se obvykle pohybuje okolo 0,7 V. Výstupní napětí $u_2(t)$ bude rovno maximálně součtu těchto dvou napětí. Rezistor reguluje proud, který teče tímto zapojením, aby Zenerovy diody pracovaly podle našich představ.



Obr. 3.10 - Antisériové zapojení Zenerových diod

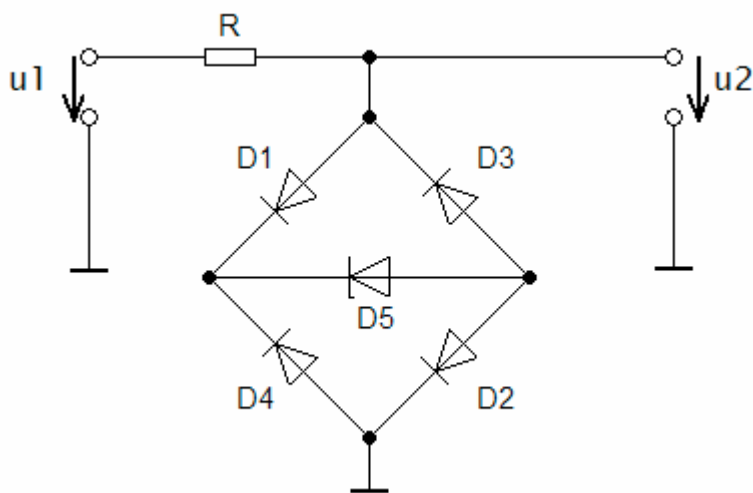
3.5.2 Symetrický omezovač

Zapojení symetrického omezovače je uvedeno na obr. 3.11. Oproti antisériovému zapojení není nutné u symetrického omezovače vybírat dvě stabilizační diody. Při kladném napětí U_0 spínají diody D4, D3 a D5. Napětí na výstupu je pak dáno vztahem (3.13) [7]. Při záporném napětí pak spínají diody D5, D2 a D1. Výstupní napětí je definováno vztahem (3.14) [7]. V ideálním případě uvažujeme rovnost všech použitých diod. Z toho vyplývá, že $U_{2\text{MAX}} = -U_{2\text{MIN}}$. Omezení je tedy symetrické [7].

$$U_{2\text{max}} = U_Z + 2U_D \quad (3.13)$$

$$U_{2\text{min}} = -U_Z - 2U_D \quad (3.14)$$

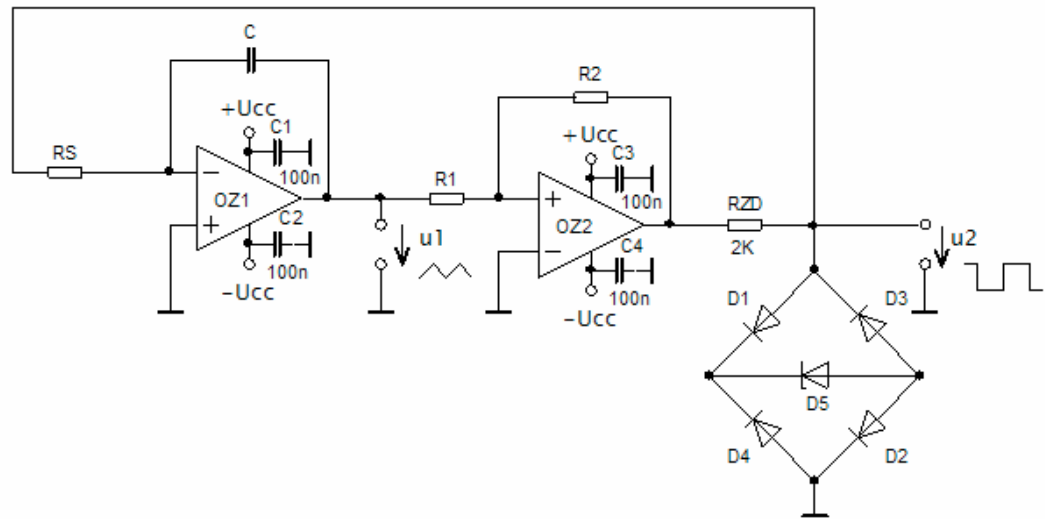
Diody D1 až D4 jsou často realizovány jako Schottkyho diody. Schottkyho dioda využívá účinku styku polovodiče a kovu. Doba vzniku a zániku hradlové vrstvy je značně menší než je tomu u diod s PN přechodem. Z toho vyplývá, že se Schottkyho diody dají použít na usměrnění vyšších frekvencí. Dále se Schottkyho dioda vyznačuje menším napětím v propustném směru než je tomu například u křemíkových diod. Těto vlastnosti je využito především při zapojení omezovače, jehož výsledné napětí se tak více přiblíží hodnotě napětí na diodě D5, která je pak realizována pomocí Zenorovy diody.



Obr. 3.11 - Symetrický omezovač

Třetí kapitola čerpala převážně z literatury [2], [4], [5].

4 Návrh generátoru periodického signálu

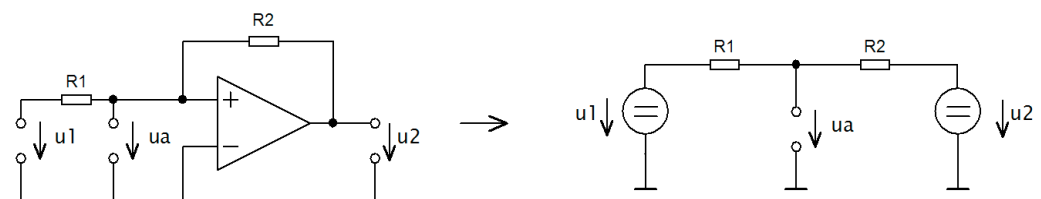


Obr. 4.1 - Zapojení realizovaného generátoru

Tato kapitola se zabývá návrhem generátoru funkcí - Obr. 4.1. Klasický generátor je zde rozšířen ještě o symetrický omezovač napětí. U každého z operačních zesilovačů se navíc objevil na jeho napájení kondenzátor o hodnotě 100 nF. Tyto blokovací kondenzátory slouží pro vyrovnání změn napětí na napájení.

4.1 Výpočet hodnoty rezistorů R_1 a R_2

Klasický komparátor si můžeme pro názornost představit jako jednoduchý dělič jak je to vyobrazeno na obr. 4.2.



Obr. 4.2 - Nahrazení komparátoru za dělič

Ze zapojení vyplývá vztah (4.1).

$$u_a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_2 \quad (4.1)$$

Z tohoto vztahu se odvodí vztah pro U_{1K} . Odvození vztahu pro U_{1L} a U_{1H} zanedbáváme, protože uvažujeme $|U_{1H}| = |U_{1L}| = |U_{1K}|$.

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{1k}| + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{2SAT}| \\ u_a &= 0 \\ 0 &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{1k}| + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{2SAT}| \\ 0 &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{1k}| + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot |U_{2SAT}| \\ R_2 \cdot |U_{1k}| &= -R_1 \cdot |U_{2SAT}| \\ |U_{1k}| &= -\frac{R_1}{R_2} \cdot |U_{2SAT}| \\ U_{1pp} &= 2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot |U_{2SAT}| \end{aligned}$$

Za $|U_{1K}|$ dosadíme hodnotu $\pm 5V$. Při výpočtu nahradíme $|U_{2SAT}|$ za napětí $|U_{2OM}|$. Toto napětí dostáváme až za rezistorem R_{ZD} , který reguluje proud do omezovače napětí. Tento omezovač je nastaven na hodnotu $5V$. Z toho tedy vyplývá, že za napětí $|U_{2OM}|$ budeme dosazovat rovněž $\pm 5V$. Hodnota $|U_{2SAT}|$ je bezprostředně na výstupu komparátoru. Po dosazení uvedených hodnot dostáváme:

$$\begin{aligned} |U_{1k}| &= \frac{R_1}{R_2} \cdot |U_{2OM}| \\ \frac{|U_{1k}|}{|U_{2OM}|} &= \frac{R_1}{R_2} \\ \frac{|5|}{|5|} &= \frac{R_1}{R_2} \\ 1 &= \frac{R_1}{R_2} \end{aligned}$$

Hodnoty rezistorů budeme při odvozování a při výpočtech uvažovat stejné. V praxi však musí být R_2 o něco málo větší než R_1 . Kdyby bylo R_1 mnohem menší než R_2 , bylo by výstupní napětí malé, proto je vhodné volit hodnoty odporů tak aby se příliš nelišily. Byla zvolena hodnota $10 k\Omega$. Odvození těchto vztahů je částečně čerpáno z literatury [7].

4.2 Výpočet generované frekvence

Vychází se ze vztahu (3.12). Pro výpočet byly zvoleny hodnoty kondenzátoru 10 nF a hodnota rezistoru $R = 10 \text{ k}\Omega$. Následující výpočet je čistě na ověření teorie. Slouží pro kontrolu správné funkce generátoru. Použitý rezistor i kondenzátor budou dále zaměněny z důvodů správné funkce obvodu za obvod se spínanými kapacitami. Výpočty jsou uvedeny v následujících kapitolách.

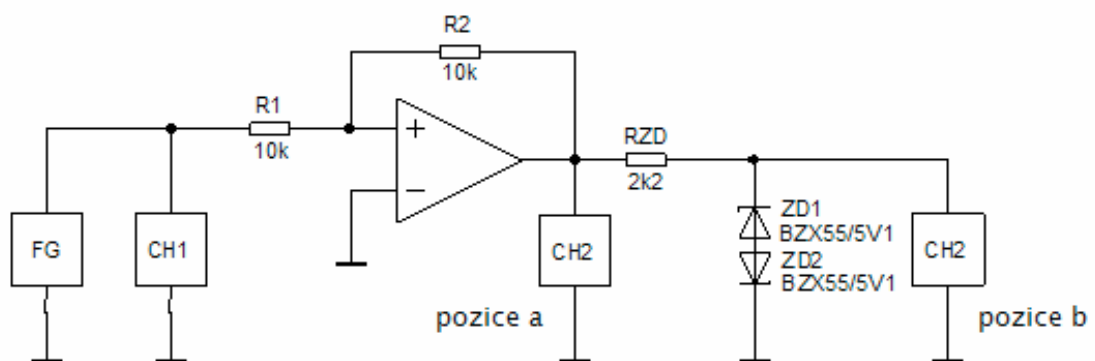
$$T = 4RC \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{1}{f} = 4RC \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$f_{gen} = \frac{1}{4 \cdot R \cdot C} = \frac{1}{4 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 2500 \text{ Hz}$$

4.3 Měření zpoždění

Při zapojení obvodu nastal problém se zpožděním operačního zesilovače na pozici komparátoru. To vedlo ke změření zpoždění dvou dostupných operačních zesilovačů a určení, který se bude hodit pro danou funkci lépe. Volilo se mezi typy AD847J a OP27G. Rychlost se testovala na obvodu zapojeném podle schéma na obr. 4.3.



Obr. 4.3 - Schéma pro měření rychlosti komparátoru

Tabulka 4.1 - Tabulka použitých přístrojů

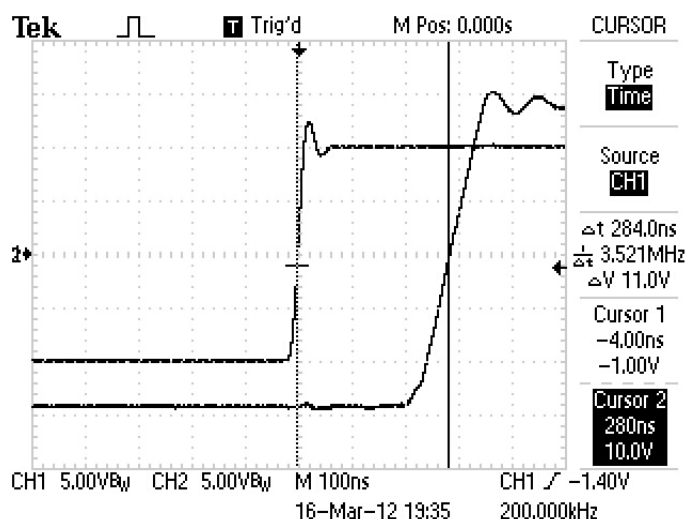
Označení ve schématu	přístroj	typ
FG	Generátor funkcí	Agilit 33210A
CH1, CH2	osciloskop	TEKTRONIX TDS1002B

Postup měření:

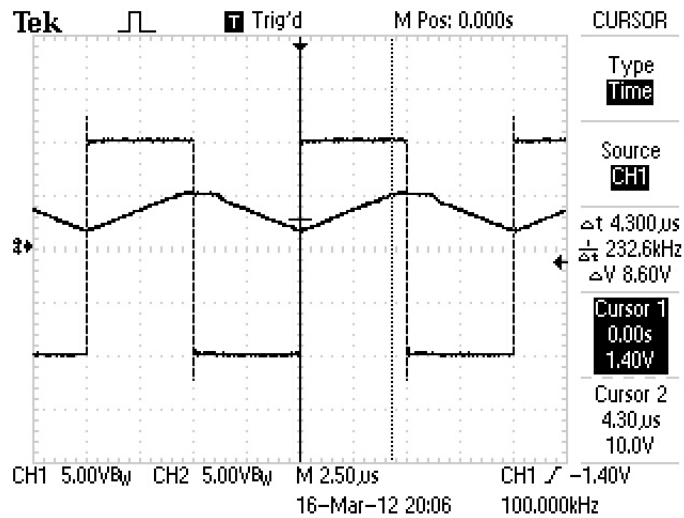
Generátor funkcí byl nastaven na jeho maximální rozkmit napětí. To byla hodnota 10 V. Postupnou změnou frekvence na generátoru došlo ke změně výstupního signálu. Nejdříve byl osciloskop zapojen na pozici a. Byly změřeny všechny potřebné hodnoty a změnila se pozice na pozici b. Poté byly operační zesilovače zaměněny a celé měření se opakovalo. Vzorová ukázka měření je uvedena na obr. 4.4. a na obr. 4.5. Ostatní měření jsou v příloze A. Zapojení operačních zesilovačů vycházelo vždy z katalogových údajů [8].

Tabulka 4.2 - Naměřené hodnoty

f[kHz]	AD847				OP27G			
	pozice a		pozice b		pozice a		pozice b	
	Δt_h [ns]	Δt_L [ns]	Δt_h [ns]	Δt_L [ns]	Δt_h [μ s]	Δt_L [μ s]	Δt_h [μ s]	Δt_L [μ s]
0,1	280	-	360	-	8,8	8,8	8,6	-
1	280	264	360	336	8,8	8,8	8,6	8,6
10	288	264	360	-	8,8	-	8,6	-
100	280	264	360	336	-	-	-	-
200	284	-	360	336	-	-	-	-



Obr. 4.4 - Měření zpoždění komparátoru AD847 při zapojení a, při frekvenci 200kHz



Obr. 4.5 - Měření zpoždění komparátoru OP27G při zapojení a, při frekvenci 100kHz

Z naměřených hodnot (tabulka 4.2) jasně vyplývá, že operační zesilovač s označením AD847 je rychlejší proti zesilovači OP27G do značné míry. U hodnot frekvence 100 kHz a vyšších došlo u zesilovače OP27G ke značnému zkreslení a nedá se tedy zpoždění odečíst. Operační zesilovač OP27G je ve funkci komparátoru pro tyto frekvence nepoužitelný, jak je vidět na obr. 4.5. Ve funkci komparátoru bude použit rychlejší AD847. Ve funkci integrátoru byl nakonec použit operační zesilovač TL071, který vykazoval lepší vlastnosti v konečném obvodu.

4.4 Měření navrženého generátoru

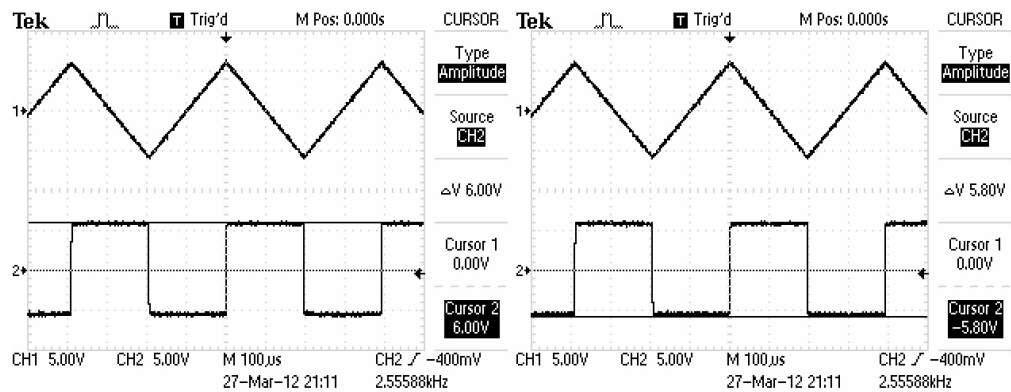
Po výpočtu všech potřebných hodnot byl obvod sestaven a ověřila se jeho správná funkce. Shrnutí použitých součástek je v tabulce č. 4.3. Výstupní hodnoty signálu jsou uvedeny v tabulce č. 4.4, obr. 4.6 a obr. 4.7 ukazují průběh měření.

Tabulka 4.3 - Použité součástky

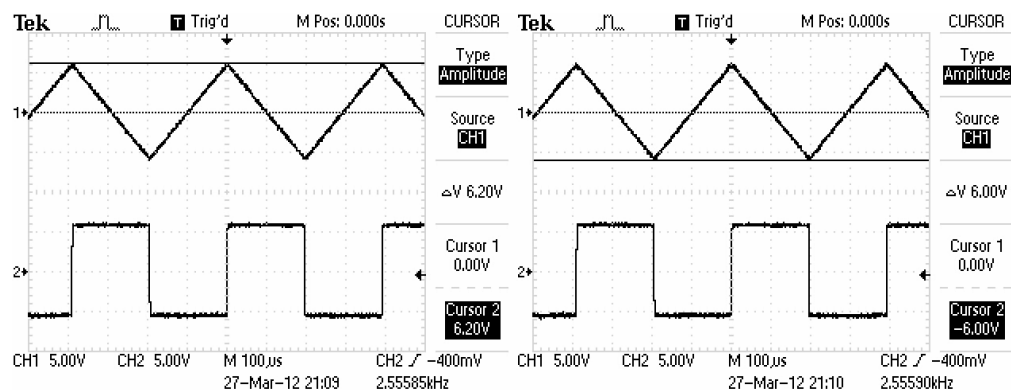
R_S	C	C_1, C_2, C_3, C_4	R_1	R_2	R_{ZD}	OZ_1	OZ_2	D_1, D_2, D_3, D_4	D_5
10k	10 nF	100 nF	10k	10k	2k2	AD847	TL071	BAT43	BZX55/5V1

Tabulka 4.4 - Výstupní hodnoty

f [kHz]	U_{1H} [V]	U_{1L} [V]	U_{2H} [V]	U_{2L} [V]
101,36	+6,20	-6	-5,80	+6



Obr. 4.6 - Měření U_2

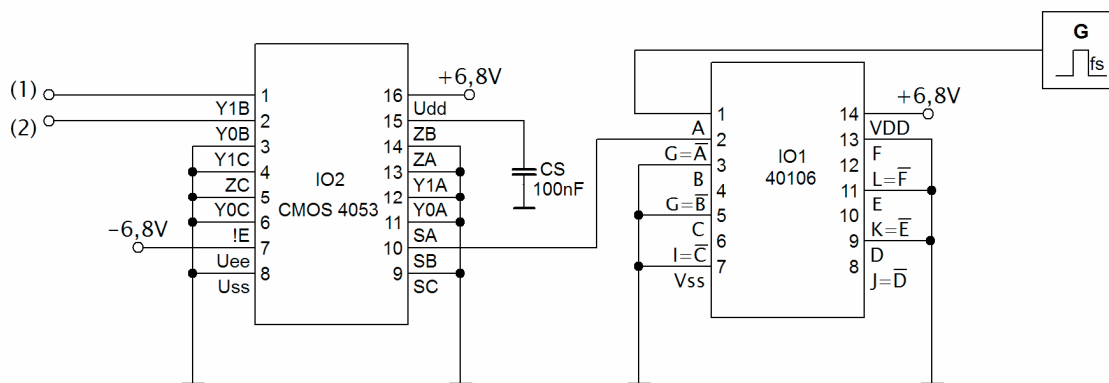


Obr. 4.7 - Měření U_1

Generátor se na výstupu chová podle našich představ. Výsledná hodnota maximálního a minimálního napětí na výstupu integrátoru (U_{1H} , U_{1L}), vychází při měření kolem 6 V proti teoretickým 5 V. To je dáno funkcí omezovače napětí na výstupu komparátoru. Napětí U_{2H} a U_{2L} vychází podle očekávání také kolem 6 V. Naměřená hodnota frekvence byla 2,555 kHz. Teoretická hodnota byla vypočítána na 2,5 kHz. Všechny tyto hodnoty postačují pro naše účely.

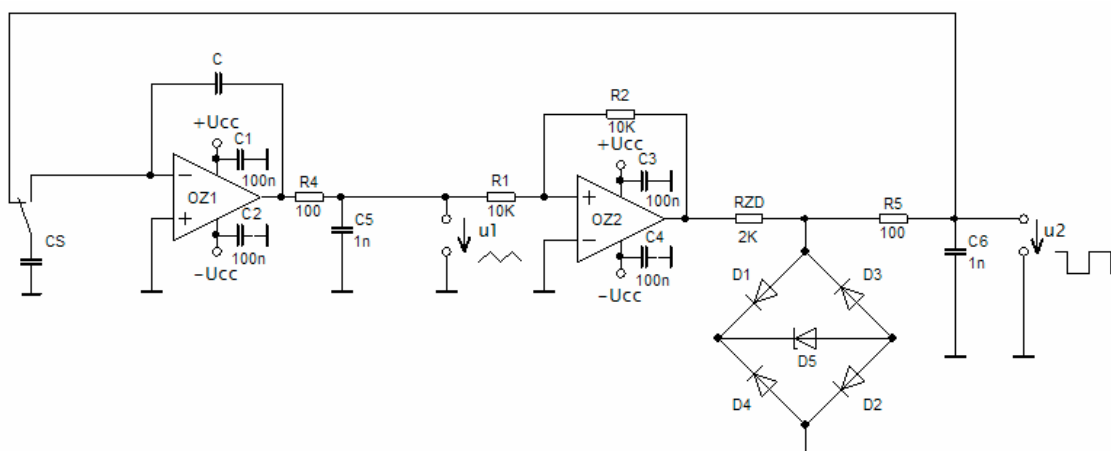
5 Použití SC v generátoru periodického signálu

Rezistor na vstupu integrátoru byl nahrazen za zapojení SC. Obvod byl testován na třech různých zapojení SC a bylo vybráno nejvhodnější zapojení. Výsledky a závěry ze všech měření jsou uvedeny v následujících kapitolách. Rezistory R_5 , R_4 a kondenzátory C_5 , C_6 mají za úkol „vyhlazování“ výstupních signálů. Z teorie spínaných kapacitorů víme, že výstupní proud z obvodu SC je impulsního charakteru. To se na výstupním napětí projeví jako „schody“. Přepínače jsou realizovány za pomoci integrovaných obvodů 4053 a 40106 [15]. Integrovaný obvod 40106 je v obvodu zařazen pouze jako oddělovací hradlo s hysterezí. Je zde umístěn z důvodu odstranění nežádoucích zákmitů. Spínací signál se tak dá generovat i harmonickým signálem. Toto hradlo přesně upraví spínací signál, aby měl požadované vlastnosti pro spínání na integrovaném obvodu 4053. Ukázkové zapojení integrovaných obvodů je na obr. 5.1. V tomto zapojení je využit pouze jeden přepínač. Ukázkové zapojení (obr. 5.1) bylo do obvodu generátoru harmonických průběhů zapojeno svorkami (1) a (2). Mezi těmito svorkami vzniká odpor vznikající zapojením SC.



Obr. 5.1 - Zapojení integrovaných obvodů 4053 a 40106

5.1 Zapojení SC s jedním přepínačem



Obr. 5.2 - Generátor s nahrazeným obvodem s SC(jeden přepínač)

Jako první zapojení bylo testováno zapojení s jedním přepínačem. V prvním kroku bylo provedeno odvození vztahu pro výpočet hodnoty použitých kondenzátorů C a C_S . Ostatní hodnoty součástek zůstaly stejné jako při návrhu generátoru periodického signálu bez použití SC. Výstupní frekvence f_{gen} je 50x menší než f_s . Důvody proč tomu tak je, jsou uvedeny v kapitole 1. Při tomto poměru frekvencí bude navíc pracovat použitý filtr, který je rozepsán v kapitole 6. Při odvození vztahu se vychází ze vztahů uvedených v úvodu. Jde o vztah (3.12) a (2.2). Opět je uvažováno $R_1 = R_2$.

Odvození vztahu pro hodnoty kondenzátorů:

$$T = 4 \cdot R \cdot C \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$T = 4 \cdot R \cdot C$$

$$R = \frac{1}{f_s \cdot C_S}$$

$$f_{gen} = \frac{1}{4 \cdot \frac{1}{f_s \cdot C_S} \cdot C} = \frac{C_S}{4 \cdot C} \cdot f_s = \frac{1}{4} \cdot \frac{C_S}{C} \cdot f_s \Rightarrow$$

$$\frac{C_S}{C} = \frac{f_{gen}}{f_s} \cdot 4 = 4 \cdot \frac{f_{gen}}{f_s} = 4 \cdot \frac{1}{50} = 0,08 \Rightarrow$$

$$C_S = C \cdot 0,08$$

Hodnota C byla zvolena na 1,5 nF. Kondenzátor C_S tedy vychází na nejbližší z řady na 100 pF. Obvod byl zapojen a změřily se výsledné průběhy. Hodnoty měření jsou uvedeny v tabulce 5.1. Některé z průběhů jsou uvedeny v příloze C.

Tabulka 5.1 - Naměřené hodnoty

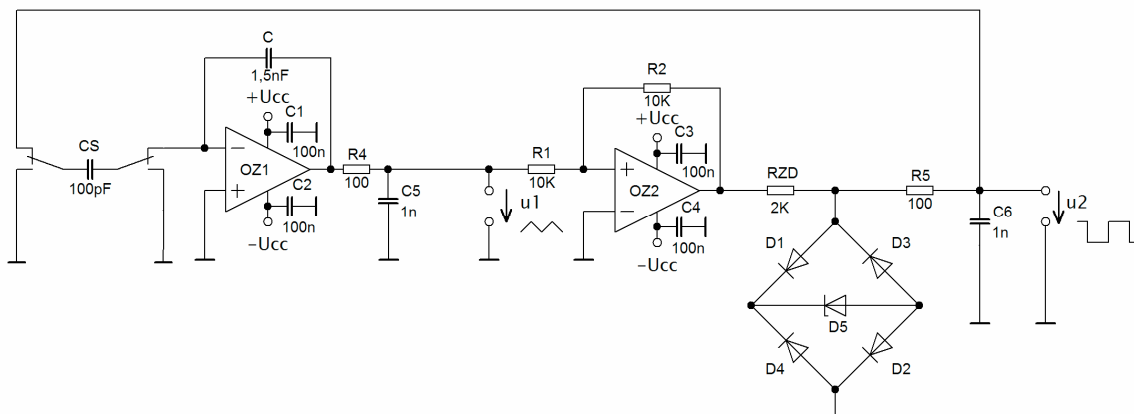
f_s [kHz]	2000	1800	1500	1300	1000	800	500	300	100	80
f_{gen} [kHz]	30,8413	28,6458	25,2104	22,4141	17,5441	14,0353	9,09102	5,55562	1,86471	1,49178
f'_{gen} [kHz]	40	36	30	26	20	16	10	6	2	1,6
f_s [kHz]	50	30	10	8	5	3	1	0,9	0,7	0,6
f_{gen} [kHz]	0,9324	0,55955	0,18659	0,14934	0,92858	0,05594	0,01875	0,01688	0,01308	0,01132
f'_{gen} [kHz]	1	0,6	0,2	0,16	0,1	0,06	0,02	0,018	0,014	0,012

Frekvence f_{gen} je naměřená frekvence generovaného signálu. Teoretická hodnota této frekvence má označení f'_{gen} . Výsledné průběhy jsou trochu „schodovité“. To je dáno nabíjením a následným vybíjením kondenzátoru C_S . Z toho důvodu jsou v obvodu zařazeny RC členy (R_4 , R_5 , C_5 , C_6). Ty mají za úkol výsledný signál vyhladit. Teoretická hodnota se od naměřené liší přímo úměrně s kmitočtem vstupního signálu (f_s). Do hodnoty okolo 2 MHz se však může zapojení považovat za přesné. Na vyšších kmitočtech je již patrné i zpoždění komparátoru.

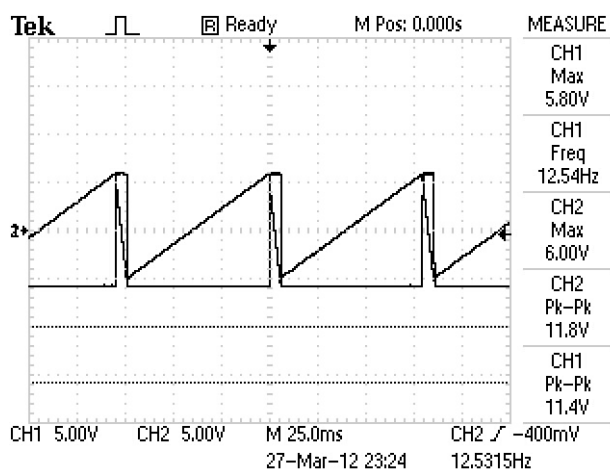
Toto zapojení se po sérii měření ostatních zapojení ukázalo jako nevhodnější a bude tedy použito při konečném návrhu.

5.2 Zapojení se dvěma přepínači ve fázi

Na obr. 5.3 je další zapojení obvodu s SC. Tentokrát je použito zapojení se dvěma přepínači. Výstupní signály jsou vidět na obr. 5.4. Hodnoty použitých součástek jsou stejné jako u předchozího zapojení. Obvod byl testován při vstupní frekvenci $f_s = 5 \text{ kHz}$.



Obr. 5.3 - Generátor s nahrazeným SC (dva přepínače ve fázi)

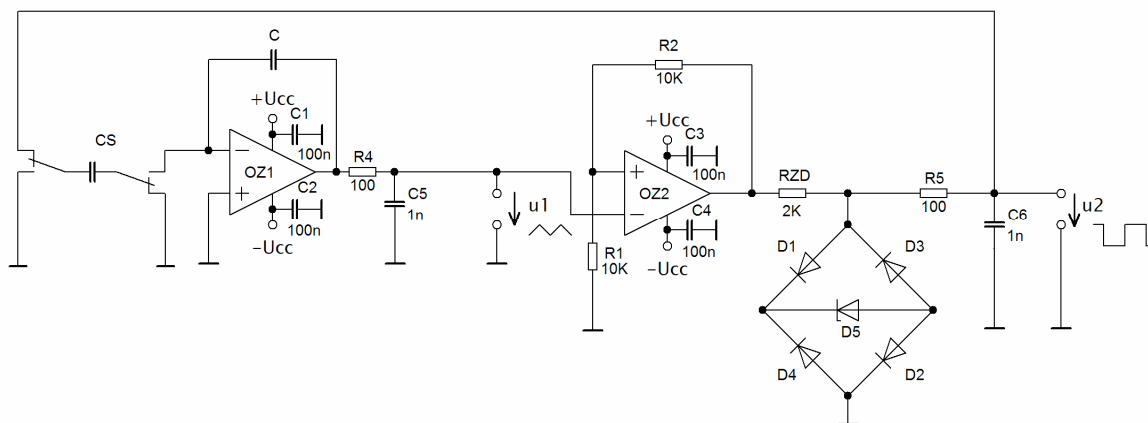


Obr. 5.4 - Výstupní signály generátoru (dva přepínače ve fázi)

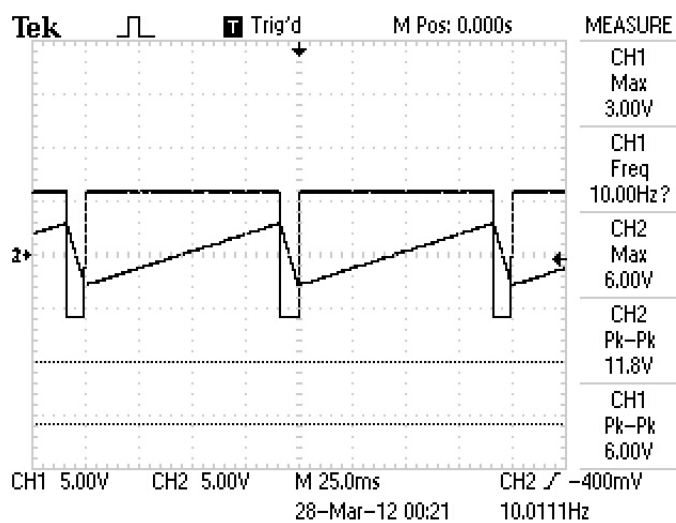
Z výstupních signálů na obr. 5.4 je patrné, že toto zapojení je zcela nevhodné. Kondenzátor C_s se nerovnoměrně nabíjí a vybíjí. Proto čas, kdy se obě napětí dostanou na svoji horní úroveň, je odlišný od času, kdy se obě napětí dostanou na svoji spodní úroveň. To je dáno použitím dvojitého spínače. V obvodu je zapojen integrovaný obvod 4053, který má za úkol přepínání. Kdyby se místo něho použil integrovaný obvod LTC1043, tak by patrně tyto nepřesnosti zmizely. Obvod LTC1043 je navržen přímo jako spínač pro obvod se spínanými kapacitami. Dalším nežádoucím účinkem, který může vést k tomuto ději, je i rozdílné přepínání přepínačů. Jeden může být již přepnutý, zatímco druhý ještě nikoliv. Dochází tak k jistému zpoždění.

5.3 Zapojení se dvěma přepínači v protifázi

Na obr. 5.5 je znázorněno poslední testované zapojení. Proti předchozím zapojením bylo nutno upravit zapojení komparátoru tak, jak je uvedeno na obr. 5.5. Bylo nutné otočit komparátor na invertující, protože takovéto zapojení spínaného kapacitou se chová jako invertor. Z toho vyplývá i přepoččet hodnot kondenzátorů. Výsledný průběh signálů je na obr. 5.6.



Obr. 5.5 - Generátor s nahrazeným SC (dva přepínače v protifázi)



Obr. 5.6 - Výstupní signály generátoru (dva přepínače v protifázi)

Při odvození vztahu pro výpočet hodnot použitých kondenzátorů se vychází z předpokladu, že horní i dolní úroveň na výstupu komparátoru je stejná $|U_{20m}| = |U_{20m}| = |U_{20m}|$. Při výpočtu je uvažováno napětí $|U_{20m}| = 6V$ (tato hodnota byla naměřena při návrhu a sestavení samotného generátoru bez použití SC). Dolní i horní úroveň napětí na výstupu integrátoru bude tedy dána vztahem (5.1), který vychází z podobné úvahy o napěťovém děliči jako je uvedena v kapitole 4.1. Výpočet hodnot kondenzátorů vychází ze vztahu (5.2), tj. z klasického vztahu pro integrátor (3.8). Ve vztahu chybí ještě záporné znaménko. Ve vzorci je vynecháno právě kvůli zapojení SC, které se chová jako invertor.

$$|U_{1k}| = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot |U_{Om}| = \frac{10000}{10000 + 10000} \cdot 6 = 3V \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{1}{RC} \cdot U_{20m} \cdot t \Rightarrow \\ t &= RC \cdot \frac{u_1}{|U_{20m}|} = RC \cdot \frac{3}{6} = RC \cdot \frac{1}{2} \Rightarrow \\ T &= 2RC \Rightarrow \\ f_{gen} &= \frac{1}{2RC} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Čas t v tomto případě udává čtvrtinu celkové periody. Po dosazení vztahu (2.2) do vztahu (5.2) a po následné úpravě, dostáváme vztah (5.3):

$$\begin{aligned} f_{gen} &= \frac{1}{2RC} = \frac{1}{2 \cdot \frac{1}{C_S \cdot f_S} \cdot C} = \frac{C_S}{2C} \cdot f_S \Rightarrow \\ \frac{f_{gen}}{f_S} &= \frac{C_S}{2C} \Rightarrow \\ C &= \frac{C_S}{2} \cdot \frac{f_S}{f_{gen}} = \frac{C_S}{2} \cdot \frac{50}{1} = 25 \cdot C_S \end{aligned} \quad (5.3)$$

Hodnota kondenzátoru C_S se ponechala na 100 nF. Hodnota kondenzátoru C se tedy zvýšila na 2,5 nF. Výstupní horní i dolní úroveň vychází podle teorie přesně, jak je vidět na obr. 5.6. Je ovšem vidět na výsledném signálu, že dochází ke stejnému problému, jako bylo u předchozího zapojení. Kondenzátor se nerovnoměrně nabíjí a vybíjí. Toto zapojení je proto pro naše účely nepoužitelné.

6 Návrh filtru

6.1 Teorie filtru

Pro získání sinusového signálu je použitý filtr, který vyfiltruje výstupní signál z generátoru na signál sinusový. Filtr má za úkol odfiltrovat vyšší harmonické složky tak, aby zbyla pouze základní harmonická složka, kterou je tvořen sinusový signál. Kvalita výstupního sinusového signálu je závislá na typu použitého filtru. Řád filtru se získá na základě zvolení činitele harmonického signálu k . Činitel harmonického zkreslení je dán vztahy (6.1) a (6.2) [12]. Ve vztahu (6.2) nás zajímá vliv pouze základní harmonické složky. Ostatní harmonické složky jsou tedy ve jmenovateli vynechány.

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}} \cdot 100[\%] \quad (6.1)$$

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1}} \cdot 100[\%] \quad (6.2)$$

U_1, U_2, U_3 atd. jsou hodnoty jednotlivých harmonických složek

Pro filtraci byl zvolen trojúhelníkový signál místo obdélníkového. Ze vztahů Fourierovy transformace pro spektrální složky (vztahy (6.3) a (6.4) [12]) je vidět, že oba signály obsahují pouze liché harmonické složky. Je tedy třeba potlačit tyto vyšší harmonické složky. U trojúhelníkového signálu uvedeného vztahem (6.3), tyto vyšší harmonické složky klesají s druhou mocninou. Ve vzorci pro obdélníkový signál (6.4) tomu tak není. Pro filtraci je tedy lépe použít filtraci trojúhelníku.

$$f(t) = \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{1}{1^2} \sin \omega t - \frac{1}{3^2} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5^2} \sin(5\omega t) - \dots \right] \quad (6.3)$$

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right] \quad (6.4)$$

Při použití laditelného generátoru signálů se musí zajistit změna zlomové frekvence v závislosti na změně frekvence vstupního signálu. Amplituda však musí zůstat konstantní. Filtr by se tedy měl dát ladit v závislosti na vstupní frekvenci. K tomuto účelu byla vybrána technologie filtrů se spínanými kapacitami.

6.2 Výpočet vlastností filtru

Při návrhu filtru byla uvažována pouze třetí harmonická složka. Dosazením do vztahu (6.2) vyjde výsledná hodnota činitele harmonického zkreslení na 0,01%. Tento výpočet je dán vztahem (6.5).

$$k = \frac{\sqrt{U_3^2}}{U_1} \cdot 100 = \frac{U_3}{U_1} \cdot 100[\%] \Rightarrow \frac{U_3}{U_1} = \frac{k}{100} \quad (6.5)$$

U_3 je velikost napětí 3. harmonické a U_1 je velikost napětí 1. harmonické

Obecný vztah pro určení útlumu se získá dosazením vzorce (6.5) do vzorce (6.6), který udává útlum 3. harmonické složky proti útlumu 1. harmonické složky. Výsledný vztah po dosazení je uveden vztahem (6.7).

$$\Delta A_{3[dB]} = 20 \log \frac{U_3}{U_1} [dB] \quad (6.6)$$

$$\Delta A_{n[dB]} = 20 \log \frac{k}{100} [dB] \quad (6.7)$$

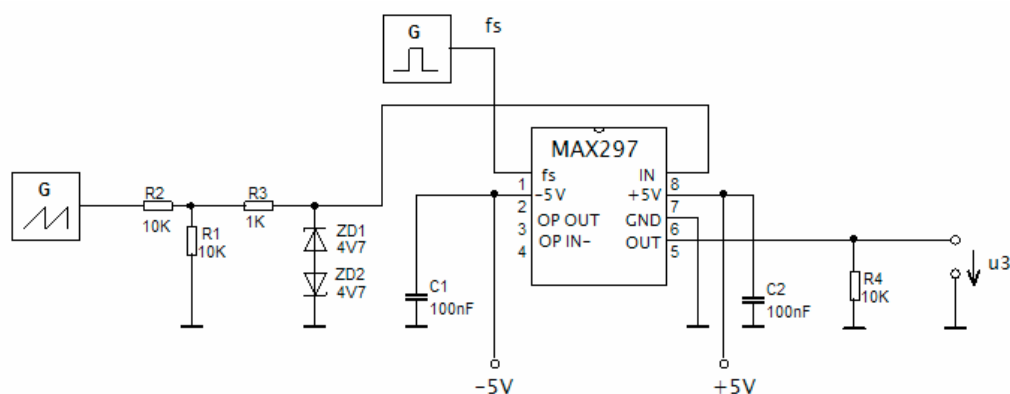
Pro následné výpočty byl uvažován činitel zkreslení menší než 0,01%. Po dosazení do vztahu 6,7 vychází útlum na -80dB (vztah 6.8).

$$\Delta A_{n[dB]} = 20 \log \frac{k}{100} = 20 \log \frac{0,01}{100} = -80dB \quad (6.8)$$

Všechny vyšší harmonické složky musí být tedy potlačeny o více než -80dB. Pro tento útlum byl zjištěn potřebný řád filtru za pomoci programu NAF. Potřebné údaje z programu jsou uvedeny v příloze B. Pro návrh byla uvažována Caurova aproximace. Tato aproximace má nejstrmější charakteristiku. Při tomto typu aproximace a tomto daném útlumu vycházel 5. řád filtru.

6.3 Zapojení filtru

Filtr byl zvolen tak, aby splňoval potřebné parametry. Nejvíce odpovídal filtr se spínanými kapacitami od firmy Maxim. Konkrétně se jedná o typ MAX297. Základní údaje jsou uvedeny v tabulce 6.1. Trojúhelníkový signál, odebíraný z obvodu navrženém v kapitole 5, je filtrován obvodem MAX297 na signál sinusový. Tento filtr je ovládán stejnou frekvencí f_s jaká ovládá i spínač v předchozím zapojení. Tím, že je signál stejný, můžeme ovládat všechny tři výsledné signály najednou. Zapojení je uvedeno na obr. 6.1. Napájecí vstupy jsou ošetřeny ještě blokovacími kondenzátory o velikosti 100 nF. Vstupní signál je ošetřen omezovačem napětí se dvěma Zenerovými diodami na 5 V. Navržené průběhy generátoru v 5. kapitole dosahují maximálních napětí okolo 6 V. Dělič napětí složený z rezistorů R_1 a R_2 má za úkol omezit vstupní napětí na 5 V, aby bylo stejné, jako je napájecí napětí filtru. Výsledný sinusový signál má tedy poloviční amplitudu proti trojúhelníkovému a obdélníkovému signálu. Všechny parametry a zapojení byly navrženy na základě katalogových listů [14]. Zapojení bylo ověřeno na nepájivém poli. Některé průběhy jsou uvedeny v příloze I. Testovalo se v rozmezí spínací frekvence f_s 600 Hz až 2 MHz.



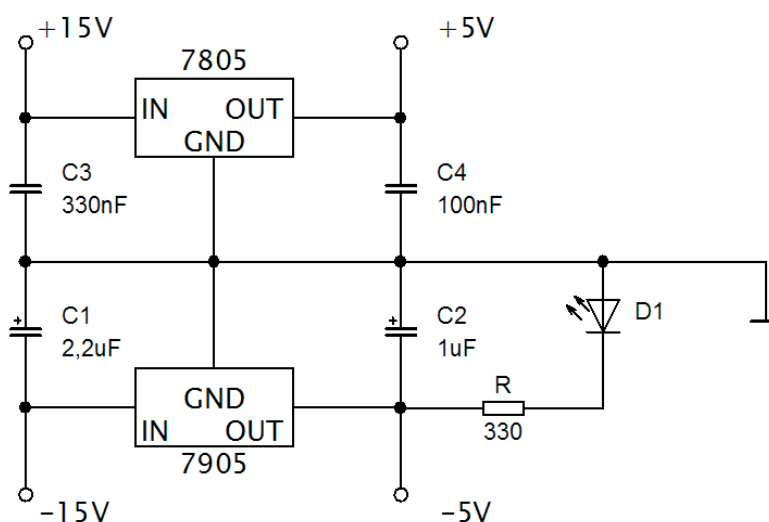
Obr. 6.1 - Zapojení filtru maxim

Tabulka 6.1 - Katalogové údaje filtrů

označení	řád	typ	aproximace	rozsah $f_{mezní}$ [Hz]	$f_s/f_{mezní}$	poznámka
MAX291	8	DP	Butterworth	0.1-25000	100:1	-
MAX292	8	DP	Bessel	0.1-25000	100:1	-
MAX293	8	DP	Cauer	0.1-25000	100:1	$f_{nulda}f_{mezní}=1,5$, 78dB, zvlnění 0,15dB
MAX294	8	DP	Cauer	0.1-25000	100:1	$f_{nulda}f_{mezní}=1,2$, 58dB, zvlnění 0,27dB
MAX295	8	DP	Butterworth	0.1-50000	50:1	-
MAX296	8	DP	Bessel	0.1-50000	50:1	-
MAX297	8	DP	Cauer	0.1-50000	50:1	$f_{nulda}f_{mezní}=1,5$, 79dB, zvlnění 0,23dB
LTC1064-1	8	DP	Cauer	do 20000*)	100:1	$f_{nulda}f_{mezní}=1,5$, 68dB, zvlnění 0,15dB

6.4 Stabilizátor napětí

Pro použití MAX297 je nutné vytvořit symetrické napájení $\pm 5V$ z napětí $\pm 15V$. Požadovaného napájení $\pm 5V$ se nejlépe dosáhne zapojením obvodu, který je zobrazen na obr. 6.2. Napětí $\pm 5V$ z napětí $\pm 15V$ je vytvořeno pomocí stabilizátorů 7805 pro kladné napětí a pomocí stabilizátoru 7905 pro záporné napětí. Stabilizátor 7905 pracuje správně pouze za předpokladu minimálního odběru na výstupu. Podle katalogových údajů musí mít zajištěn minimální odběr 5 mA. Na výstupu $-5V$ je proto zapojena LED dioda D_1 . LED dioda navíc indikuje zapojením celkového obvodu do sítě. Před touto diodou je ještě zařazen odpor o velikosti 330Ω . Ten má za úkol omezit proud do diody. Kondenzátory C_3 až C_4 jsou navrženy podle katalogových údajů [8].



Obr. 6.2 - Stabilizátor napětí

Všechny jednotlivé bloky zapojení byly vyrobeny na plošném spoji a byla ověřena celková funkčnost zapojení. Návrh desky plošných spojů, použité součástky a výsledné výstupní průběhy jsou uvedeny v příloze.

7 Závěr

V bakalářské práci byla popsána technologie spínaných kapacitorů a jejich použití při realizaci generátorů periodického signálu. Obvod pro generátor periodického signálu byl realizován pomocí dvou operačních zesilovačů. Jeden byl zapojen ve funkci komparátoru a druhý ve funkci integrátoru. Na výstupu integrátoru byl odebírán signál trojúhelníkový a na výstupu komparátoru pak signál obdélníkový. Kritický prvek v zapojení integrátoru se nahradil právě technologií spínaných kapacitorů. Zařazením této technologie do obvodu umožnilo přeladitelnost výstupní frekvence na základě přepínací frekvence obvodu SC. Po návrhu a odzkoušení obvodu byl navržen filtr pro realizaci sinusového signálu. Tento filtr byl zařazen za výstup integrátoru, kde filtroval vyšší harmonické složky ze signálu trojúhelníkového a vytvářel tak signál sinusový. Na základě teoretického návrhu filtru byl vybrán filtr od firmy MAXIM, který pracuje opět na technologii spínaných kapacitorů. Změnou frekvence mění svoji zlomovou frekvenci. Filtr MAX297 se podle katalogových údajů [15] napájí ± 5 V, bylo proto nutné navrhnout ještě stabilizátor napětí z ± 15 V na ± 5 V. Při návrhu celého zapojení se uvažovala jednotná frekvence pro ladění filtru i pro ladění obvodu SC v zapojení na integrátoru. Tím byla zajištěna celková přeladitelnost obvodu na základě jednotné vstupní frekvence. Součástí bakalářské práce bylo rovněž sestavení celého zapojení na plošný spoj. Návrh plošného spoje a výsledné zobrazení výrobku jsou uvedeny v příloze bakalářské práce, kde jsou také náhledy z měření konečného výrobku. Výsledné průběhy se mění pouze ve frekvenci. Jejich amplituda zůstává vždy stejná. U obdélníkového signálu i u trojúhelníkového signálu se amplituda pohybovala kolem ± 12 V. U sinusového signálu pak okolo ± 5 V. Tato hodnota je dána omezovačem napětí na trojúhelníkovém signálu. Napětí je omezeno, aby nedošlo k poškození filtru MAX297, který na vstup přijímá rozkmit napětí kolem 6 V. Všechny signály se vyznačují jistým „schodovitým“ charakterem. To je dáno nabíjením a vybíjením kondenzátoru v zapojení SC. Tento nežádoucí vliv je částečně odstraněn zařazenými RC členy. Celkové zapojení bylo testováno na frekvenci f_s 100 Hz až 2 MHz.

Zapojení by se dalo rozšířit navíc o laditelné rezistory v zapojení komparátoru. Tím by byla zajištěna přeladitelnost i amplitudy signálu. Dále by se mohl obvod upravit těmito laditelnými prvky tak, že by vznikaly další různé signály jako pila nebo například napěťové pulzy. V takovém případě by musel být upraven i omezovač napětí na výstupu komparátoru.

Použitá literatura

- [1] BIOLEK, Dalibor. Obvody se spínanými kapacitami. In: [online]. Brno
- [2] VRBA, Kamil. Technika analogových obvodů a systémů. třetí. Rektorát Vysokého učení technického v Brně, 1967.
- [3] DOSTÁL, Jiří. Operační zesilovače. 1. vyd. Praha: BEN, 2005, 504 s. ISBN 80-730-0049-0.
- [4] DOLEČEK, Jaroslav. Moderní učebnice elektroniky. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2009, 271 s. ISBN 978-807-3002-404
- [5] DOLEČEK, Jaroslav. Moderní učebnice elektroniky. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2007, 231 s. ISBN 978-807-3001-872
- [6] BEZDĚK, Miloslav. Elektronika: [učebnice]. 1. vyd.. České Budějovice: Kopp, 2004, 286 s. ISBN 80-723-2171-4.
- [7] PUNČOCHÁŘ, Josef. Operační zesilovače v elektronice. 4., dopl. vyd. Praha: BEN, 1999, 494 s. ISBN 80-860-5637-6.
- [8] Analog Device: Katalogové listy, <http://www.analog.com>
- [9] TŘEČEK, Stanislav. Aktivní elektrické filtry na bázi obvodů se spínanými kapacitami. Brno, 2009. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce doc. Ing. LUBOMÍR BRANČÍK, CSc.
- [10] JIŘÍ PETRŽELA. Elektrické filtry: filtry se spínanými kapacitami [online]. 21.12.2009 [cit. 2012-03-15]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTEO/belf/spinane%20kapacitory.pdf>
- [11] DOSTÁL, Tomáš. Analýza a syntéza obvodů se spínanými kapacitami. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 1987. Knižnice Vysokého učení technického v Brně, A-37.
- [12] BARTCH, Hans-Jochen. Matematické vzorce. druhé. Praha: Státní nakladatelství technické literatury n.p., 1965.
- [13] DENDIS, Pavel. Laditelné generátory harmonického signálu s minimálním harmonickým zkreslením. 2003. Diplomová práce. VŠB - Technická univerzita Ostrava. Vedoucí práce Ing. Zdeněk Tesař.
- [14] Maxim: Katalogové listy, <http://www.maxim-ic.com>
- [15] Katalogové listy: <http://www.datasheetcatalog.com>

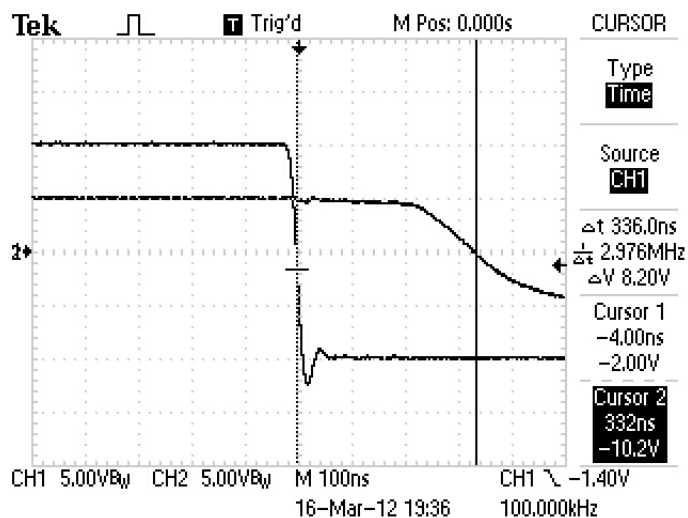
Seznam obrázků

<i>Obr. 2.1 - Maxwellovo zapojení.....</i>	<i>3</i>
<i>Obr. 2.2 - Zapojení s jedním přepínačem</i>	<i>4</i>
<i>Obr. 2.3 - Simulace rezistoru se dvěma přepínači.....</i>	<i>4</i>
<i>Obr. 3.1 - Základní zapojení generátoru funkcí [2].....</i>	<i>6</i>
<i>Obr. 3.2 - Činnost funkčního generátoru.....</i>	<i>7</i>
<i>Obr. 3.3 - Relaxační kmity [2]</i>	<i>8</i>
<i>Obr. 3.4 - Invertující komparátor s hysterezí.....</i>	<i>9</i>
<i>Obr. 3.5 - Neinvertující komparátor s hysterezí</i>	<i>10</i>
<i>Obr. 3.6 - Integrátor</i>	<i>11</i>
<i>Obr. 3.7 - Princip generování trojúhelníkových průběhů [4].....</i>	<i>11</i>
<i>Obr. 3.8 - Nejjednodušší funkční generátor.....</i>	<i>12</i>
<i>Obr. 3.9 - Výstupní průběh usměrňovače.....</i>	<i>13</i>
<i>Obr. 3.10 - Antisériové zapojení Zenerových diod.....</i>	<i>13</i>
<i>Obr. 3.11 - Symetrický omezovač.....</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 4.1 - Zapojení realizovaného generátoru</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 4.2 - Nahrazení komparátoru za dělič.....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 4.3 - Schéma pro měření rychlosti komparátoru.....</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 4.4 - Měření zpoždění komparátoru AD847 při zapojení a, při frekvenci 200kHz.....</i>	<i>18</i>
<i>Obr. 4.5 - Měření zpoždění komparátoru OP27G při zapojení a, při frekvenci 100kHz.....</i>	<i>19</i>
<i>Obr. 4.6 - Měření U_2.....</i>	<i>20</i>
<i>Obr. 4.7 - Měření U_1.....</i>	<i>20</i>
<i>Obr. 5.1 - Zapojení integrovaných obvodů 4053 a 40106.....</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 5.2 - Generátor s nahrazeným obvodem s SC(jeden přepínač).....</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 5.3 - Generátor s nahrazeným SC(dva přepínače ve fázi).....</i>	<i>24</i>
<i>Obr. 5.4 - Výstupní signály generátoru (dva přepínače ve fázi).....</i>	<i>24</i>
<i>Obr. 5.5 - Generátor s nahrazeným SC(dva přepínače v protifázi).....</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 5.6 - Výstupní signály generátoru (dva přepínače v protifázi).....</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 6.1 - Zapojení filtru maxim.....</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 6.2 - Stabilizátor napětí</i>	<i>30</i>

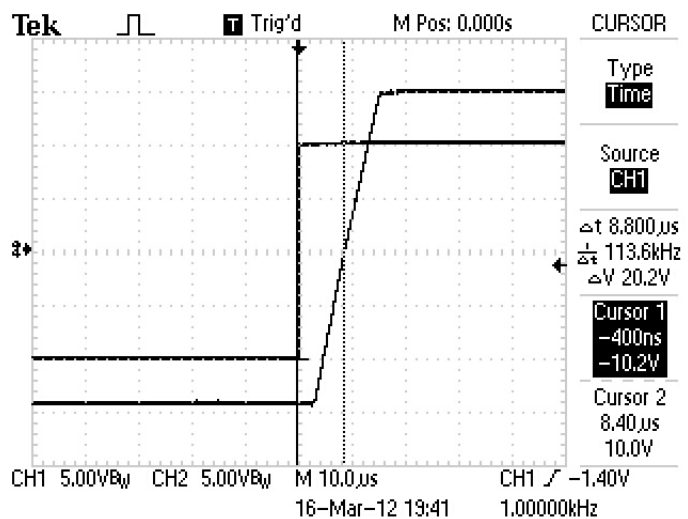
Seznam příloh

Příloha A: Měření zpoždění operačních zesilovačů AD847J a OP27G.....	II
Příloha B: Print Screeny z programu NAF při návrhu zesilovače	VI
Příloha C: Měření průběhů při zapojení SC s jedním přepínačem.....	VII
Příloha D: Plošný spoj.....	IX
Příloha E: Závěrečné zapojení	XI
Příloha F: Měření na nepájivém poli.....	XII
Příloha G: Finální výrobek.....	XIII
Příloha H: Seznam součástek:	XIV
Příloha I: Průběhy výsledného měření na nepájivém poli.....	XV
Příloha J: Měření průběhů finálního výrobku	XVII

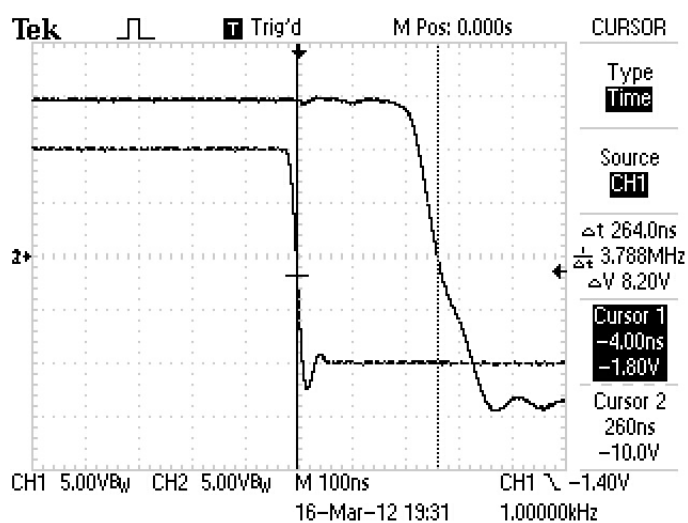
Příloha A: Měření zpoždění operačních zesilovačů AD847J a OP27G



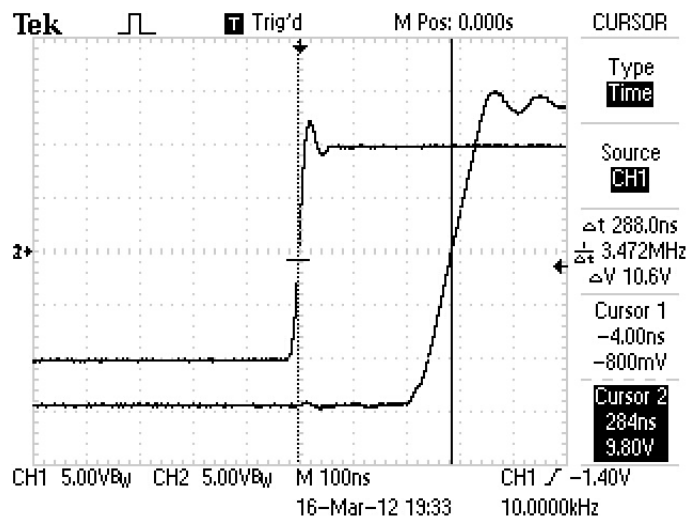
AD847J, zapojení b, při frekvenci 100kHz



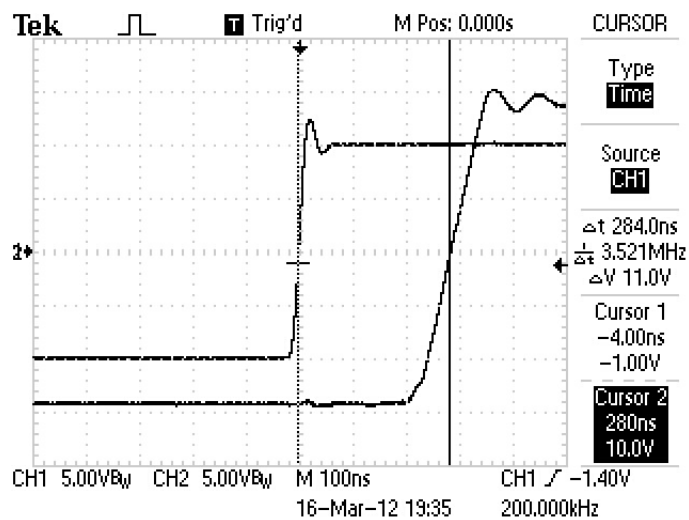
OP27G, zapojení a, při frekvenci 1kHz



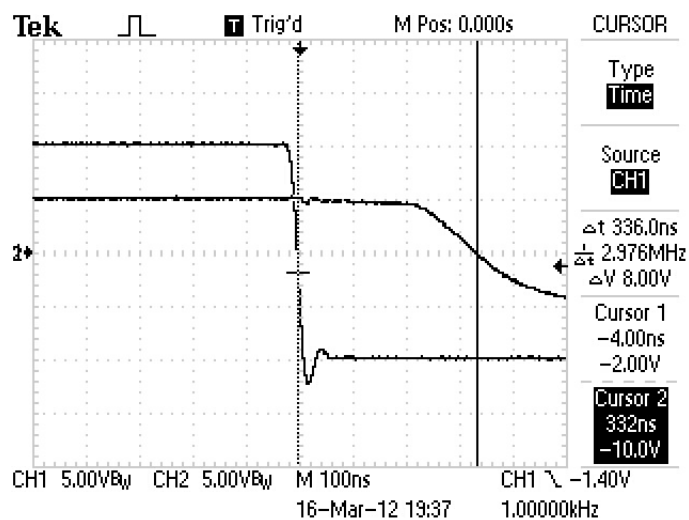
AD847J, zapojení a, při frekvenci 1kHz



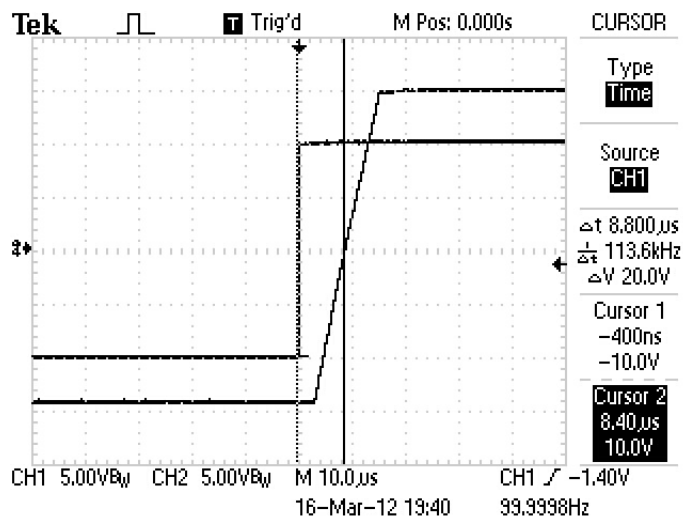
AD847J, zapojení a, při frekvenci 10kHz



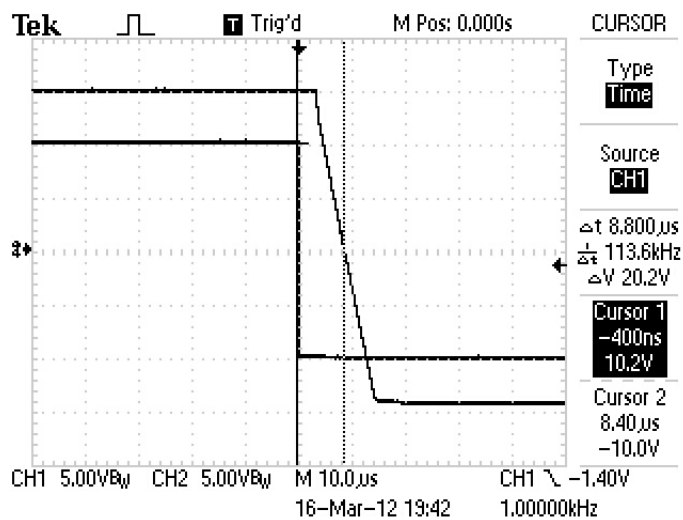
AD847J, zapojení a, při frekvenci 200kHz



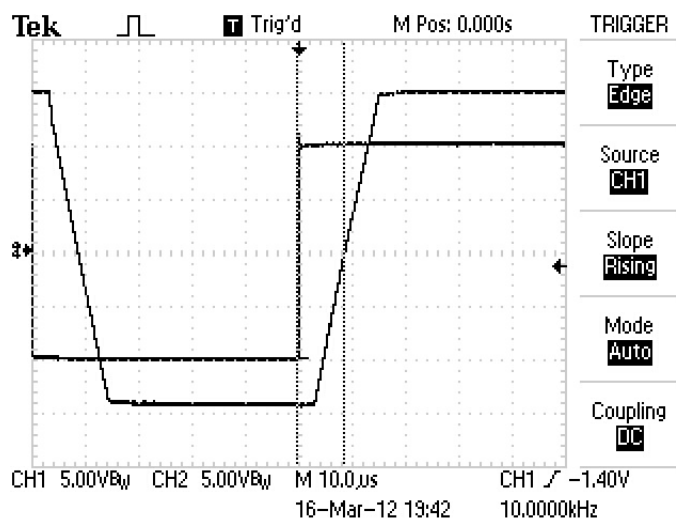
AD847J, zapojení b, při frekvenci 1kHz



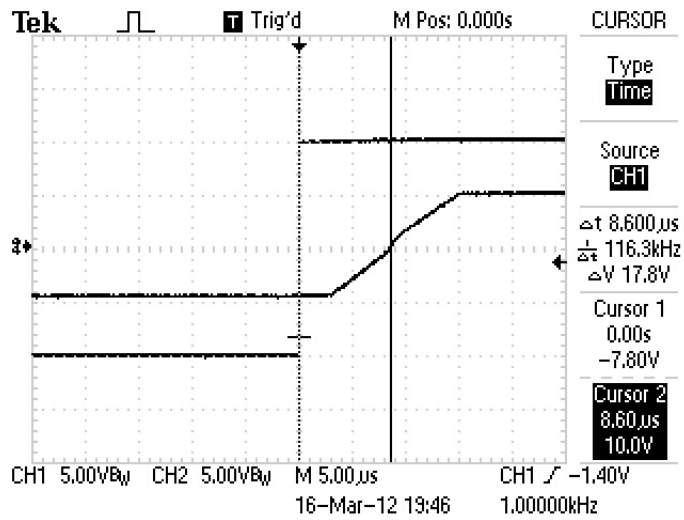
OP27G, zapojení a, při frekvenci 100Hz



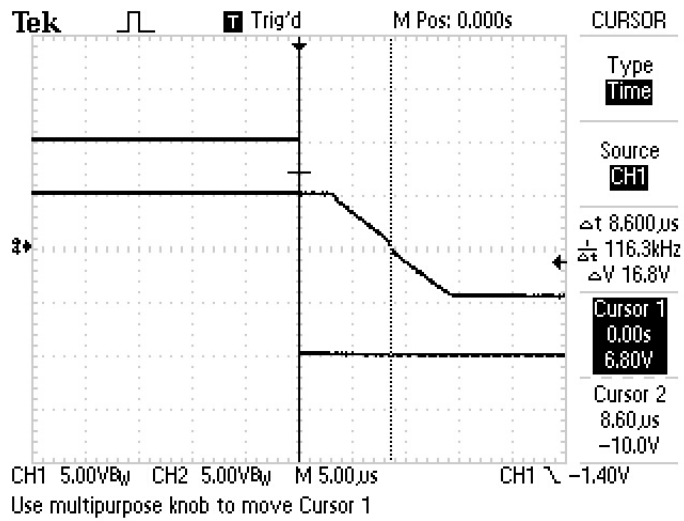
OP27G, zapojení a, při frekvenci 1kHz



OP27G, zapojení a, při frekvenci 10kHz

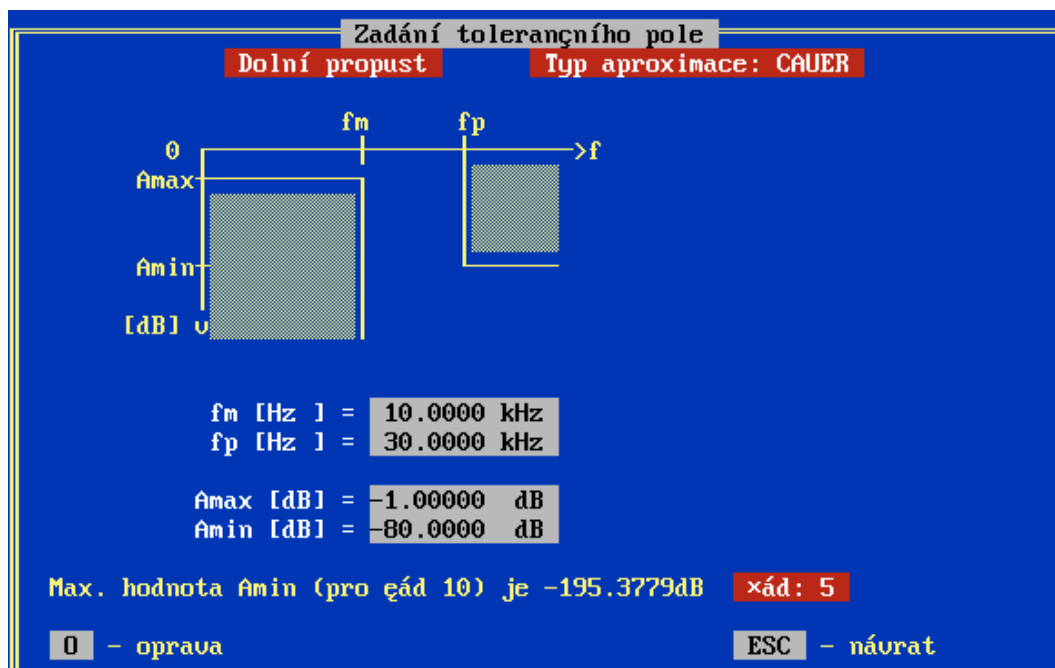


OP27G, zapojení b, při frekvenci 1kHz

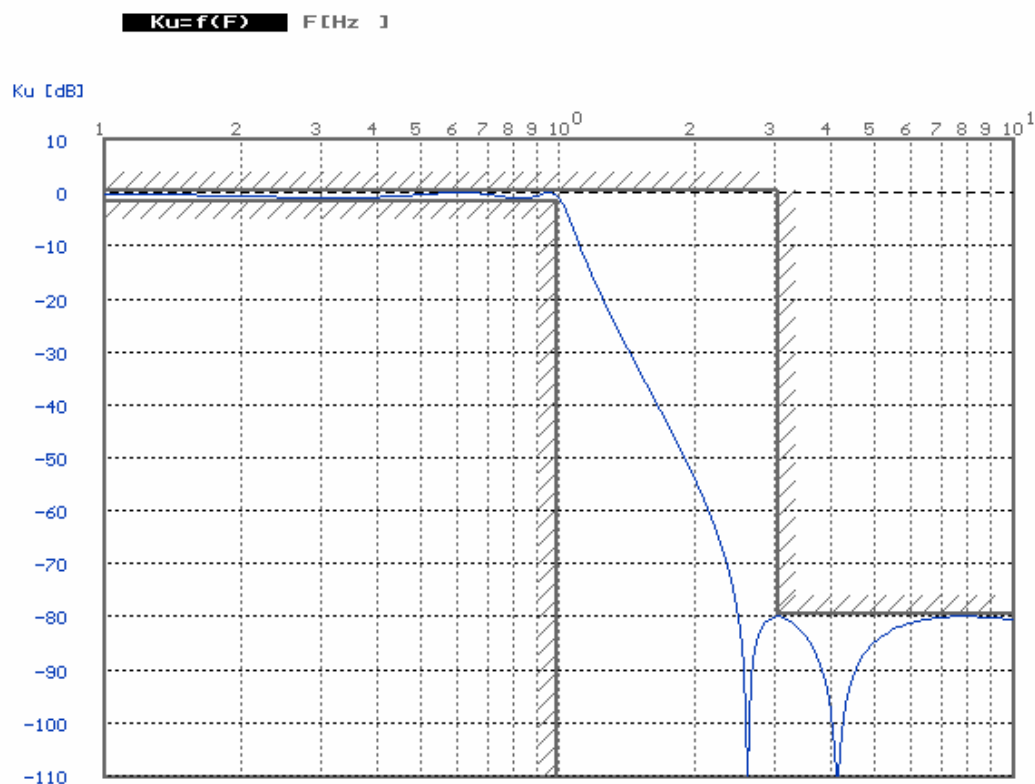


OP27G, zapojení b, při frekvenci 1kHz

Příloha B: Print Screeny z programu NAF při návrhu zesilovače

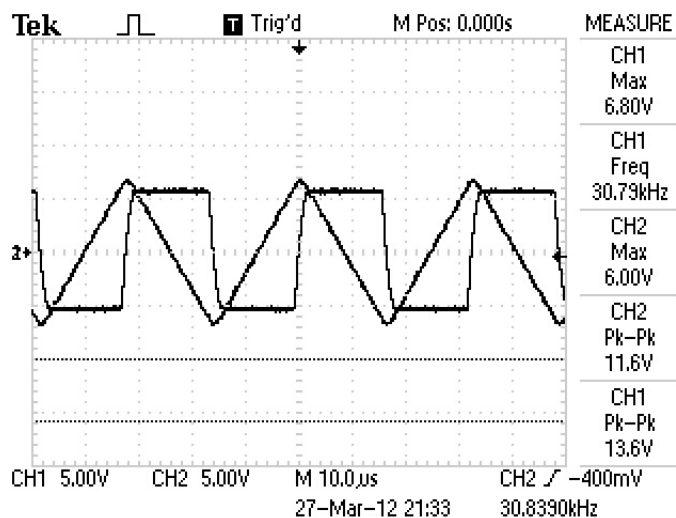


Zadané údaje

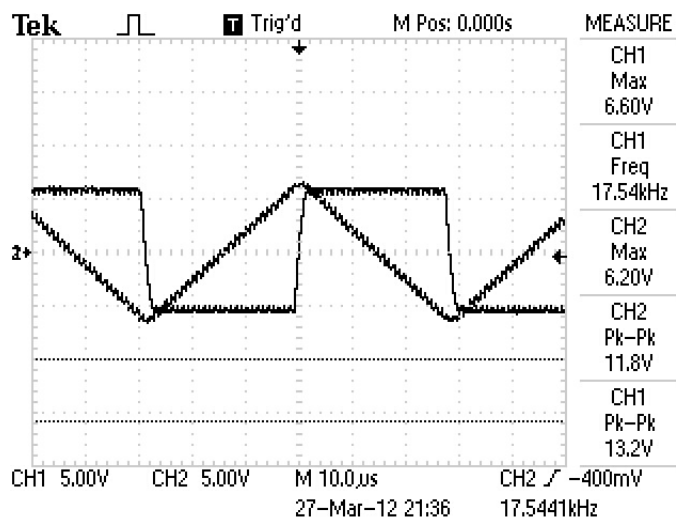


Výsledný graf

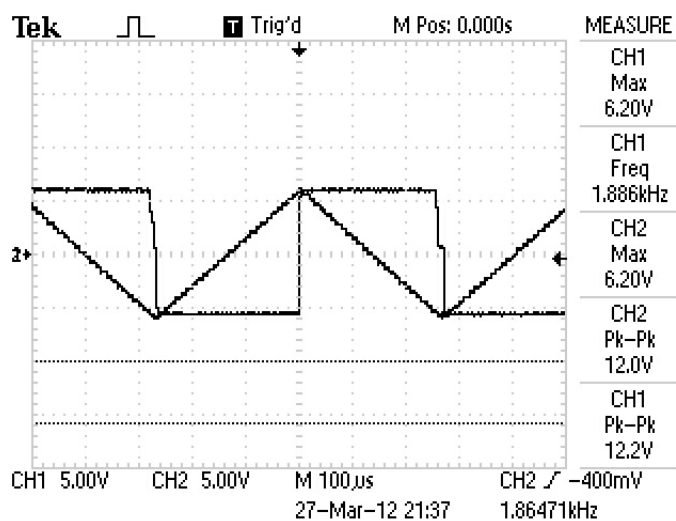
Příloha C: Měření průběhů při zapojení SC s jedním přepínačem



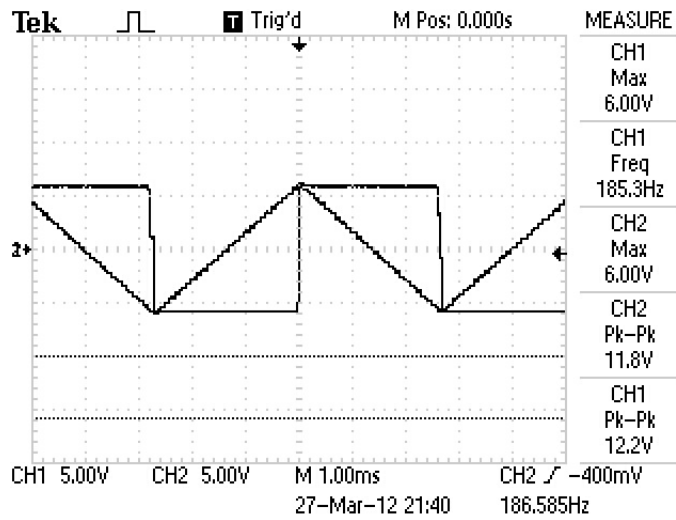
$$f_s = 2000\text{kHz}$$



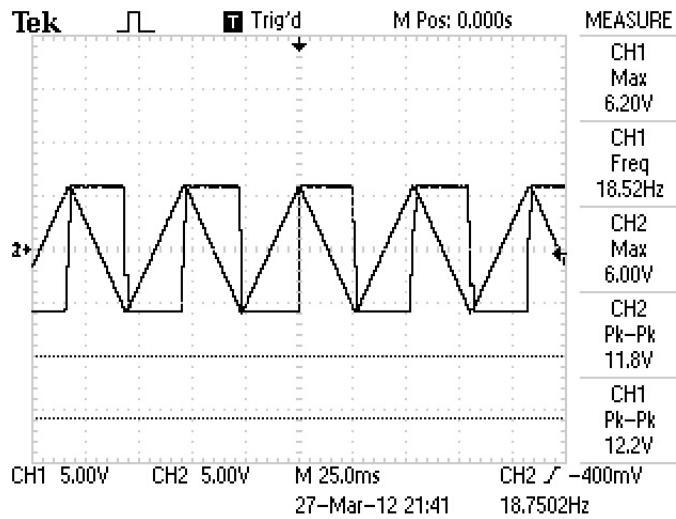
$$f_s = 1000\text{kHz}$$



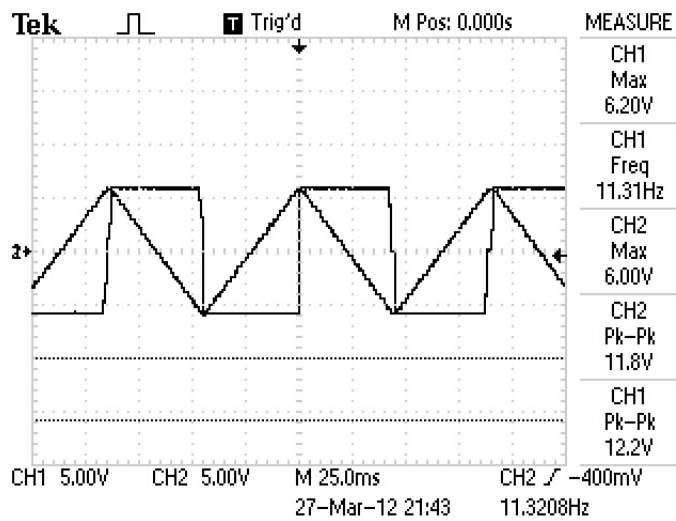
$$f_s = 100\text{kHz}$$



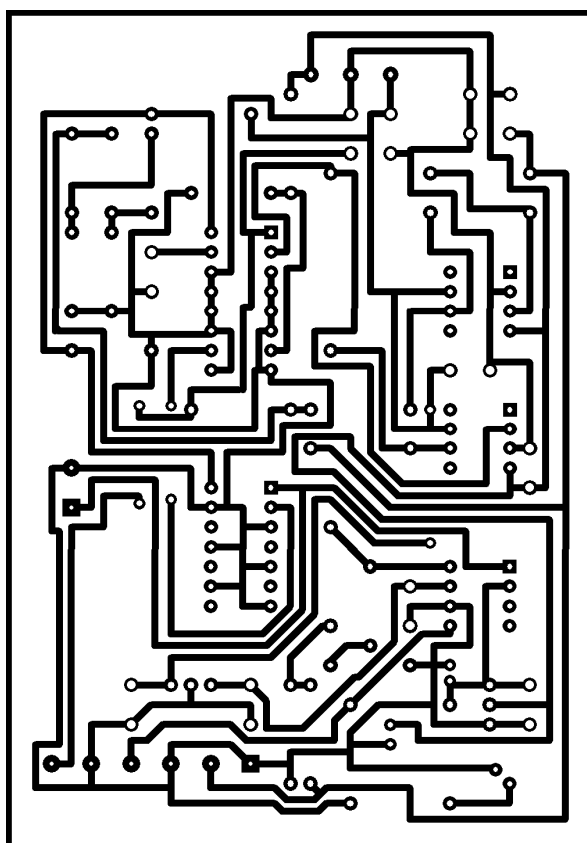
$$f_s = 10kHz$$



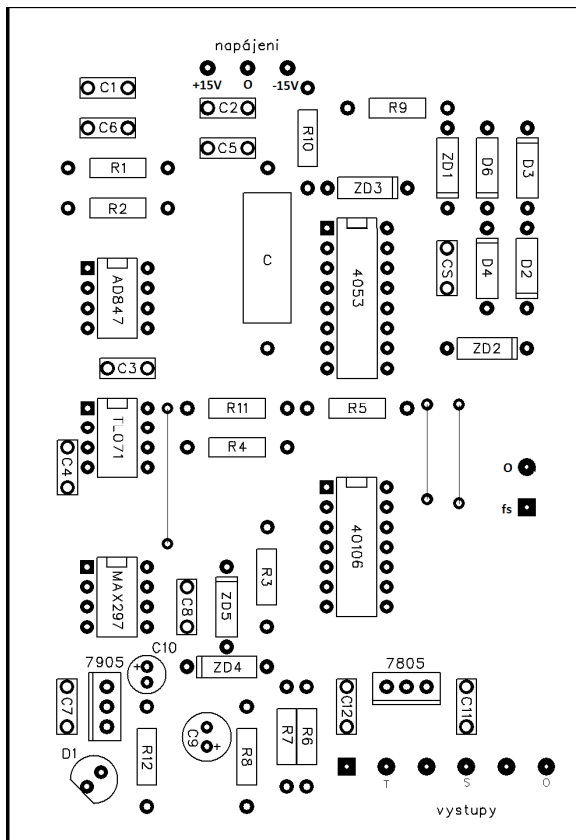
$$f_s = 1000Hz$$



$$f_s = 600Hz$$

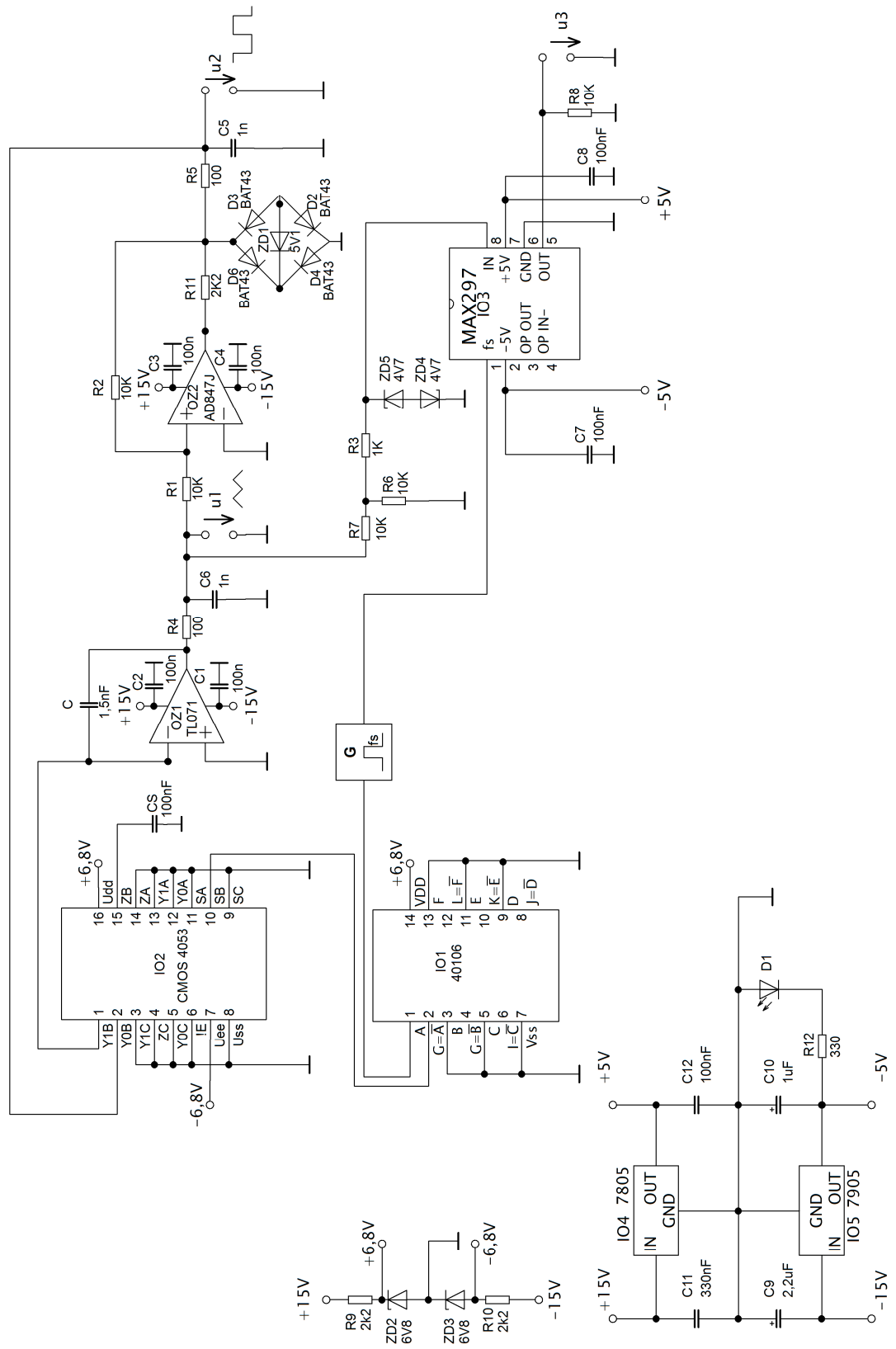


Plošný spoj

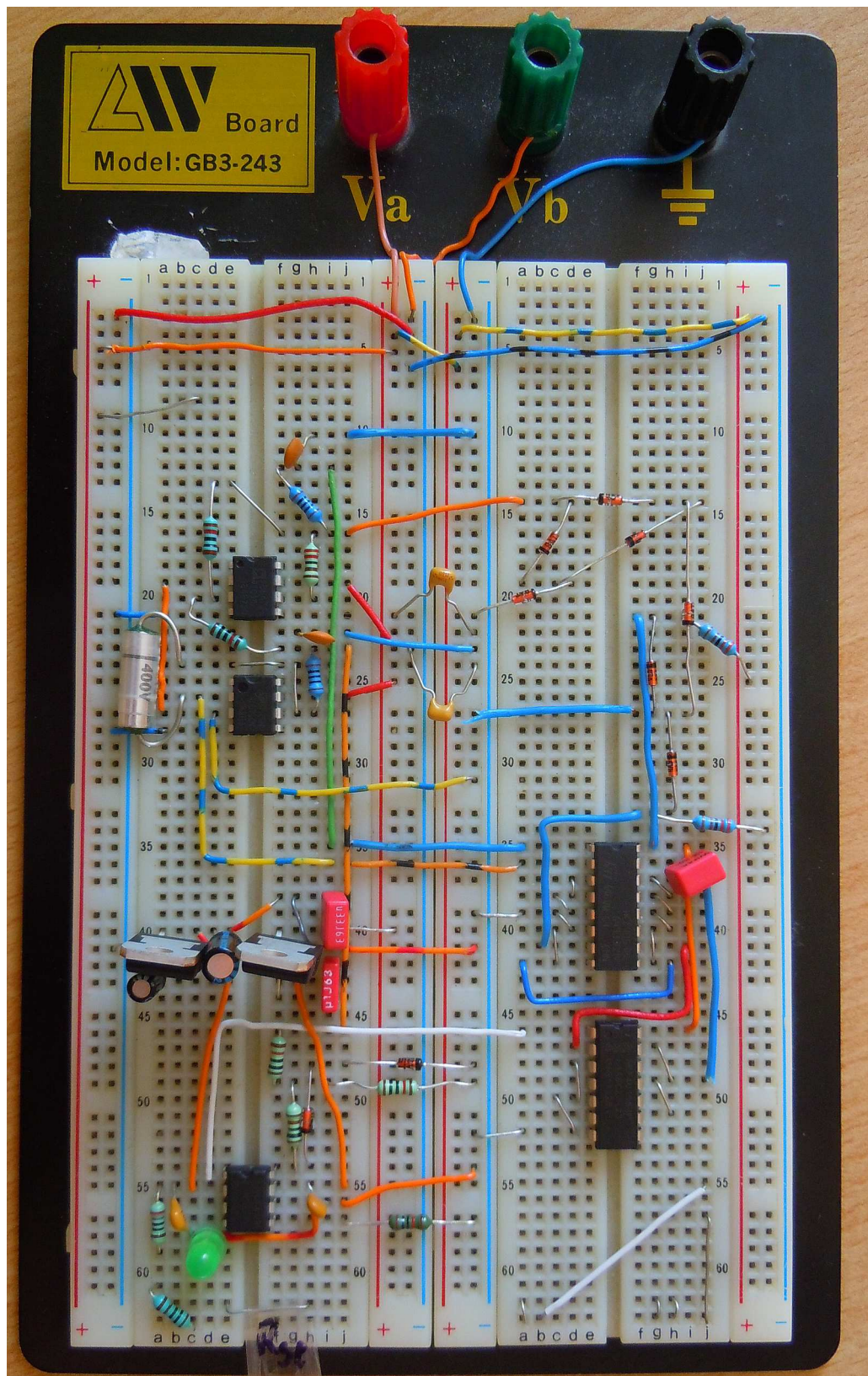


Osazení součástek

Příloha E: Závěrečné zapojení

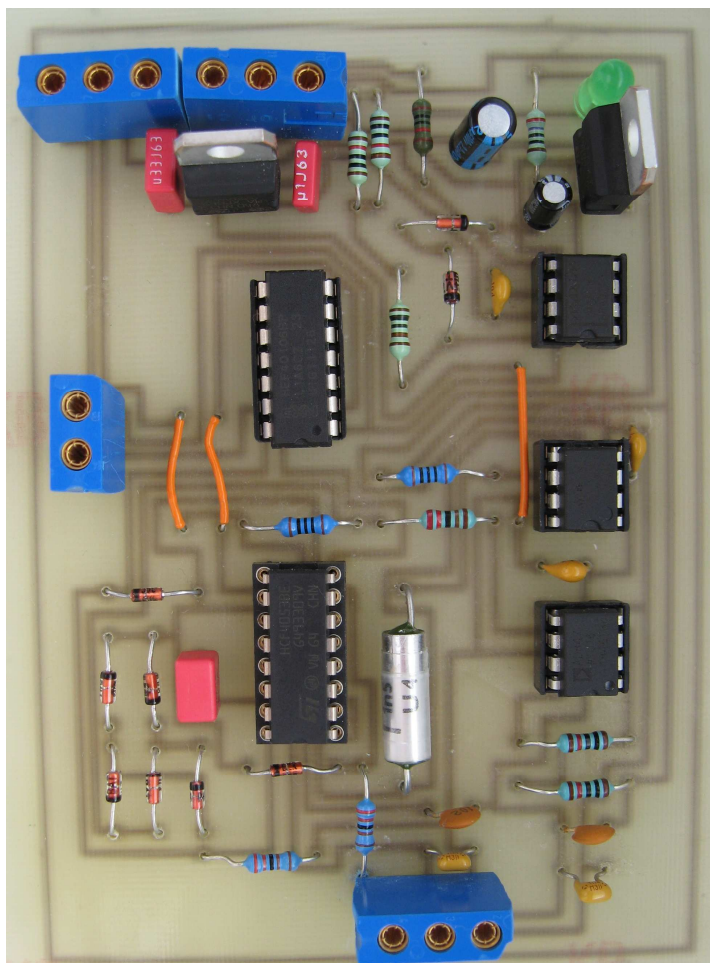


Příloha F: Měření na nepájitvém poli



Nepájitvé pole

Příloha G: Finální výrobek



Příloha H: Seznam součástek:

Rezistory:

R1	10K
R2	10K
R3	1K
R4	100R
R5	100R
R6	10K
R7	10K
R8	10K
R9	2K2
R10	2K2
R11	2K2
R12	330R

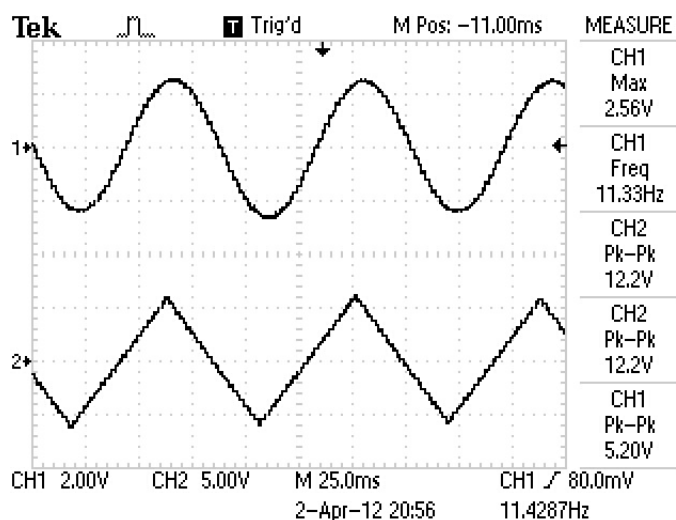
Kondenzátory:

C	1,5nF
CS	MKS2/63V 100n/J
C1	TK 100n/50V(100V) RMS
C2	TK 100n/50V(100V) RMS
C3	TK 100n/50V(100V) RMS
C4	TK 100n/50V(100V) RMS
C5	TK 1n/50V(100V) RMS
C6	TK 1n/50V(100V) RMS
C7	TK 100n/50V(100V) RMS
C8	TK 100n/50V(100V) RMS
C9	ELRA 2M2/100V/105
C10	ELRS 1M/63V/85
C11	MKS2/63V 330n/J
C12	MKS2/63V 100n/J

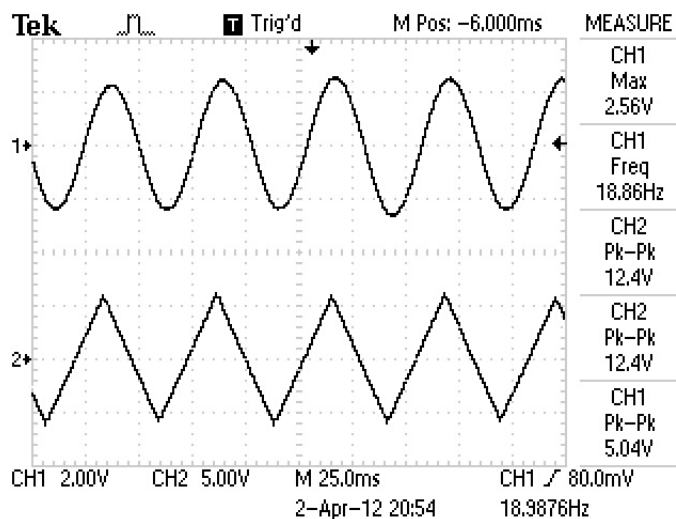
polovodičové součástky:

ZD1	BZX55/5V1
ZD2	BZX55/6V8
ZD3	BZX55/6V8
ZD4	BZX55/4V7
ZD5	BZX55/4V7
D1	LED zelená
D2	Schottkyho dioda BAT43
D3	Schottkyho dioda BAT43
D4	Schottkyho dioda BAT43
D6	Schottkyho dioda BAT43
IO1	40106
IO2	4053
IO3	MAX297
IO4	7805
IO5	7905
OZ1	TL071
OZ2	AD847J

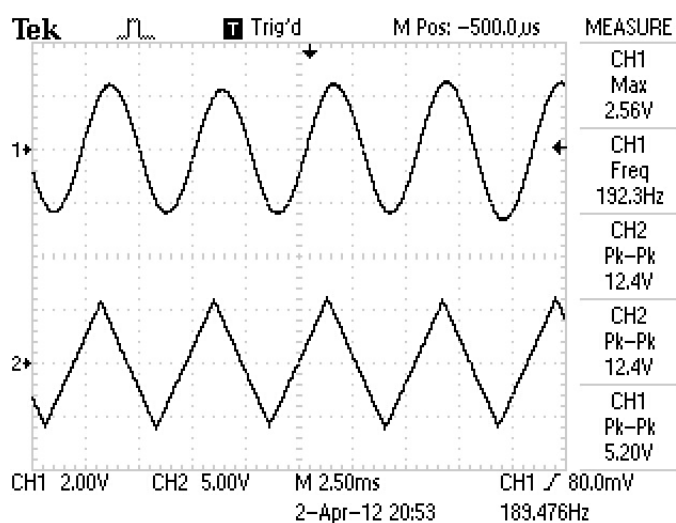
Příloha I: Průběhy výsledného měření na nepájivém poli



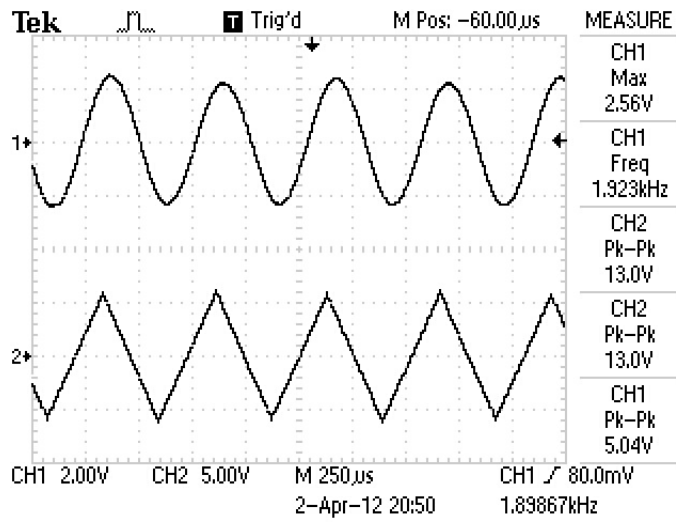
$$f_s = 600 \text{ Hz}$$



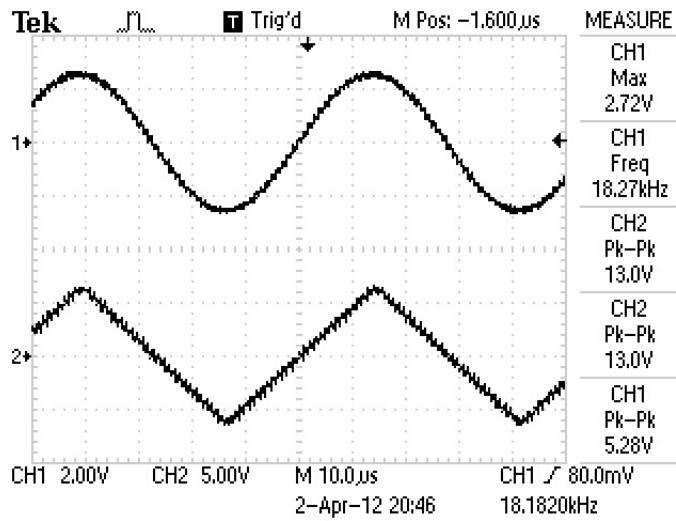
$$f_s = 1 \text{ kHz}$$



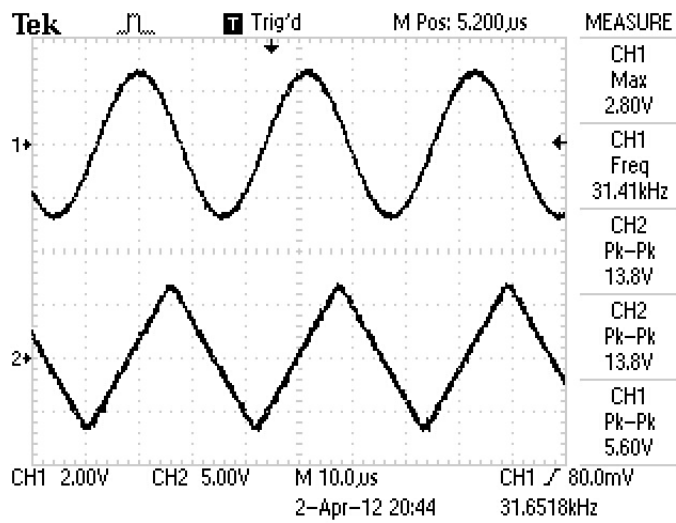
$$f_s = 10 \text{ kHz}$$



$$f_s = 100 \text{ kHz}$$

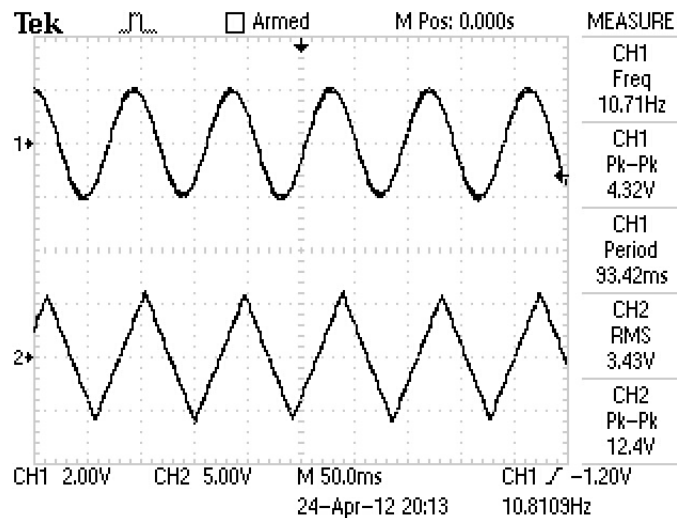


$$f_s = 1 \text{ MHz}$$

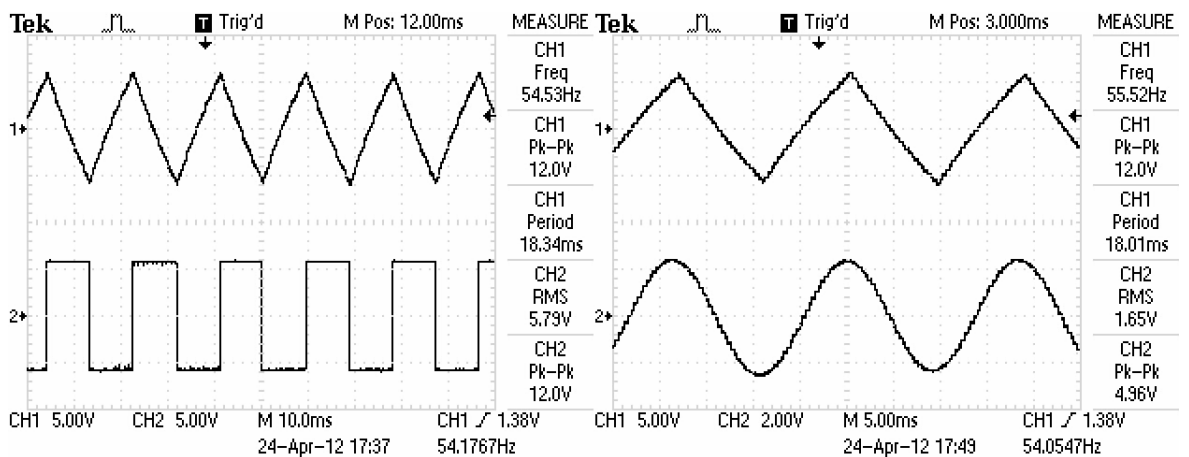


$$f_s = 2 \text{ MHz}$$

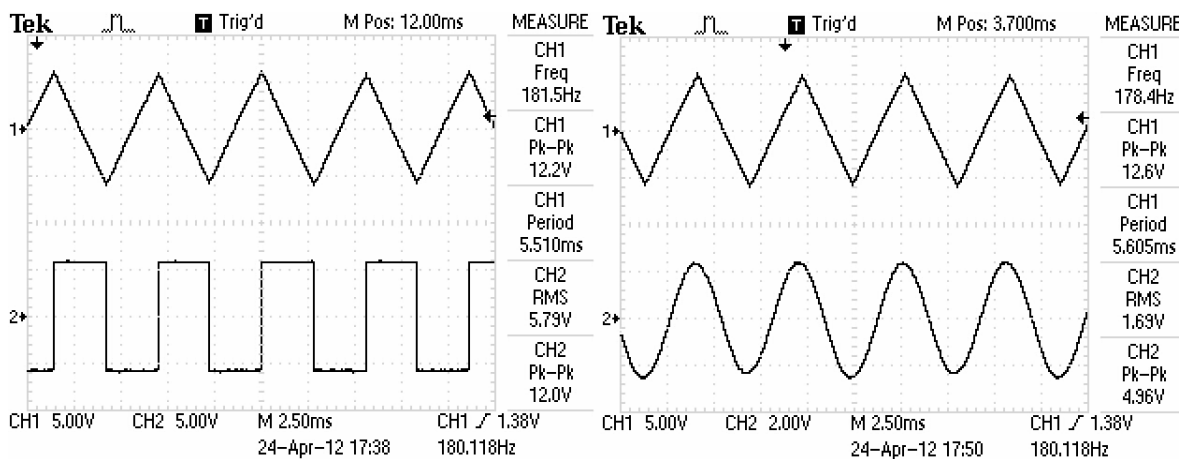
Příloha J: Měření průběhů finálního výrobku



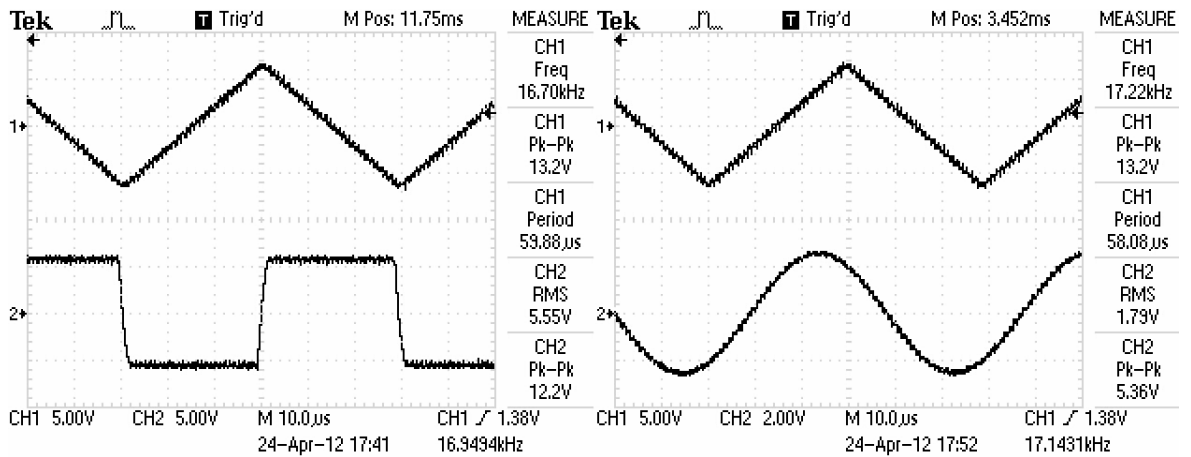
$$f_s = 600 \text{ Hz}$$



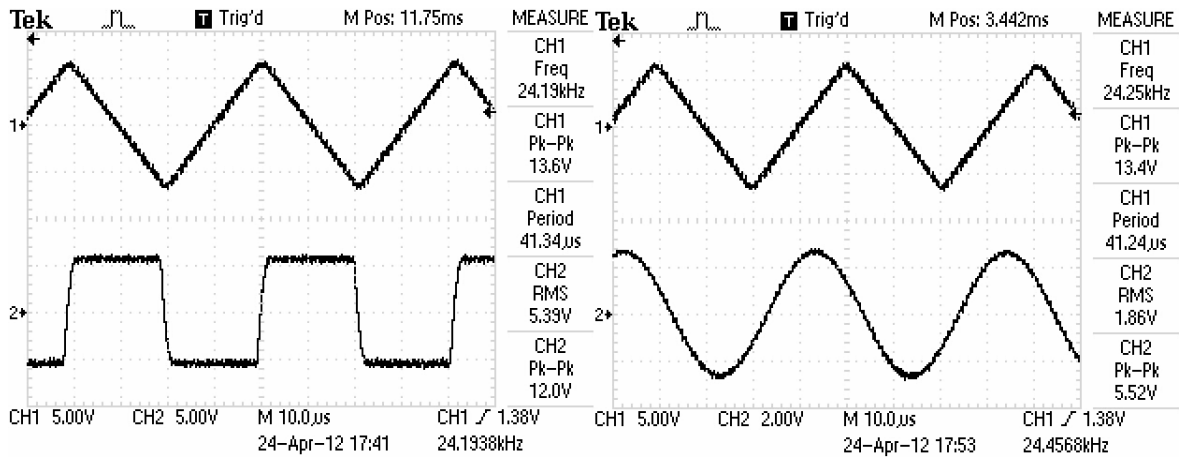
$$f_s = 3 \text{ kHz}$$



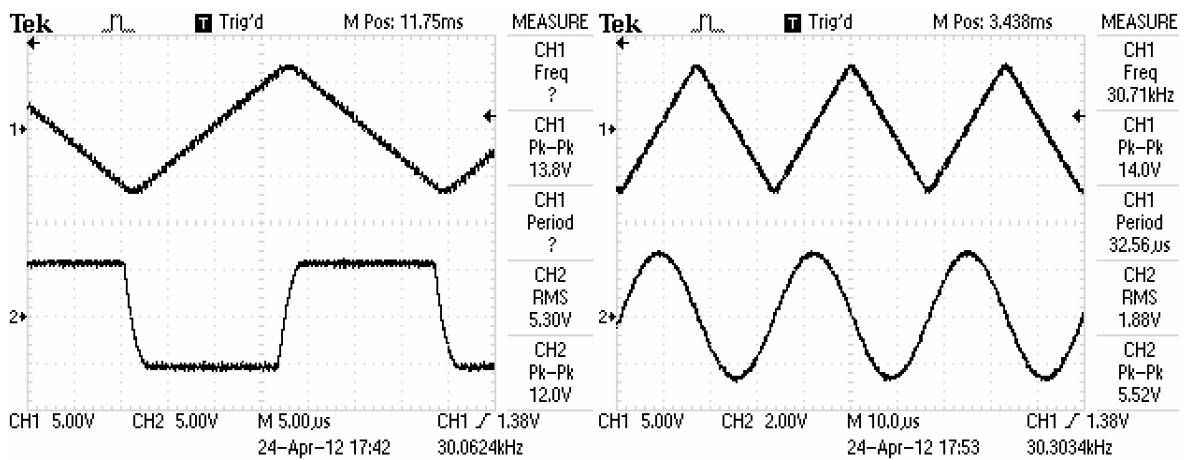
$$f_s = 10 \text{ Hz}$$



$$f_s = 1 \text{ MHz}$$



$$f_s = 1,5 \text{ MHz}$$



$$f_s = 2 \text{ MHz}$$