

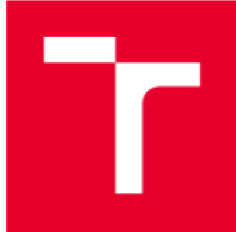
VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Brno, 2019

Ondřej Bartoň



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

BIPOLÁRNÍ A UNIPOLÁRNÍ TRANZISTOROVÉ SPÍNAČE PRO LABORATORNÍ VÝUKU

BJT AND MOSFET TRANSISTOR-BASED SWITCHES - EDUCATIONAL LABORATORY EQUIPMENT

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ondřej Bartoň

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

BRNO 2019

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**
Ústav radioelektroniky

Student: Ondřej Bartoň

ID: 191968

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Bipolární a unipolární tranzistorové spínače pro laboratorní výuku

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte modul generátoru obdélníků s regulací střídy a kmitočtu (do 100 kHz) a výstupní úrovní TTL pro řízení výkonových tranzistorových spínačů do 1 A (15 V) v bipolární (vícestupňový) i unipolární verzi (s integrovaným budičem). Provedte detailní návrh obou verzí a uzpůsobte zapojení pro studium nežádoucích jevů vznikajících při spínání nejen čistě rezistivní zátěže (doplňte deaktivovatelné kompenzační obvody). Návrh a chování ověřte simulacemi. Doplňte ochrany proti chybám z nepozornosti.

Zařízení zhotovte ve formě přípravku ukázkové laboratorní úlohy. Sestavte a připravte demonstrační ukázky (jednotlivé úkoly a zadání: měření napětí a proudů v časové oblasti, sledování zákmitů, odhad statické a dynamické výkonové ztráty), podklady pro měření (návod k úloze) a vypracování (standardní formulář). Cvičení koncipujte tak, aby v rámci domácí přípravy student provedl teoretický úvahový/početní návrh (poskytněte nutné vztahy) a experimentálně ověřil reálné vlastnosti obvodů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOLOUCH, J. Impulzová a číslicová technika: přednášky. Vyd. 3. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2008. ISBN 978-80-214-3789-0.

[2] Texas Instruments. [online aplikační doporučení]. Ringing Reduction Techniques for NexFET High Performance MOSFET. 2011. [cit. 7.5.2018]. Dostupné z <http://www.ti.com/lit/an/slpa010/slpa010.pdf>

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 23.5.2019

Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem laboratorního přípravku s bipolárními a unipolárními tranzistorovými spínači pro laboratorní výuku. Rozebírá jednotlivé prvky potřebné k návrhu obvodu, jako jsou integrátory, komparátory, bipolární, unipolární tranzistory. Navržený obvod obsahuje funkční generátor obdélníkového signálu, pomocí kterého se spínají unipolární a bipolární tranzistorové spínače. Tyto spínače jsou navrženy, tak aby spínaný proud byl do 1 A. Cílem práce je vytvoření laboratorního přípravku.

Klíčová slova

tranzistor, spínač, generátor obdélníkového signálu, zesilovač, střída, kmitočet

Abstract

This thesis deals with the design of new experimental laboratory equipment with bipolar and unipolar transistor switches. This work analyzes the components needed for circuit design, such as integrators, comparators, bipolar, and unipolar transistors. Designed system includes a functional rectangular signal generator that controls unipolar and bipolar transistor switches. These switches are designed for current switching up to 1 A. The completed educational device serves for experimental verification of designed circuits and their comparison with results gained from using the simulation software PSpice.

Keywords

transistor, switch, rectangular signal generator, power amplifier, duty cycle, frequency

Bibliografická citace:

BARTOŇ, O. *Bipolární a unipolární tranzistorové spínače pro laboratorní výuku*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2019. 51 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Bipolární a unipolární tranzistorové spínače pro laboratorní výuku jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 18. května 2019

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Romanovi Šotnerovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 18. května 2019

.....
podpis autora

Obsah

Seznam symbolů a zkratek	8
Seznam obrázků.....	12
Úvod.....	11
1. Návrh generátoru obdelníkového signálu	12
1.1 Integrovní zesilovač.....	13
1.2 Komparátor	14
1.3 Komparátor pro řízení střídy	16
1.4 Realizace generátoru	17
1.4.1 Řízení časové konstanty integrátoru	17
1.4.2 Doba nabíjení kondenzátoru	18
1.4.3 Doplnující obvodové komponenty generátoru	21
1.5 Celková podoba generátoru a jeho simulace.....	21
2. Návrh bipolárního a unipolárního tranzistorového spínače	24
2.1 Verze s bipolárním tranzistorovým spínačem.....	24
2.1.1 Návrh	24
2.2 Návrh unipolárního tranzistorového spínače	26
2.3 Reaktanční zátěž	28
3. Praktická realizace	31
3.1 Generátor obdelníkového signálu	31
3.2 Bipolární tranzistorový spínač	31
3.3 Unipolární tranzistorový spínač.....	33
4. Závěr	36
Přílohy.....	38
A Návrh desek plošných spojů	38
B Laboratorní protokol	40
C Ostatní průběhy reálného přípravku.....	46
D Fotodokumentace přípravku.....	49
E Obsah příloženého CD.....	51

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

TTL	tranzistorově-tranzistorová logika
NPN	negative-positive-negative
PNP	positive-negative-positive
SB	společná báze tranzistoru
SE	společný emitor tranzistoru
SC	společný kolektor tranzistoru
OPA	operational amplifier
OZ	operační zesilovač
BT	bipolární tranzistor
UT	unipolární tranzistor
DPS	deska plošného spoje

Symboly:

U	napětí	[V]
I	proud	[A]
R	odpor	[Ω]
U_B	napětí na bázi tranzistoru	[V]
U_E	napětí na emitoru tranzistoru	[V]
U_{in}	vstupní napětí	[V]
U_E	výstupní napětí	[V]
U_{BE}	napětí báze-emitor	[V]
U_{CE}	napětí kolektor-emitor	[V]
I_C	proud kolektoru	[A]
I_B	proud kolektoru	[A]
I_E	proud kolektoru	[A]
$U_{CC,DD}$	napájecí napětí	[V]
D	střída	[-, %]
f	frekvence	[Hz]
β	proudový zesilovací činitel	[-]
ω	úhlový kmitočet	[Hz]
U_{set_str}	napětí řídicí střídu obdélníkového signálu	[V]
$U_{str.}$	napětí řídicí střídu obdélníkového signálu	[V]
$U_{control}$	napětí řídicí kmitočet obdélníkového signálu	[V]
U_{SET}	napětí řídicí kmitočet obdélníkového signálu	[V]
U_Z	napětí na zátěži tranzistoru	[V]
I_Z	spínaný proud na zátěži tranzistoru	[V]
L_Z	cívka v reaktanční zátěži	[H]
C_Z	kondenzátor v reaktanční zátěži	[F]
R_Z	rezistivní zátěž	[Ω]
R_K	kompensační odpor	[Ω]

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 Blokové schéma zapojení generátoru	13
Obr. 2 Integrátor	13
Obr. 3 Zesilovač LT1228	14
Obr. 4 Základní zapojení komparátoru	15
Obr. 5 Komparátor s kladnou zpětnou vazbou	15
Obr. 6 Komparátor bez hystereze pro řízení střidy výstupního obdélníkového signálu generátoru	16
Obr. 7 Navržený generátor obdélníkového signálu	17
Obr. 8 Nastavení proudu I_{SET}	18
Obr. 9 Blokové schéma generátoru	18
Obr. 10 Funkce komparátoru	19
Obr. 11 Odvozené průběhy	19
Obr. 12 Simulace střidy obdélníkového signálu pomocí PSpice	22
Obr. 13 Průběh výstupního signálu generátoru s maximální možnou střidou	22
Obr. 14 Průběh výstupního signálu generátoru s minimální možnou střidou	23
Obr. 15 Navržený obvod s BT spínačem	25
Obr. 16 Simulace spínané zátěže při nastaveném kmitočtu 7 kHz na generátoru	26
Obr. 17 Simulace spínané zátěže při nastaveném kmitočtu 77 kHz na generátoru ..	26
Obr. 18 Unipolární tranzistorový spínač	27
Obr. 19 Časový průběh unipolárního tranzistorového spínače	28
Obr. 20 Zpomalená hrana sepnutí unipolárního tranzistorového spínače	28
Obr. 21 Reaktanční zátěž	29
Obr. 22 Projev parazitního jevu při spínání zátěže	29
Obr. 23 Zmírnění zvonění pomocí RC článku	30
Obr. 24 Reálný průběh generátoru	31
Obr. 25 Časový průběh napětí na spínané zátěži $R_Z = 15\Omega$	32
Obr. 26 Časový průběh proudu na spínané zátěži $R_Z = 15\Omega$	32
Obr. 27 Časový průběh napětí na reaktanční zátěži	33
Obr. 28 Časový průběh napětí na reaktanční zátěži (parazitní jev kompenzován RC článkem)	33

Obr. 29 Časový průběh napětí na spínané rezistivní zátěži 15Ω	34
Obr. 30 Časový průběh napětí na spínané reaktanční zátěži	34
Obr. 31 Časový průběh napětí spínané reaktanční zátěži – kompenzováno RC článkem	35
Obr. 32 Zapojení rezistoru R_K	35

ÚVOD

Tato práce se zabývá návrhem laboratorního přípravku s bipolárními a unipolárními tranzistorovými spínači pro laboratorní výuku.

Cílem práce je vytvořit funkční přípravek do laboratorní výuky. Návrh počítá s generátorem obdélníkového signálu s regulací střidy a kmitočtu do 100 kHz a výstupní úrovní TTL pro řízení výkonových tranzistorových spínačů do 1 A, při napájecím napětí 15 V. Návrh je založen na modifikaci již známých zapojení, které již byly zmíněny v některé odborné literatuře.

Zařízení má tři části, prvním je samotný generátor, druhý blok přípravku je obvod výkonového bipolárního tranzistorového spínače a posledním blokem je zapojení unipolárního tranzistorového spínače. V již zmíněném druhém bloku je v posledním tranzistorovém stupni použit tranzistor typu PNP, který je zde v zapojení jako spínač. Blok s unipolárním tranzistorovým spínačem je na desce plošného spoje (DPS) dostupný pomocí přepínače. Tento blok obsahuje tranzistorový driver a tranzistor typu MOSFET.

Zapojení je navrženo tak, aby měl student na výběr více variant měření. Bude si moci vybrat ze tří spínaných zátěží v obou částech obvodu se spínači. Na výběr má student ze dvou rezistorů, pro zátěžový proud do 1 A, také jsou zde reaktanční zátěže. Student také bude moci řídit kmitočet a střidu interního generátoru.

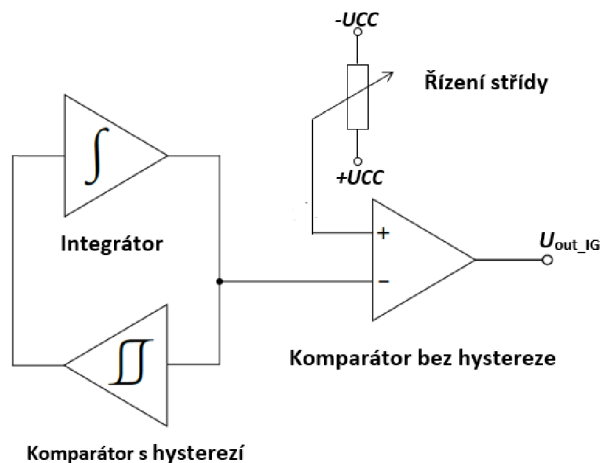
1. NÁVRH GENERÁTORU OBDELNÍKOVÉHO SIGNÁLU

Generátor je zdrojem signálu, který se v čase střídavě mění s určitou periodou. Takovýto zdroj obdélníkového signálu spadá do kategorie generátorů neharmonických kmitů. Ke vzniku těchto průběhů je potřeba nahromaděná energie, proto musí v návrhu být zajištěna i reaktance [1]. V mém návrhu se počítá s kapacitou o hodnotě 10 nF. Je možné použít i kondenzátor o menší hodnotě, ale to by již musely být použity příliš velké hodnoty odporů.

Tento generátor je označován také jako funkční, což znamená, že jeho výstupní napětí může mít průběh pily, obdélníkového, trojúhelníkového nebo sinusového typu a další. Funkční generátory se hojně používají například pro spínané zdroje [2] a různé mikroprocesorové aplikace, kde je potřeba hodinového signálu, což většinou představuje obdélníkový průběh se střídáním úrovně 0 a 5 V (TTL). V tomto případě bude možno obdélníkový průběh využít pro spínání tranzistorových spínačů na přípravku do laboratorní úlohy.

Obvod generátoru je složen ze dvou základních stavebních prvků (Obr. 1), kde jednomu lze elektronicky řídit parametr [3]. Prvním blokem je integrační zesilovač neboli integrátor, který pomocí své časové konstanty obstarává rychlost nárůstu a poklesu napětí na jeho výstupu (dané dobou nabíjení a vybíjení kondenzátoru). Nabíjení a vybíjení kondenzátoru, se budeme věnovat později v kapitole o realizaci generátoru. Druhou důležitou součástí obvodu je blok komparátoru, který je zde tvořen porovnávacím obvodem s hysterezí. Tyto dva zmíněné bloky jsou zapojeny do kladné zpětné vazby [4].

Třetí a poslední součástí obvodu generátoru je operační zesilovač s potenciometrem. Ten funguje jako komparátor (bez hystereze) pro dosažení změny střídavy obdélníkového napětí. Na vstupu porovnává trojúhelníkové napětí z předem zmíněného jádra generátoru s konstantním DC napětím na jezdcí potenciometru, jehož změnou se mění střída obdélníkového signálu. Základní blokové zapojení takového generátoru uvádím na Obr. 1.

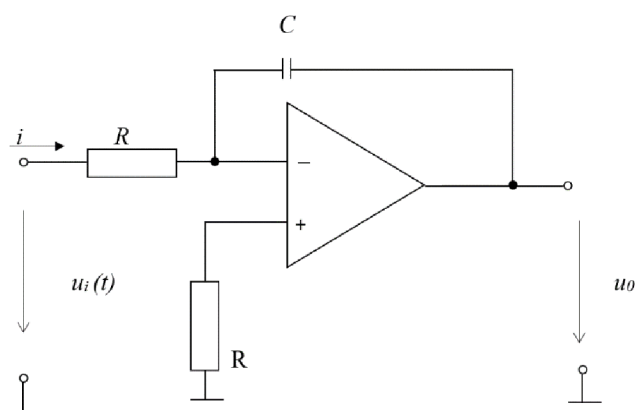


Obr. 1 Blokové schéma zapojení generátoru

Tvorba trojúhelníkového a obdélníkové průběhu napětí je zaručena spojením integrátoru a komparátoru [5] s hysterezí. Na oba vstupy integrátoru se střídavě přivádí napětí shodné polaroty. Opačný vstup je připojen k nule. Na kladném vstupu komparátoru bez hystereze je připojen potenciometr, kterým se reguluje střída obdélníkového signálu.

1.1 Integrační zesilovač

Základem generátoru je integrační zesilovač neboli integrátor [6]. Nejčastější a nejjednodušší zapojení integračního zesilovače lze vidět na Obr. 2, kde do záporné zpětné vazby je zapojen kondenzátor.



Obr. 2 Integrátor

Pro vstupní proud $i(t)$ platí $i(t) = u_i(t) / R$ [6], kdy všechny proudy tečou do kondenzátoru. Pro napětí na tomto kondenzátoru tedy platí:

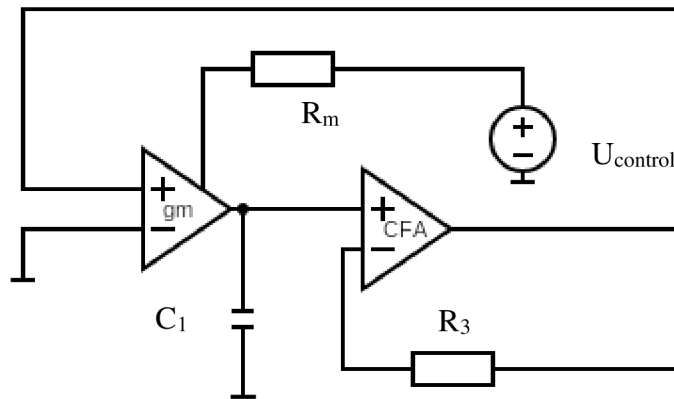
$$u_c(t) = \frac{q(t)}{C} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i(t) dt = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \frac{u_i(t)}{R} dt, \quad (1)$$

kde $q(t)$ je náboj. Pro výstupní napětí integrátoru uvádíme vztah:

$$u_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_i(t) dt - u_0(t = 0). \quad (2)$$

V Obr. 2 vidíme integrátor v invertujícím zapojení, jehož použití bývá nejběžnější. Pro můj návrh budu využívat neinvertujícího zapojení. Integrátor provádí integraci neinvertovaného vstupního signálu podle času.

V návrhu volím operační transkonduktanční zesilovač s výstupním oddělovacím a zesilovacím stupněm typu LT1228 (Obr. 3) [3], který obsahuje transkonduktor (OTA; s parametrem transkonduktance: g_m) a zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (current feedback amplifier = CFA). Díky němu získávám napětím řízený integrátor, což umožňuje elektronické řízení kmitočtu generátoru, kde bude tento stavební blok použit.



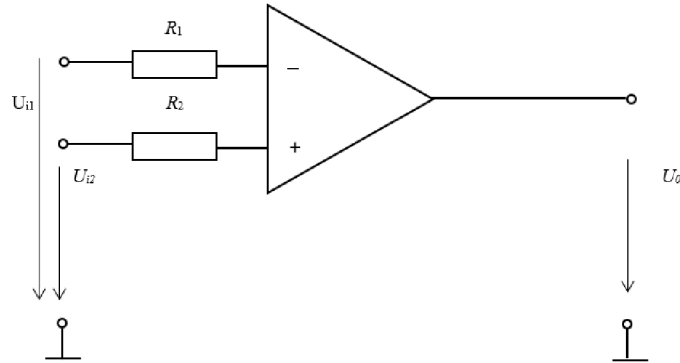
Obr. 3 Zesilovač LT1228

Významu rezistoru R_m je věnována část následující kapitoly. Pouzdro LT1228 obsahuje transkonduktor a operační zesilovač s velice rychlou proudovou zpětnou vazbou a šířkou pásma 100 MHz [3]. Což bude velice dostačující, jelikož požadavky návrhu se pohybují v kmitočtech do 100 kHz.

1.2 Komparátor

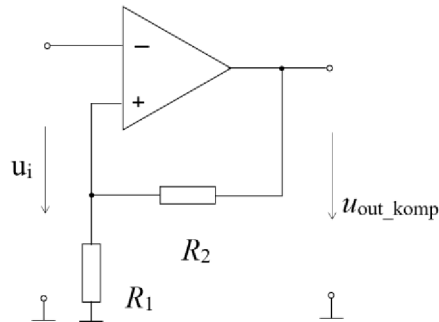
Jelikož v generátoru využíváme srovnávání dvou napětí, budeme muset použít operační zesilovač zapojený jako komparátor [5], [6]. Ten má za úkol porovnávat napětí přivedená na kladný a záporný vstup. Polarita výstupního saturačního napětí komparátoru se odvíjí od velikostí vstupních napětí. Komparátor je porovná, a pokud je na kladném vstupu vyšší napětí než tom záporném, tak výstupní napětí potom bude kladné. Když tedy bude přivedené napětí vyšší naopak na záporném vstupu, zaručí to záporné (saturační napětí –

asi 1 až 2 V méně, než je napájecí napětí, pokud se nejedná o specifický komparační zesilovač [6]) napětí na výstupu komparátoru. Jako základní zapojení se používá varianta na Obr. 4. Rezistory (max. nízké stovky Ω) ve vstupech mohou zlepšit symetrii a spolu se vstupními parazitními kapacitami záměrně omezit šířku pásma vstupního signálu (zlepšení stability dle doporučení výrobce) [7].



Obr. 4 Základní zapojení komparátoru

Toto zapojení (Obr. 4) je jednoduché a neobsahuje zpětnou vazbu. Pro můj návrh však bude zpětná vazba nezbytná, jelikož bude potřeba hystereze. Proto použiji kladnou zpětnou vazbu, která zavede hysterezi a ta to zajistí (Obr. 5). Hystereze určuje dvě napěťové hladiny, mezi kterými bude prováděno překlápění komparátoru. Tím se definuje velikost rozkmitu trojúhelníkového signálu integrátoru, který je ve smyčce zpětné vazby s tímto komparátorem.



Obr. 5 Komparátor s kladnou zpětnou vazbou

Kladnou zpětnou vazbu zde tvoří rezistory R_1 a R_2 a jsou zapojeny do neinvertujícího vstupu (Obr. 5). Na výstupu tak budeme moct pozorovat pouze kladné nebo záporné saturační napětí. Což nám bude následně tvořit obdélníkový signál. Napětí na neinvertujícím vstupu komparátoru je dáno zpětnou vazbou, tedy rezistory R_1 a R_2 . To můžeme zjistit jako napětí na děliči. Toto napětí lze určit dle vztahu

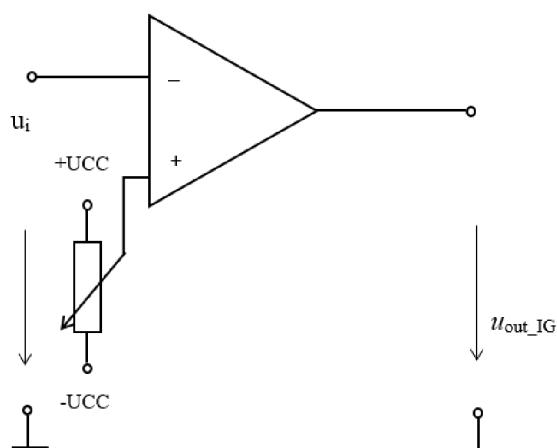
$$u_{\text{ref+/-}} = \pm u_{\text{out_komp}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (3)$$

kde $u_{\text{ref}+}$ je napětí neinvertujícího vstupu komparátoru a $u_{\text{out_komp}}$ je napětí, kterým je napájen dělič R_1, R_2 (prakticky saturační napětí nebo napájení).

Pro konstrukci komparátoru budeme používat operační zesilovač typu OPA2652 [7], jelikož pro praktickou realizaci není příliš nákladný na pořízení. Dle dokumentace je také vhodný pro realizaci generátoru obdélníkového signálu. Tento typ OZ má šířku pásma 700 MHz a je napájen napájecím napětím ± 5 V. Pro následnou výrobu se bude hodit schéma uspořádání jednotlivých pinů v pouzdře tohoto OZ (úspora místa – několik OZ v pouzdře), viz daná dokumentace [7].

1.3 Komparátor pro řízení střídavy

Poslední důležitou součástí generátoru, je použití operačního zesilovače s vysokým zesílením (ZV není nastavena), který bude porovnávat trojúhelníkový výstup jádra generátoru s DC napětím získaným na potenciometru [6]. Změnou napětí na potenciometru bude možno řídit poměr nízké a vysoké úrovně napětí, tedy střídavy.



Obr. 6 Komparátor bez hystereze pro řízení střídavy výstupního obdélníkového signálu generátoru

Střídava bude řízena pomocí napětí na potenciometru připojeného na kladný vstup komparátoru. Pro simulace místo potenciometru uvažujeme zdroj stejnosměrného napětí VDC.

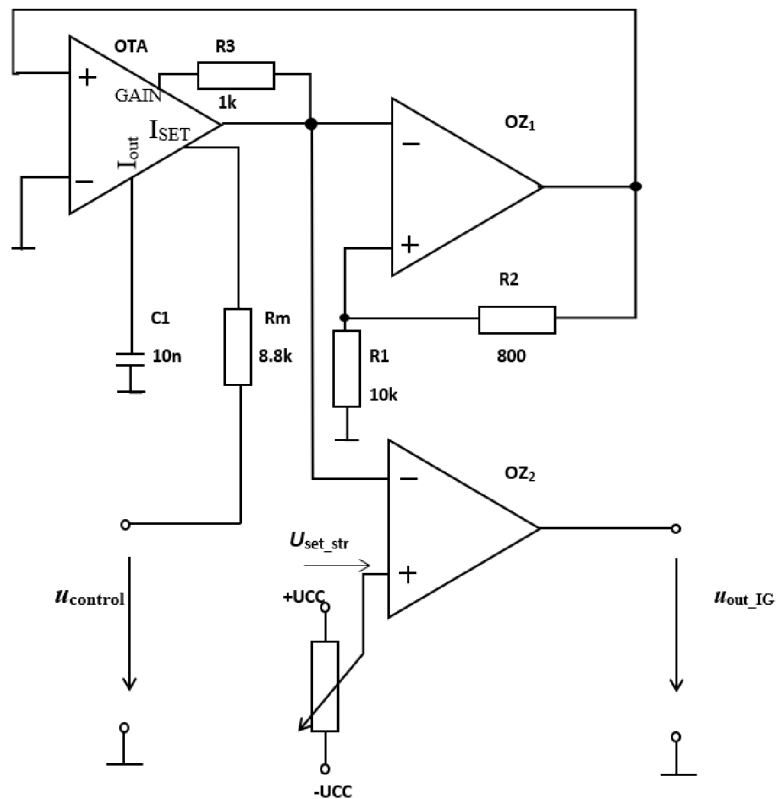
Střídava signálu znamená poměr časů trvání vysoké úrovně napětí a nízké úrovně napětí, viz vztah (5). Takovéto vyjádření může mít podobu $D = 1:1, 1:2$ atd. Střídava bývá většinou označována značkou D nebo zkratkou DCL. Obojí vychází z anglického slova duty cycle. Tento poměr časů se také může udávat v procentech. Pokud tak činíme označujeme v procentech dobu trvání vysoké úrovně vůči nízké úrovni signálu. Střídavu tedy vypočteme dle vztahu:

$$D = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \cdot 100 [\%], \quad (4)$$

kde t_1 je doba trvání signálu ve vysoké úrovni a t_2 je doba trvání signálu v nízké úrovni.

1.4 Realizace generátoru

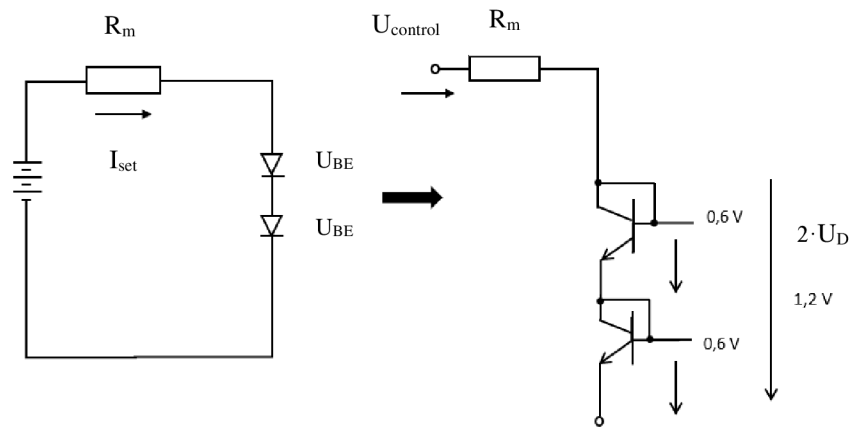
Zapojením dílčích obvodů, zmíněných v předchozích kapitolách, (dle Obr. 7) vznikne požadovaný generátor obdélníkového signálu. Kde u_{control} je řídicí napětí pro nastavení proudu $I_{\text{set_max}}$ na transkonduktoru (OTA).



Obr. 7 Navržený generátor obdélníkového signálu

1.4.1 Řízení časové konstanty integrátoru

Nyní je třeba získat hodnotu rezistoru R_m pro správné nastavení proudu $I_{\text{SET_max}}$. Tento proud musí být dle dokumentace od $1 \mu\text{A}$ do 1mA , aby daný OTA správně pracoval [3]. Pro návrh počítám s maximální hodnotou 1mA . Je třeba napočítat hodnotu rezistoru, tak aby odpovídala této hodnotě průtoku proudu. Daný rezistor lze snadno počítat přes úbytek napětí na dvou diodách (zapojení tranzistorů se spojenými svorkami B a E [8]) viz schéma na Obr. 8.



Obr. 8 Nastavení proudu I_{SET}

Z tohoto schématu lze odvodit vztah pro napětí $U_{control}$ jako:

$$U_{control} = -U_{CC} + 2 \cdot U_D + U_{Rm} \quad (5)$$

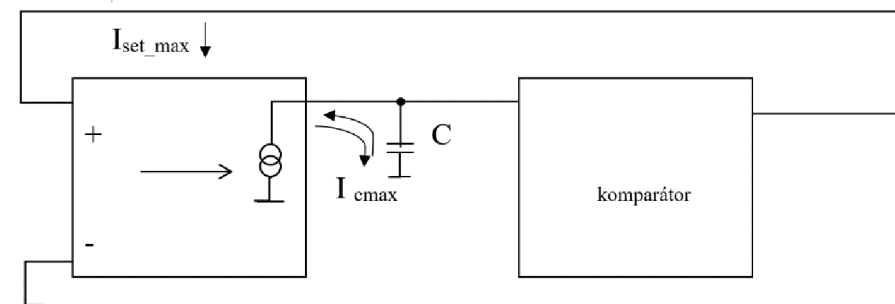
Z toho vyplývá, že:

$$R_m = \frac{U_{control} - 2 \cdot U_D + U_{CC}}{I_{Rm}}, \quad (6)$$

kde $U_{control} = 5 \text{ V}$, $U_{CC} = 5 \text{ V}$, úbytek napětí je součtem dvou dílčích úbytků napětí U_{BE} a tedy celkový $2 \cdot U_D = 1,2 \text{ V}$, $I_{m_max} = I_{set_max} = 1 \text{ mA}$, R_m tedy vyjde $8,8 \text{ k}\Omega$.

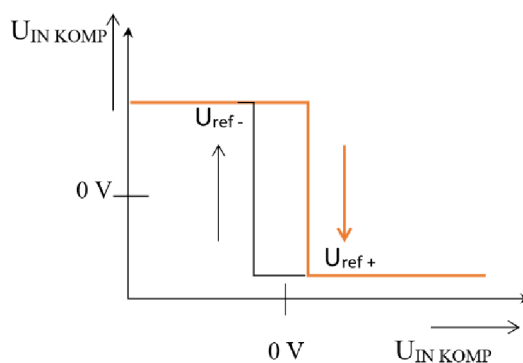
1.4.2 Doba nabíjení kondenzátoru

V předchozí kapitole jsem nastavil maximální proud I_{set_max} , který se bude hodit při výpočtu doby nabíjení kondenzátoru. Je to proudový zdroj, který nabíjí pracovní kondenzátor obvodu.

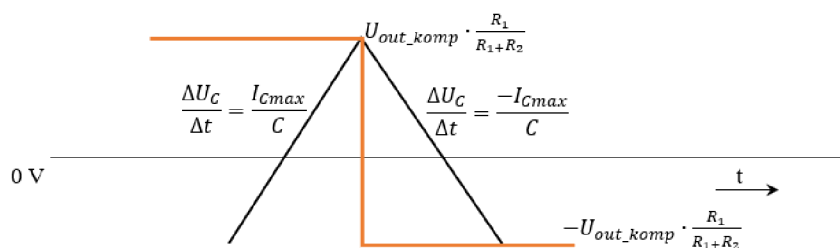


Obr. 9 Blokové schéma generátoru

Na Obr. 9 je blokové schéma navrhovaného generátoru. Jeho činnost je následující. Dejme tomu, že výstup komparátoru je ve stavu vysoké výstupní úrovně (kladná saturace). Toto napětí zajistí, že invertující vstup OTA (LT1228) je rozvážen takovým způsobem (OTA má velmi omezenou dynamiku a větší napětí na vstupu ihned způsobí saturaci výstupního proudu OTA), že proud tekoucí z OTA má maximální možnou kladnou hodnotu danou I_{set_max} . Kondenzátor integrátoru se nabíjí proudem I_{set_max} (odvozeno z $U_{control}$) lineárně dokud napětí na něm nedosáhne komparační úrovně komparátoru. Výstup komparátoru se následně přepne do nízké úrovně a i při možném zvyšování napětí na vstupu komparátoru v ní zůstane. Jenže vstupní napětí se nezvyšuje, protože C se začne vybíjet (reverzovanou/obrácenou hodnotou proudu I_{set_max}) k záporné výstupní úrovni komparátoru a opět dojde k překlapaní výstupu, jakmile napětí na výstupu integrátoru dosáhne dolní prahové úrovně komparátoru. Tento děj se cyklicky opakuje. K nabíjení a vybíjení kondenzátoru integrátoru dochází rychlostí, která je určena časovou konstantou (C) a proudem I_{set_max} . Průběh překlápění úrovně napětí na komparátoru můžeme vidět na Obr. 10.



Obr. 10 Funkce komparátoru



Obr. 11 Odvozené průběhy

Průběhy jsou symetrické kolem 0 V právě z důvodu symetrického napájení a platí zde:

$$U_{ref+} = \frac{-U_{OUT} \cdot R_1}{R_1 + R_2}, \quad (7)$$

$$U_{ref-} = \frac{U_{OUT} \cdot R_1}{R_1 + R_2}. \quad (8)$$

Pro zjištění doby nabíjení (Obr. 11) vycházím ze vztahu:

$$\frac{\Delta U_C}{\Delta t} = \frac{I_{Cmax}}{C}, \quad (9)$$

z něj vyjádříme Δt :

$$\Delta t = \frac{C}{I_{Cmax}} \cdot \Delta U. \quad (10)$$

Z průběhu v Obr. 11 je jasné, že za ΔU dosazuji $2 \cdot U_{OUT} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ a dostávám tedy výsledný vztah pro dobu nabíjení kondenzátoru:

$$\Delta t = \frac{C}{I_{Cmax}} \cdot 2 \cdot U_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (11)$$

kde I_{Cmax} odpovídá dříve vypočtenému I_{set_max} tedy 1 mA a kondenzátor jsem zvolil s hodnotou 10 nF. Opakovací perioda (T) takového signálu se skládá ze součtu dvou časových úseků t_1 a t_2 . Jedná se o úsek nabíjení a vybíjení. Jelikož zde máme symetricky napájený komparátor, znamená to tedy, že vybíjení i nabíjení trvá stejně dlouhou dobu, tak pro opakovací periodu platí následující vztah:

$$T = t_1 + t_2 = \frac{4 \cdot C \cdot U_{out_tr}}{I_{Cmax}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (12)$$

kde opět platí, že $I_{Cmax} = I_{set}$ [9], $C = 10$ nF. Pokud bude ve zpětné vazbě komparátoru nastavena referenční úroveň tak, že bude nabíjet C až do saturace, znamená to, že se vztah pro opakovací periodu se nám zjednoduší ze vztahu:

$$f_0 = \frac{U_{control}}{4 \cdot R \cdot C \cdot U_{out_tr}}, \quad (13)$$

na:

$$T = \frac{1}{f_0}, \quad (14)$$

protože jde o vzájemný poměr dvou rezistorů, kdy R_2 půjde svou velikostí odporu do nekonečna.

Výše odvozené rovnice samozřejmě platí i pro proudy I_{SET} menší než 1 mA. Návrhové předpoklady a meze velikosti I_{SET} omezují I_{Cmax} na nejvyšší hodnotu 1 mA.

1.4.3 Doplnující obvodové komponenty generátoru

Na vstup kladné polarity na vstupu LT1228 [3] se může připojit rezistor, který slouží pro záměrné snížení rizika vzniku oscilací (doporučení [2]), podobně jako na vstupech OZ (OPA2652), dle doporučení výrobce [7]. Bude sice lehce srážet hranu výstupního obdélníkového napětí, ale případné kmitání rychlých OZ bude účinně potlačeno. Ve výchozím stavu bude jeho hodnota rovna 100Ω [7].

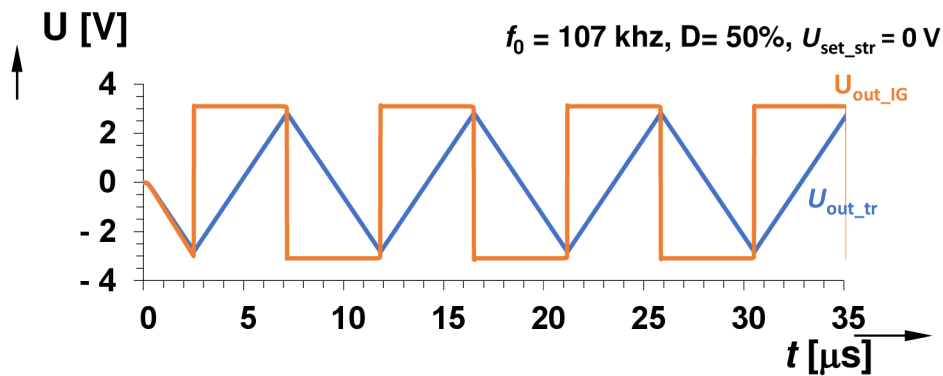
Dále stanovím pracovní pásmo generátoru, pro zvolenou hodnotu kondenzátoru 10 nF. Obecně se to odvíjí od minimální ($I_{set_min} = 1 \mu A$) a maximální ($I_{set_max} = 1 mA$) hodnoty I_{set} , která určuje řídicí napětí $U_{control}$. Viz řešení v předchozí kapitole. Z dříve odvozených vztahů lze tedy použít vztah (12) a (13), ze kterých můžeme vyjádřit vztah pro kmitočet generátoru

$$f_0 = \frac{I_{Cmax}}{4 \cdot C \cdot U_{out_tr}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad (15)$$

kde řídicí napětí $U_{control}$ odpovídá nejvyšší možné hodnotě 5 V, hodnota rezistoru $R_1 = 1 k\Omega$, $R_2 = 12 k\Omega$, $I_{Cmax} = I_{set} = 1 mA$, amplituda trojúhelníkového napětí $U_{out_tr} = 3 V$, kondenzátor $C = 10 nF$. Při tomto nastavení kmitočet vychází teoreticky na 108,3 kHz.

1.5 Celková podoba generátoru a jeho simulace

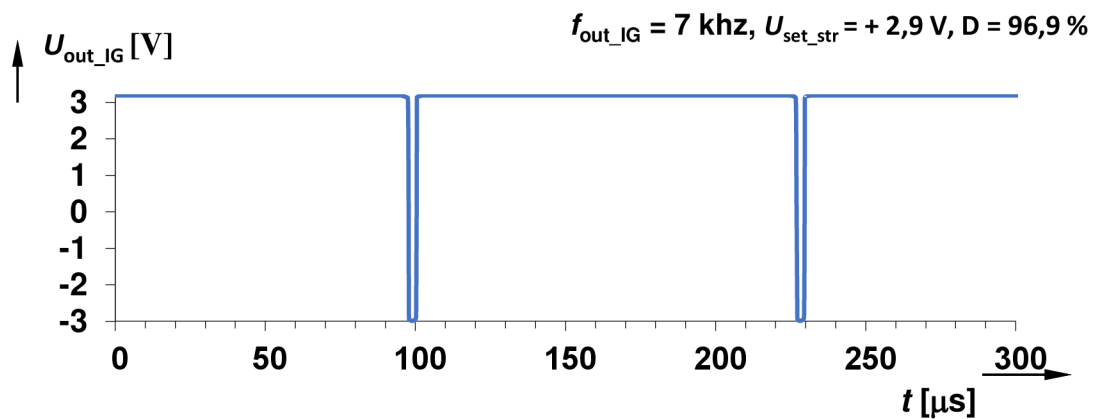
Výsledný funkční generátor se všemi doplněnými hodnotami z předchozích kapitol bylo již vidět na Obr. 7. Simulace takového generátoru v časové oblasti vypadá dle Obr. 12.



Obr. 12 Simulace střidy obdélníkového signálu pomocí PSpice

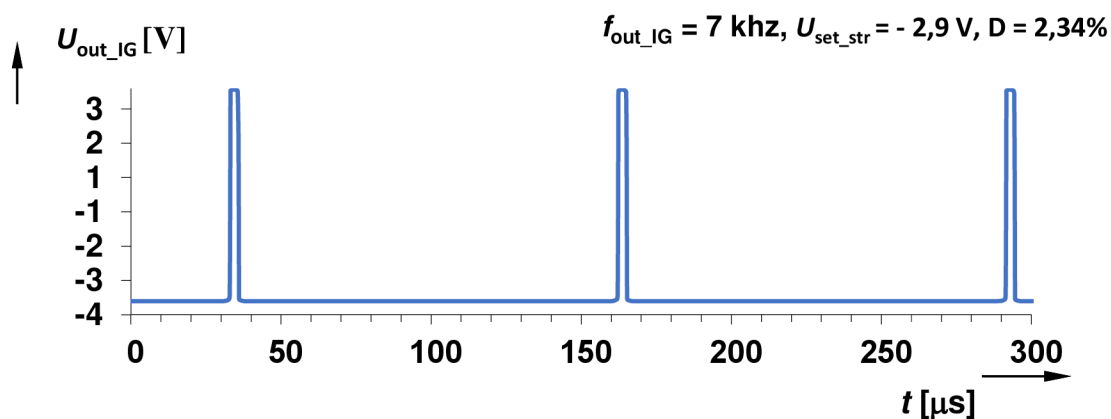
Výstup U_{out_IG} je výstup interního generátoru, jehož signál má střidu řízenou pomocí napětí U_{set_str} na kladném vstupu komparátoru bez hystereze. Parametry nastaveny pro tuto simulaci byly $U_{control} = 5 \text{ V}$, $U_{set_str} = 1 \text{ V}$, $D = 50 \%$. Simulacemi jsem ověřil, že kmitočet generátoru odpovídá hodnotě 107 kHz, což se blíží dříve vypočtené teoretické hodnotě 108 kHz. Dále jsem ověřil maximální napětí U_{set_str} , které zde můžeme pouštět je $\pm 2,9 \text{ V}$. Při napětí $U_{set_str} \pm 3 \text{ V}$ se již výsledný signál nepodobá obdélníkovému signálu, protože je úroveň již mimo rozkmit (maximum) trojúhelníkového signálu na vstupu komparátoru bez hystereze (OZ_2).

Střída pro maximální možné napětí $U_{set_str} + 2,9 \text{ V}$, vyšla dle vztahu (5) $D = 96,9 \%$, což se blíží maximální teoretické střídě 100 % (plně v saturaci), která ovšem reálně neexistuje. Takovýto signál lze vidět v simulaci na Obr. 13.



Obr. 13 Průběh výstupního signálu generátoru s maximální možnou střidou

Střída pro minimální možné napětí $U_{set_str} - 2,9 \text{ V}$, vyšla dle vztahu (5) $D = 2,34 \%$, což se blíží minimální teoretické střídě 0 %, která ovšem reálně neexistuje. Takovýto signál lze vidět v simulaci na Obr. 14.



Obr. 14 Průběh výstupního signálu generátoru s minimální možnou střídou

Toto může být jedním z úkolů pro měření laboratorního přípravku, kdy student si pomocí potenciometru ověří, při kterém napětí bude generátor schopný ještě generovat obdélníkový signál s jistou minimální a maximální střídou.

Změnu kmitočtu navrženého generátoru můžeme dosáhnout několika způsoby. Pomocí nastavení proudu I_{set} . Změny kmitočtového pásma dosáhneme změnou kondenzátoru. V návrhu bude na výběr ze dvou možností 600 pF a 10 nF, při možnosti 10 nF se pohybujeme na kmitočtech v řádu od jednotek do pár desítek kilohertzů. Při zařazení 600 pF se pohybujeme na kmitočtech od desítek kilohertzů výše, blízcím se ke 100 kHz.

2. NÁVRH BIPOLÁRNÍHO A UNIPOLÁRNÍHO TRANZISTOROVÉHO SPÍNAČE

2.1 Verze s bipolárním tranzistorovým spínačem

Blok obvodu s bipolárními tranzistorovými spínači je složen z výkonových tranzistorů typu PNP, NPN a také z jednoho nízko-úrovňového tranzistoru. Voleny jsou u nás lehce dostupné tranzistory typu BD244 [10], BD135 [11], BC557 [12]. BD244 (T4) je výkonový tranzistor typu PNP a dle dokumentace [10] je vhodný pro aplikace s užitím jako spínač. Ten je hlavním tranzistorem v našem navrhovaném obvodu. Je zapojen jako spínač. Spínat má dvě různé rezistivní zátěže, kterými poteče proud maximálně 1 A. BD135 (T3) je středně výkonový tranzistor typu NPN. Kromě této aplikace je vhodný také pro audio zesilovače. BC557 (T2) je běžný nízkoúrovňový tranzistor PNP.

2.1.1 Návrh

Návrhem samotným jsem se inspiroval počítačovým cvičením č. 3 z předmětu Impulzová a číslicová technika (BICT) [13], kde je navržen obvod tranzistorového spínače, kdy spínaná zátěž je na tranzistoru typu NPN. Můj navrhovaný obvod jsem dostal přezrcadlením zmíněného obvodu, kdy spínaná zátěž tedy bude na výkonovém tranzistoru typu PNP.

Samotný návrh obvodu se celý odvíjí od požadovaného proudu na zátěžích a také od řídicího signálu přiváděného na vstup tohoto bloku, což je výstupní obdélníkový signál z navrženého generátoru nebo externího zdroje. Při výpočtovém návrhu jsem postupoval od tranzistoru PNP BD244 (T4) se zátěžemi směrem ke vstupu. Postupoval jsem dle vztahů pro výpočet pracovního bodu tranzistoru. Také pomocí Ohmova zákona a vztahu pro napětí na děliči a z protékajících proudů uzly, jsem určil jednotlivé hodnoty rezistorů.

Postupoval jsem tedy od spínané zátěže R_{Z1} , pro spínaný proud 1 A. Dle simulací jednotlivých tranzistorů jsem si zjistil jednotlivá DC napětí přechodů a elektrod tranzistorů v sepnutém stavu obvodu (protéká očekávaný proud). Jednotlivá značení tranzistorů lze vidět na Obr. 15, přičemž napětí na jeho svorkách, známá z datasheetů [10]-[12] jednotlivých tranzistorů jsou: $U_{EC_T4} = 0,16$ V, $U_{EB_T4} = 0,81$ V, $U_{BC_T4} = 0,65$ V, $U_{C_T3} = 4,5$ V, $U_{B_T3} = 0,7$ V, $U_{EC_T2} = 0,01$ V, $U_{EB_T2} = 0,81$ V, $U_{BC_T2} = 0,8$ V. Dále známe $U_{DD} = 15$ V, $I_{Z1} = 1$ A, $I_{Z2} = 0,5$ A, Pro rezistor R_{Z1} tedy platí:

$$R_{Z1} = \frac{U_{DD} - U_{EC_T4}}{I_{Z1}} = \frac{15 - 0,16}{1} = 14,84 \Omega. \quad (16)$$

Na vyrobené DPS zde ještě bude umístěna druhá zátěž s hodnotou R_{Z2} , tak aby si mohl student při měření vybrat zátěžový proud 0,5 A. Pro něj tedy platí:

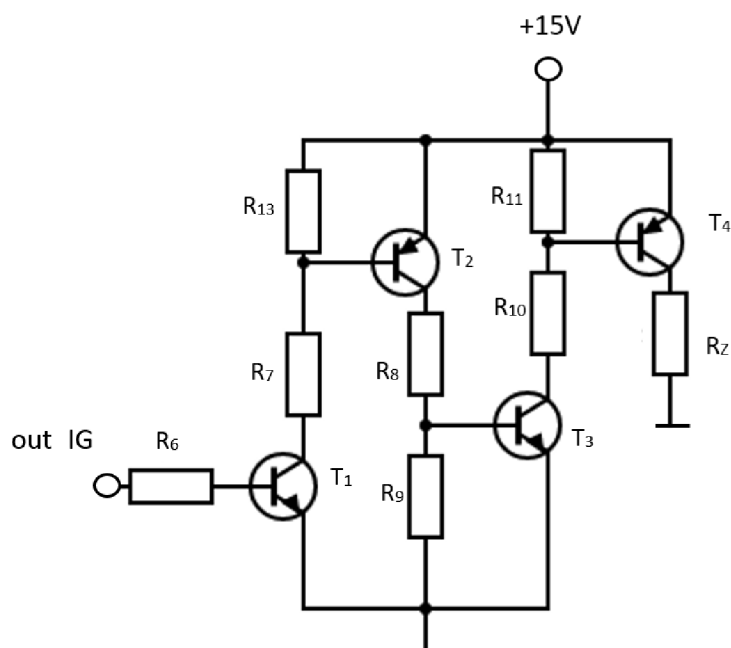
$$R_{Z2} = \frac{U_{DD} - U_{EC_T4}}{I_{Z1}} = \frac{15 - 0,16}{0,5} = 29,68 \Omega. \quad (17)$$

Pro rezistory R_{11} a R_{10} na Obr. 15, platí vztah pro napětí na děliči [1]. Z poměru jsem určil rezistory $R_{11} = 180 \Omega$, $R_{10} = 270 \Omega$. Při znalosti proudů $I_{R11} = 4,4 \text{ mA}$, $I_{CT4} = 35,5 \text{ mA}$, zjištěných pomocí úbytků napětí z datasheetů a simulací. Můžeme tyto hodnoty rezistorů ověřit pomocí vztahů

$$R_{11} = \frac{U_{EB_T4}}{I_{R11}} = \frac{0,81}{4,4 \cdot 10^{-3}} = 184 \Omega, \quad (18)$$

$$R_{10} = \frac{U_{B_T4} - U_{C_T3}}{I_{C_T4}} = \frac{14,19 - 4,59}{35 \cdot 10^{-3}} = 274 \Omega. \quad (19)$$

Takto podobně jsem pokračoval i pro ostatní rezistory. Po drobných zaokrouhleních budou rezistory následující: $R_{13} = 100 \Omega$, $R_{11} = 180 \Omega$, $R_{10} = 270 \Omega$, $R_9 = 390 \Omega$, $R_8 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$, Navrhovaný obvod můžete vidět na Obr. 15. Rezistor R_6 je navržen tak, aby proud do báze byl v mezích, dle katalogu daného tranzistoru [16].



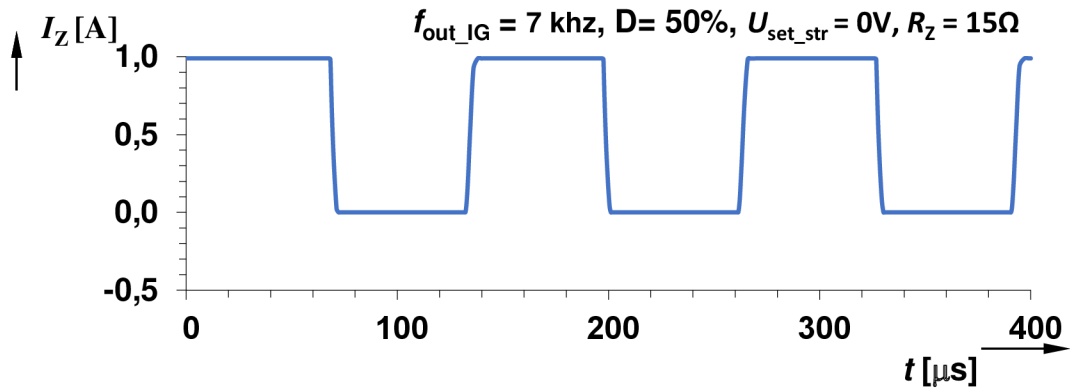
Obr. 15 Navržený obvod s BT spínačem

Kde tedy hodnoty jsou: $R_6 R_7 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 390 \Omega$, $R_{10} = 270 \Omega$, $R_{11} = 180 \Omega$, $R_{Z(1)} = 15 \Omega$, $R_{Z(2)} = 30 \Omega$, $R_{13} = 100 \Omega$.

Tyto napočítané prvky mezi řídicím signálem a zátěží mají za úkol zajistit správné napěťové a proudové poměry v sepnutém stavu. Při výpočtech jsou brány na vědomí parametry, jako jsou proudový zesilovací činitel tranzistoru a přípustná kolektorová napětí.

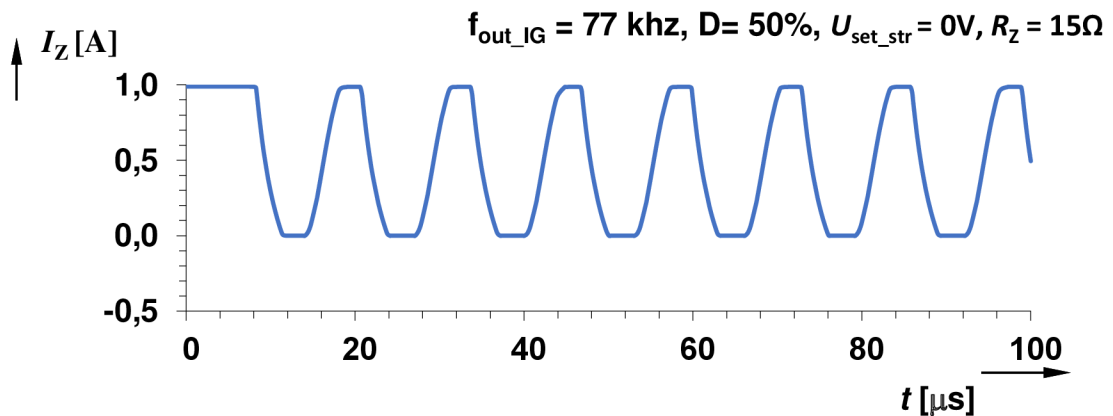
V prvotním návrhu jsem vycházel přesně z přezrcadleného obvodu z počítačového cvičení [9], v simulaci jsem ale zjistil, že daný obvod před spínačem spíná použitou zátěž

neustále. Důvodem bylo nedostatečné napětí pro uzavření tranzistoru BD244. Z tohoto důvodu byl přidán další tranzistorový stupeň, kde byl použit tranzistor typu BC548 (T1) [16] a dělič s rezistory R_7 a R_{13} . Díky tomu byla zajištěna schopnost uzavřít přechod tranzistoru, a tedy i správné spínání zátěže. V Obr. 16 je vidět správné spínání zátěže R_{Z1} ,



Obr. 16 Simulace spínané zátěže při nastaveném kmitočtu 7 kHz na generátoru

Pokud budeme danou zátěž spínat při vyšších kmitočtech, bude docházet k tvarovému zkreslení signálu. Průběh proudu již nebude tolik připomínat obdélníkový průběh, právě díky reakční době výkonových tranzistorů (době zotavení PN přechodů [1]). Lehce zkreslený průběh lze vidět na Obr. 17. Toto prodloužení doby hrany budou moct studenti měřit v rámci této laboratorní úlohy. Pro tento průběh byl nastaven kmitočet o dekádu vyšší, tak aby byl rozdíl znatelnější.



Obr. 17 Simulace spínané zátěže při nastaveném kmitočtu 77 kHz na generátoru

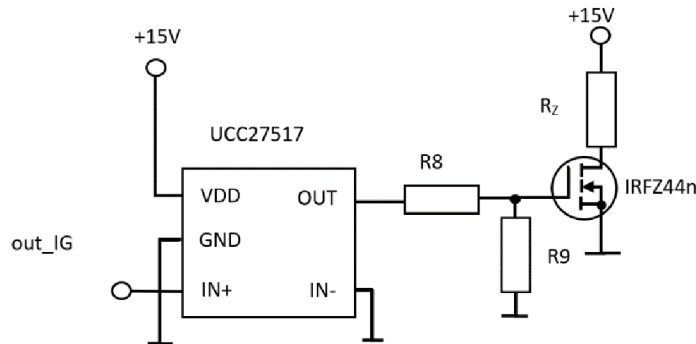
2.2 Návrh unipolárního tranzistorového spínače

Navrhovaný blok obvodu s unipolárním tranzistorovým spínačem se skládá pouze z tranzistorového driveru, unipolárního tranzistorového spínače se zátěží [1], a to vše je napojeno na zdroj obdélníkového signálu, který je tedy řídicím signálem.

Tranzistor je typu MOSFET s indukovaným kanálem typu N, což je polem řízený tranzistor. Vodivost jeho kanálu, který se nachází mezi elektrodami Source a Drain, je

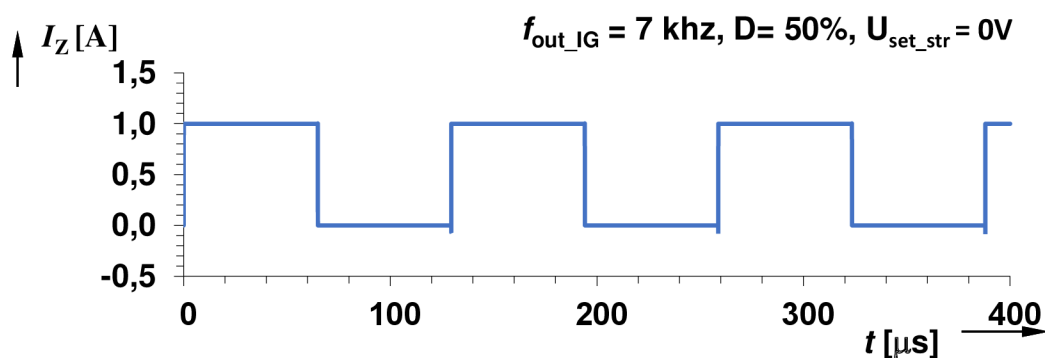
ovládána elektrickým polem, které se vytváří ve struktuře kov-oxid-polovodič pomocí přiloženého napětí mezi Gate a Source.

Použitým typem tranzistoru je dobře dostupný typ IRFZ44N [14], který je schopen rychlého spínání, a je uložen v univerzálním pouzdře TO-220. Pro zjednodušení návrhu použijí MOSFET driver typu UCC27517 (Obr. 18) [15], což je budič. Budič je zařízení, které tvoří určité rozhraní mezi řídicími obvody a výkonovými spínači. Je to náhrada diskretního řešení NPN a PNP tranzistorů. Tento driver má za úkol správně spínat a vypínat polovodičové spínače a upravuje pulzy na potřebné napěťové a proudové hladiny a hlavně zajistí rychlou a strmou změnou svého výstupního napětí (tvrdého zdroje napětí) k překonání problému vysoké vstupní kapacity hradla G (jinak velká časová konstanta náběhu). Tento použitý typ driveru [15] (na Obr. 18) je jedno-kanálový vysoko-rychlostní driver, který je schopen efektivně řídit spínače typu MOSFET. Jeho činnost se odvíjí od velikosti napájecího napětí v rozsahu od 4,5 V až do 18 V. Použijí jeho neinvertující zapojení, kde dva piny budou uzemněny. Bude to pin GND a také vstup se zápornou polaritou.



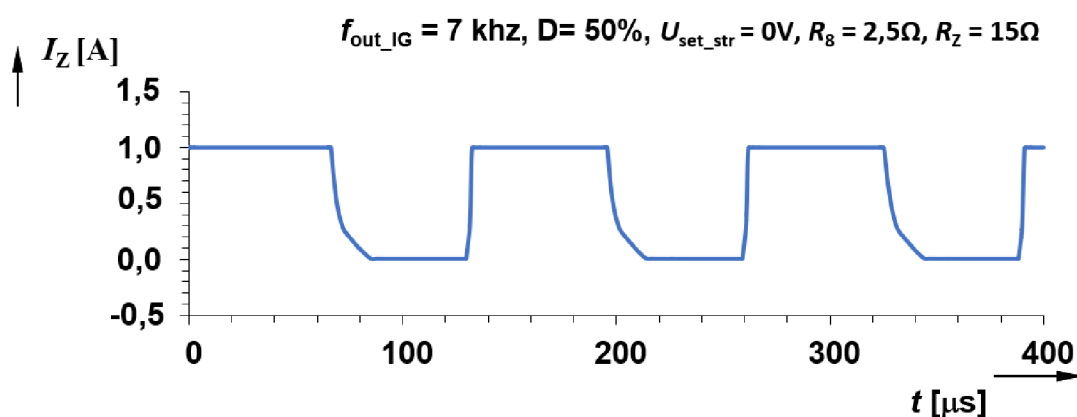
Obr. 18 Unipolární tranzistorový spínač

Na tomto obrázku lze vidět dané zapojení včetně všech potřebných prvků unipolárního spínače. Na vstup je přiváděn signál z generátoru, tedy U_{out_IG} . Abych dosáhl spínání zátěže při proudu 1 A musí být rezistor R_Z roven hodnotě 15Ω při napájecím napětí 15 V, pokud budeme chtít zvolit další variantu měření zvolíme $R_Z = 30 \Omega$, který bude odpovídat spínanému proudu 0,5 A. Rezistor R_9 je zde pouze z důvodu možného vlivu na spínání (ověřit, zda bude pozorovatelný vliv na dobu hrany ze studijních důvodů). Výchozí průběh spínání zátěže bude odpovídat tvaru obdélníkového signálu, který byl přizpůsoben budičem pro tranzistor MOSFET, tak aby se zátěž spínala na 1 A.



Obr. 19 Časový průběh unipolárního tranzistorového spínače

Při výrobě DPS bude rezistor R_8 nahrazen potenciometrem, kterým budeme ovlivňovat spínání zátěže. Ze simulací jsem ověřil, že maximální možná hodnota rezistoru R_8 bude $2,5 \text{ k}\Omega$, kdy tranzistor je schopen ještě spínat danou zátěž na 1 A , ale už pouze po dobu kratší než $1 \mu\text{s}$. První výrazné změny průběhu nastávají při hodnotě kolem $1 \text{ k}\Omega$, kdy dochází ke zpomalení náběžné i sestupné hrany průběhu spínání. Doba hrany, tedy doba mezi 10% a 90% úrovně impulsu, v tomto případě trvá $2 \mu\text{s}$. Takový průběh s lehce zpomalenou hranou lze vidět na Obr. 21.



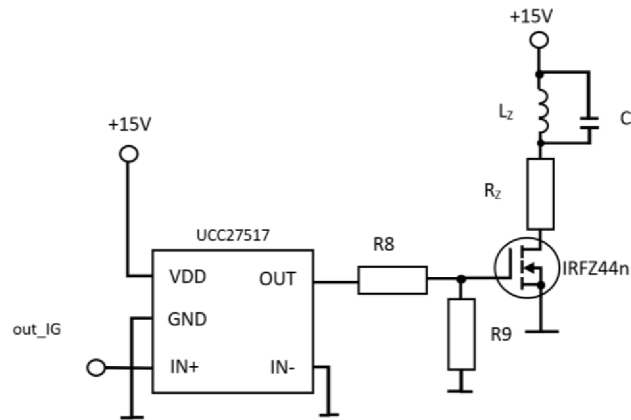
Obr. 20 Zpomalená hrana sepnutí unipolárního tranzistorového spínače

Pokud bude mít rezistor R_8 větší hodnotu jak $4 \text{ k}\Omega$, dojde k trvalému rozepnutí unipolárního spínače. Ze simulací tedy vyplývá, že daný rezistor přímo ovlivňuje dobu hrany spínání tranzistoru. Se zvětšující se odporem se bude tato hrana prodlužovat až dojde k úplnému rozepnutí tranzistoru.

2.3 Reaktanční zátěž

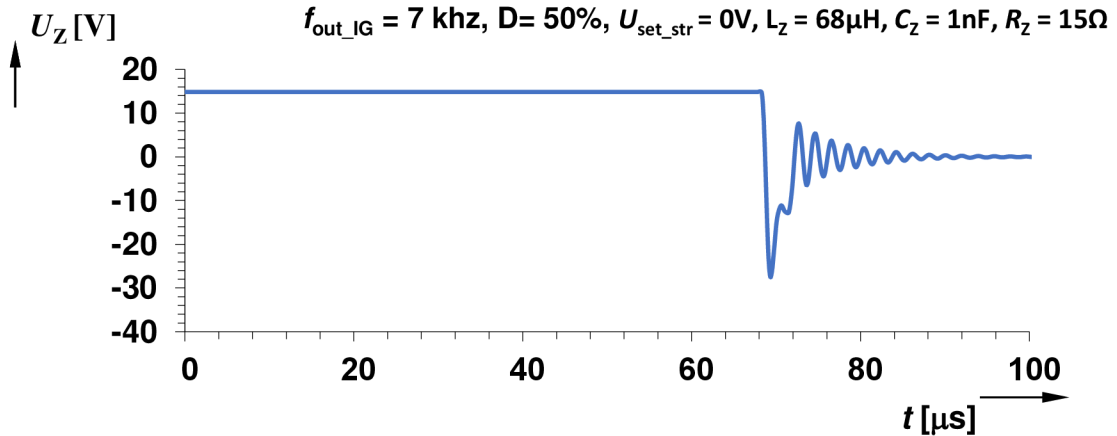
Dalším prvkem mého návrhu je reaktanční zátěž složená ze sériového zapojení cívky a rezistoru a paralelního kondenzátoru, viz Obr. 21. Tato zátěž představuje parazitní jev, který může vznikat při rychlém spínání FET tranzistorů. Jev se označuje jako tzv. zvonění

(ringing), jedná se o prudký nárůst napětí na spínané zátěži a tím pádem i spínací (tranzistoru), kterému to nemusí být prospěšné.



Obr. 21 Reaktanční zátěž

Pro představu tohoto jevu, jsem dle simulací (činilo viditelný efekt) určil hodnoty jednotlivých prvků zátěže viz Obr. 21, tedy: $R_Z = 15 \Omega$, $L_Z = 68 \mu\text{H}$, $C_Z = 1 \text{ nF}$. Projev takového jevu na spínané zátěži vypadá dle Obr. 22, kde dochází k prudkému nárůstu napětí na sestupné hraně. Tento projev lze potlačit pomocí RC článku (neboli RC snubberu [17]), který lze zapojit paralelně k elektrodám D-S nebo C-E (u bipolárního spínače) a hodnoty navrhnout dle vzorce:



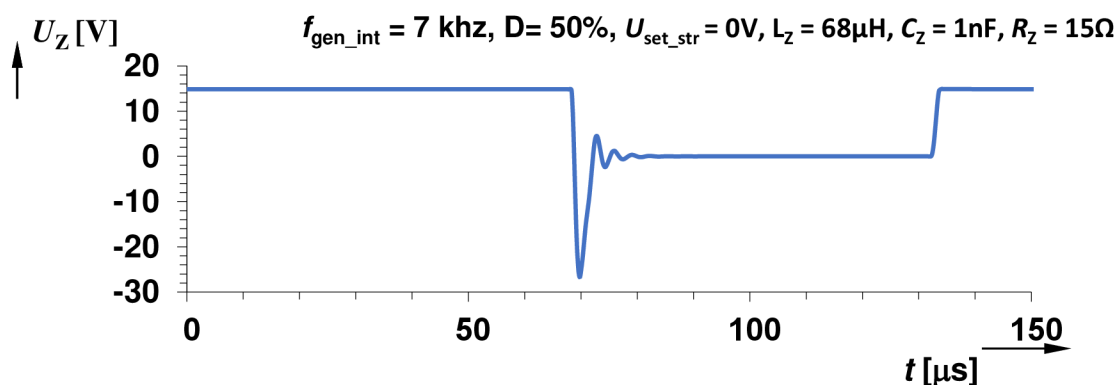
Obr. 22 Projev parazitního jevu při spínání zátěže

$$R_{snbUT} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L_p}{C_Z}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{31 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}}} = 80 \Omega, \quad (20)$$

kde L_p je dáno vztahem:

$$L_{pUT} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F_r)^2 \cdot \sqrt{C_Z}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 900 \cdot 10^3)^2 \cdot \sqrt{1 \cdot 10^{-9}}} = 31 \mu\text{H}, \quad (21)$$

kde F_r je rezonanční kmitočet zvonění, který jsem odečetl z průběhu na Obr. 23 a odpovídá tomu 900 kHz. Hodnota C_{snb} se volí v rozsahu mezi $0,5 \cdot C_Z$ až $2 \cdot C_Z$ [18], dle míry potlačení zvonění. Z mých simulací vyplynulo, že nejvhodnější bude ta nejvyšší možná hodnota tedy $C_{snb} = 2 \text{ nF}$. Reaktanční zátěž u bipolárního spínače je totožná, proto i kompenzační RC článek se řídí těmito vztahy, jen rezonanční kmitočet v signálu vyšel 666 kHz a to odpovídá $R_{snb} = 120 \Omega$ a $C_{snb} = 2 \text{ nF}$. Obvod se zapojuje se mezi emitor a kolektor. Takto kompenzovaný parazitní jev má vypadat dle průběhu na Obr. 23.



Obr. 23 Zmírnění zvonění pomocí RC čláнку

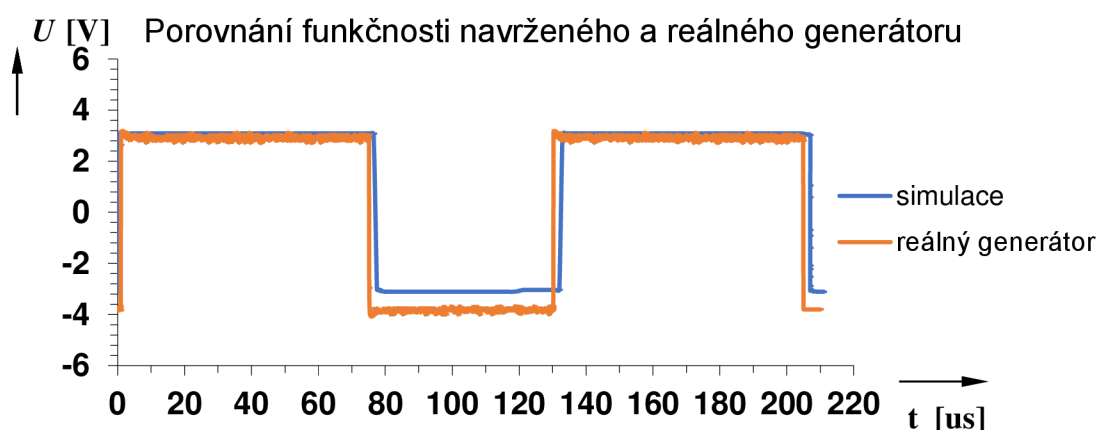
Kde napěťová špička blíží se k -30 V, je v návrhu DPS následně potlačena pomocí rezistoru paralelně zapojeného na reaktanční zátěž.

3. PRAKTICKÁ REALIZACE

V této části práce jsou porovnávány vlastnosti praktické realizace navrženého laboratorního přípravku s jeho teoretickými předpoklady. Níže lze nalézt pár průběhů pro porovnání s návrhem, zbylé průběhy uvádím v příloze, včetně další dokumentace k vyrobenému přípravku.

3.1 Generátor obdélníkového signálu

Na obr. 24 je možné vidět průběh interního generátoru v porovnání s návrhem. Tento graf odpovídá nastaveným hodnotám $U_{\text{set_str}} = 1 \text{ V}$, $D = 66 \%$, $f = 8 \text{ kHz}$, což prakticky odpovídá teoretickým hodnotám. Amplituda tohoto signálu je naprosto totožná s navrženou, tedy 3 V.

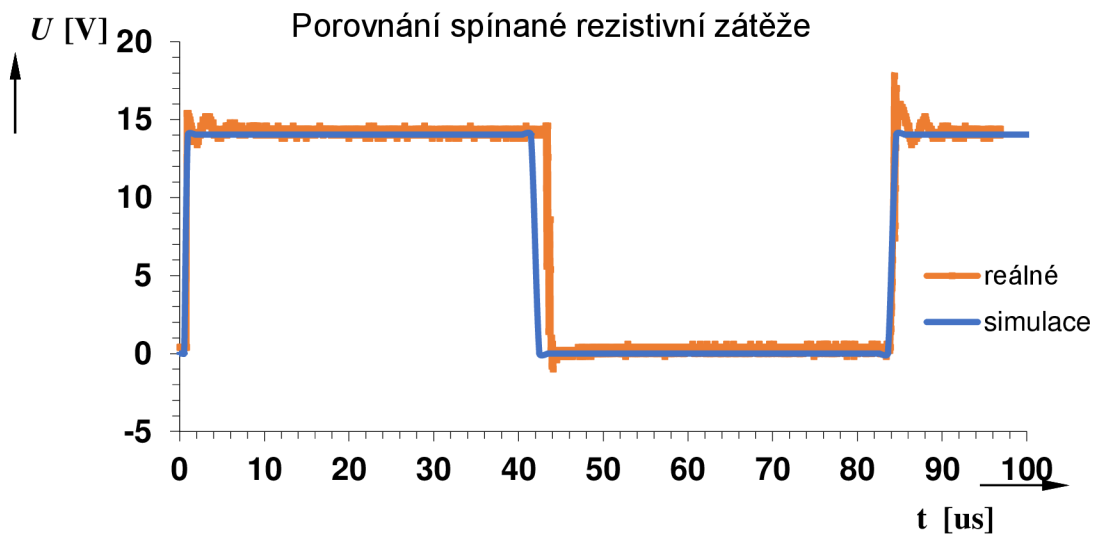


Obr. 24 Reálný průběh generátoru

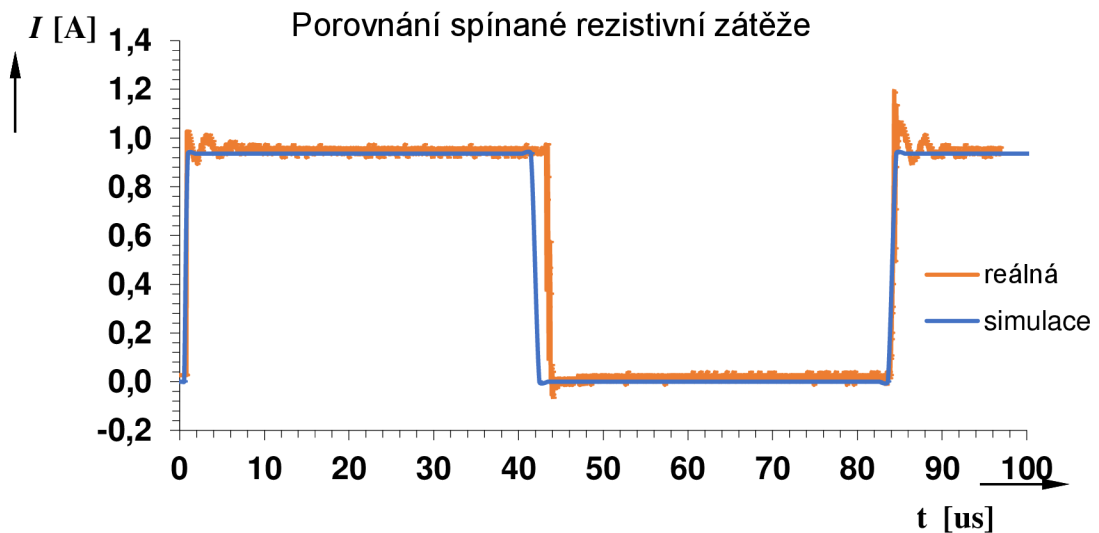
Drobný rozdíl je patrný pouze v nižší úrovni signálu, kdy se simulovaný návrh generátoru pohyboval přesně na -3 V , kdežto reálný se dostal až na $-3,5 \text{ V}$. Generátor obdélníkového signálu s regulovatelnou střídou tedy funguje dle předpokladů od 5 kHz ($U_{\text{control}} = -2,95 \text{ V}$) až do 100 kHz ($U_{\text{control}} = 3,2 \text{ V}$). V praxi je generátor schopen generovat signál o kmitočtu až 132 kHz , při takto vysokých kmitočtech jsou ale překmity (a tvarové znehodnocení) na hranách velice zřetelné. Ladící charakteristika generátoru se nachází v příloze C.

3.2 Bipolární tranzistorový spínač

Zrealizovaný bipolární tranzistorový spínač odpovídá vlastnostem navrženým. Důkazem toho jsou správně spínané zátěže, viz Obr. 25. Pro toto porovnání bylo nastaveno: $U_{\text{set_str}} = 0 \text{ V}$, $D = 50 \%$, $f = 11,9 \text{ kHz}$.



Obr. 25 Časový průběh napětí na spínané zátěži $R_Z = 15\Omega$

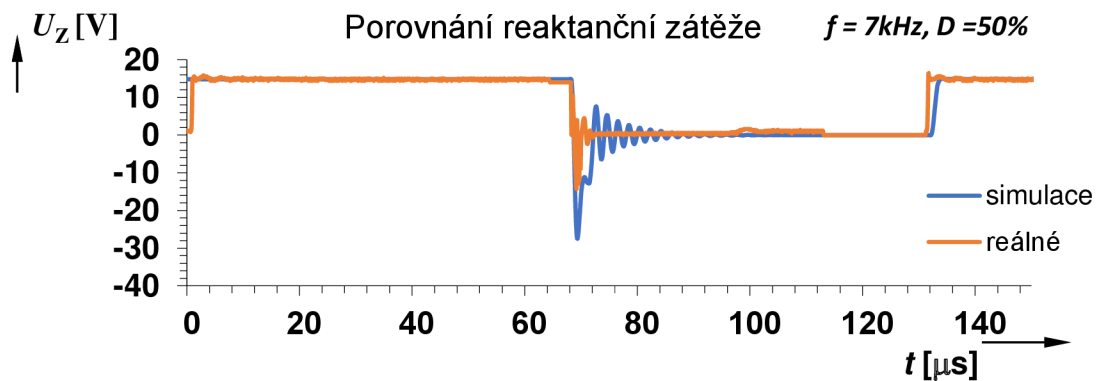


Obr. 26 Časový průběh proudu na spínané zátěži $R_Z = 15\Omega$

Z průběhu je zřetelné, že daný bipolární tranzistorový spínač je plně funkční, dle daných předpokladů. Občas se zobrazily drobné zákmity. Časový průběh napětí na spínané rezistivní zátěži $R_Z = 30\Omega$, vypadá totožně (pouze poloviční proud).

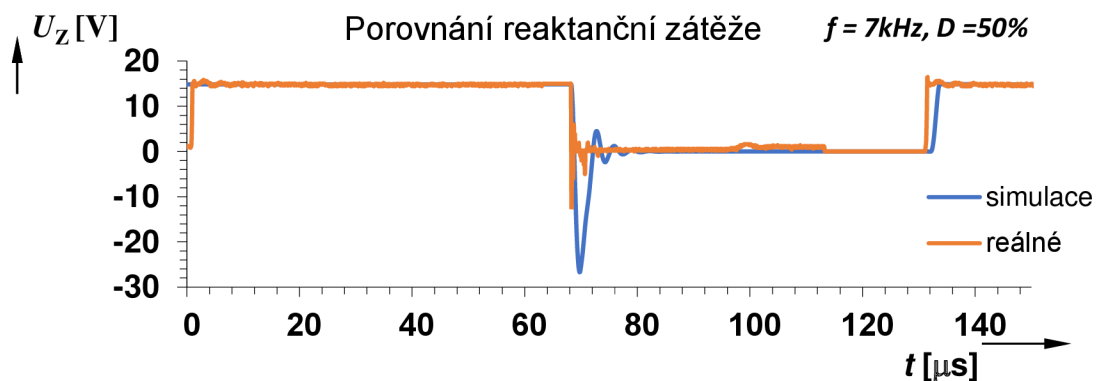
Na Obr. 27 lze pozorovat porovnání reálné reaktanční zátěže se simulací. Na DPS jsem ještě paralelně přidal rezistor k reaktanční zátěži o hodnotě $1\text{ k}\Omega$, což se v praxi

ukázalo jako účinné zmírnění napěťové špičky, kdy se tato špička zmírnila z -30 V na -12 V .



Obr. 27 Časový průběh napětí na reaktanční zátěži

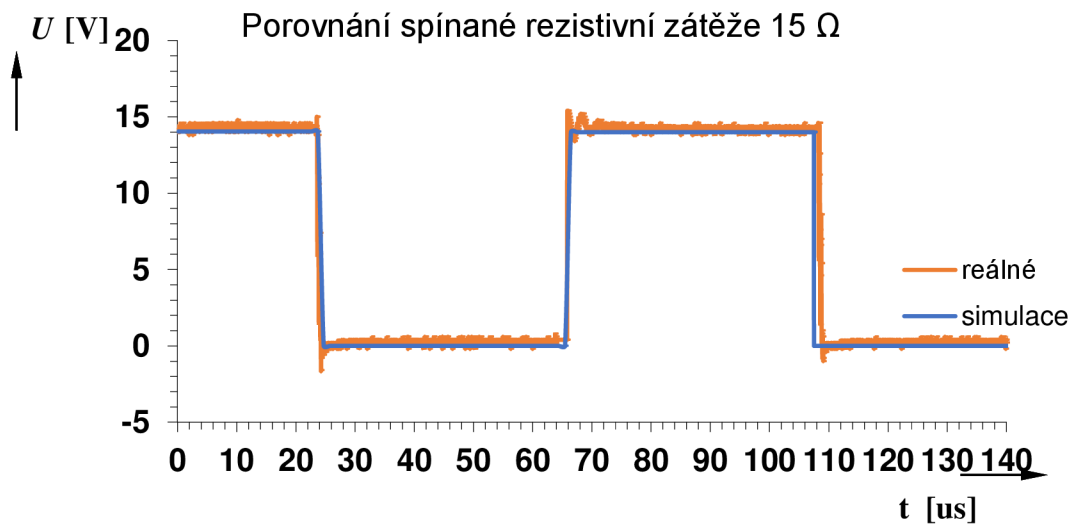
Na Obr. 28 lze vidět porovnání časového průběhu napětí na reálné a simulované kompenzované reaktanční zátěži, pomocí RC článku. Dle předpokladů došlo ke zmírnění drobných zákmitů, počáteční zákmit zůstal znatelnější [18].



Obr. 28 Časový průběh napětí na reaktanční zátěži (parazitní jev kompenzován RC článkem)

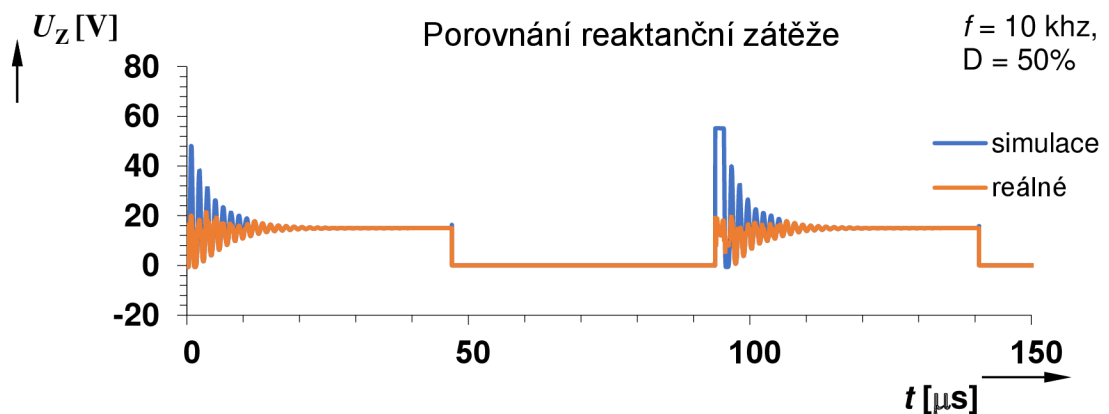
3.3 Unipolární tranzistorový spínač

Zrealizovaný unipolární tranzistorový spínač odpovídá vlastnostem navrženým. Důkazem toho jsou správně spínané zátěže, viz Obr. 29. Pro toto porovnání bylo nastaveno: $U_{\text{set_str}} = 0\text{ V}$, $D = 50\%$, $f = 12\text{ kHz}$

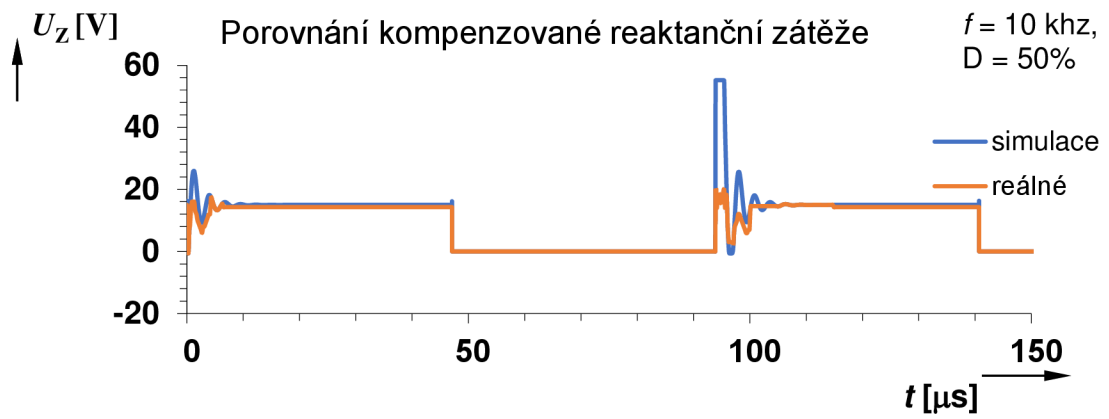


Obr. 29 Časový průběh napětí na spínané rezistivní zátěži 15Ω

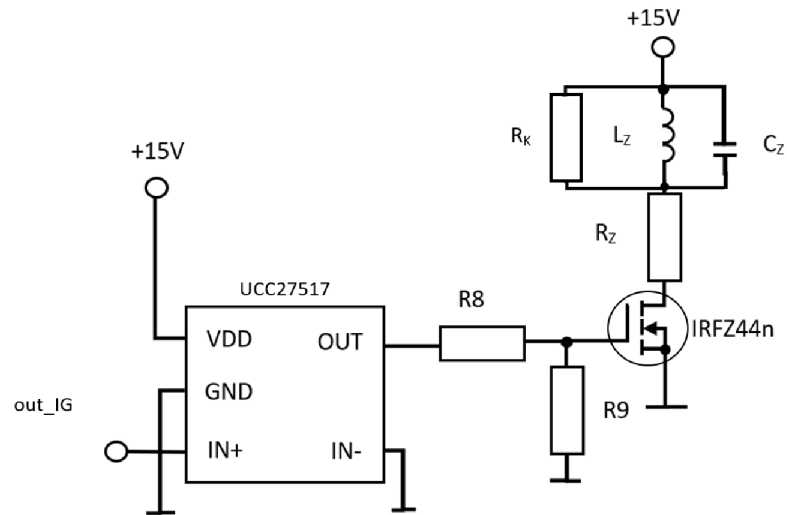
Zde je vidět, že unipolární spínač funguje dle předpokladů, pouze se na signálu zobrazily téměř nepozorovatelné zámkity. Při realizaci reaktanční zátěže, jsem opět paralelně přidal rezistor R_K o hodnotě $1 \text{ k}\Omega$ viz Obr. 32, což v praxi viditelně pomohlo ke snížení napěťové špičky, což je patrné z Obr. 30 i 31, kde také lze vidět porovnání reálné a simulované reaktanční zátěže.



Obr. 30 Časový průběh napětí na spínané reaktanční zátěži



Obr. 31 Časový průběh napětí na spínané reaktanční zátěži – kompenzováno RC článkem



Obr. 32 Zapojení rezistoru R_K

4. ZÁVĚR

V této bakalářské práci byly diskutovány tři části navrhovaného řešení, a to modul generátoru obdélníkového signálu, modul bipolárního a modul unipolárního tranzistorového spínače. Celý návrh je uzpůsoben pro následné studium jevů při spínání rezistivních a reaktančních zátěží v laboratorních podmínkách. Navržený generátor je schopen pracovat na kmitočtech do 100 kHz, kdy v obvodu jsou dvě možnosti ladění (změna pásma pomocí změny kondenzátoru a také pomocí proudu I_{set} , tedy pomocí napětí $U_{control}$). V praxi je generátor schopen dosáhnout až 132 kHz. Generátor má taky možnost řízení střídavé, kde ovšem existuje limitní napětí, které je nutno dodržet jinak dojde k přesažení střídavé 100 % a zanikne obdélníkový signál generátoru. V reálu se toto napětí pohybuje od $-2,9V$ do $+2,5 V$. Což je velice blízko návrhu. Modul výkonového tranzistorového spínače ve víceúrovňové bipolární i unipolární verzi je schopen spínat dané rezistivní a reaktanční zátěže na proudech $0,4 A$ a $0,9 A$, což je velice blízko návrhu (rozdíly od $0,5 A$ a $1 A$ jsou způsobeny ochrannými diodami v obvodu – sníží napájecí napětí o $0,6 V$). Unipolární verze spínače je opatřena potenciometrem zapojeným na hradle tranzistoru a díky kterému pozorujeme vliv na spínání rezistivní zátěže, kdy dochází ke zpomalování náběžné hrany signálu. V obou verzích tranzistorového spínače jsou také reaktanční zátěže, které představují parazitní jev při spínání výkonového tranzistoru, tyto zátěže v praxi fungují dle předpokladu včetně jejich potlačení pomocí navrženého RC článku.

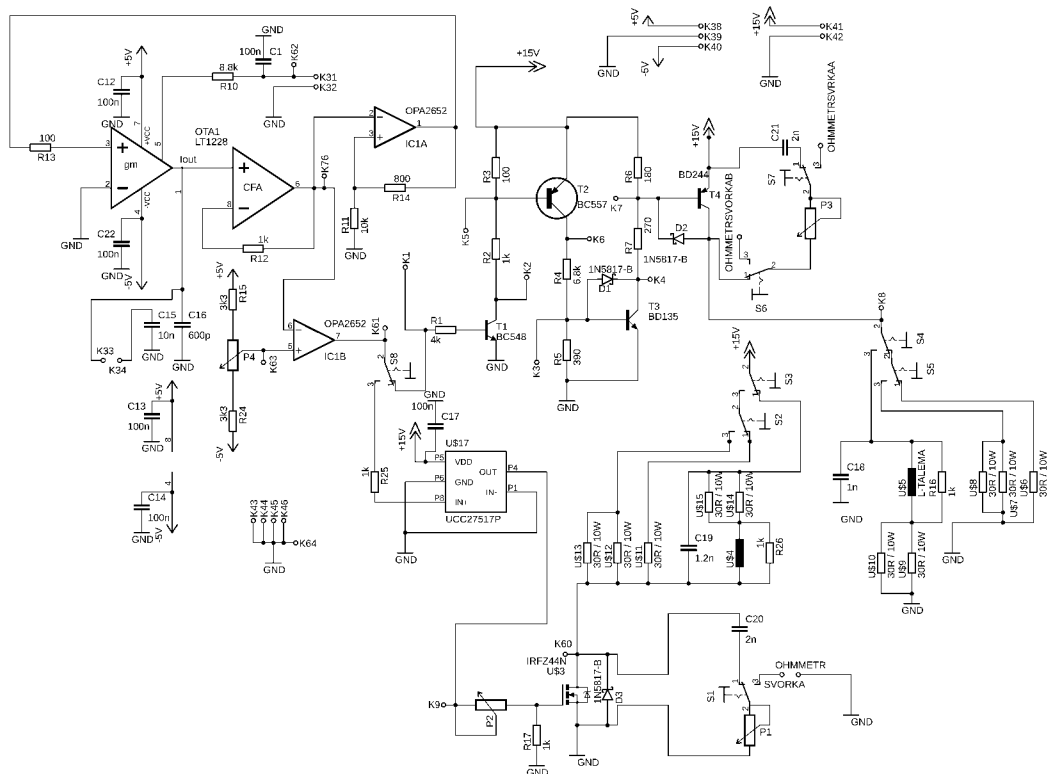
Ve vytvořeném laboratorním protokolu (příloha B), jsem studentům připravil několik měřicích úkolů, včetně několika výpočetních návrhů, které se týkají kompenzace reaktanční zátěže pomocí RC článku.

Literatura

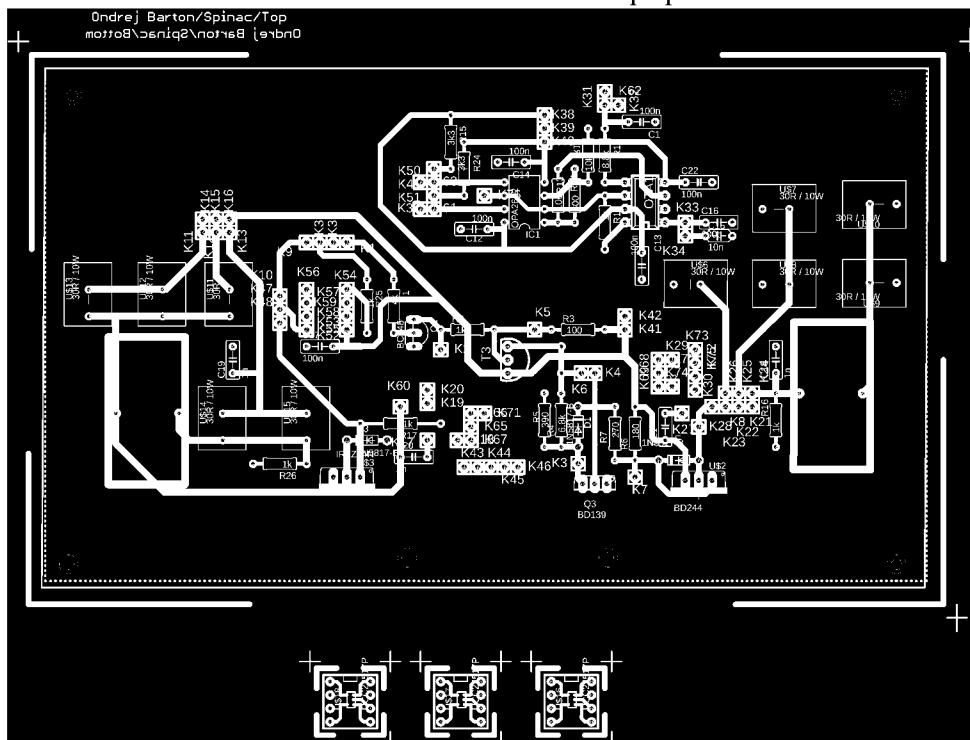
- [1] VOBECKÝ, Jan a Vít ZÁHLAVA. *Elektronika: součástky a obvody, principy a příklady*. 3., rozš. vyd. Praha: Grada Publishing, 2005. ISBN 978-80-247-1241-3.
- [2] LÁNIČEK, Robert. *Elektronika: obvody, součástky, děje*. Praha: BEN - technická literatura, 1998. ISBN 80-86056-25-2.
- [3] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION. *LT1228 Amplifier with DC Gain Control* [online]. 2012, Rev D Dostupné z URL: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1228fd.pdf>>
- [4] MATYÁŠ, Vladislav. *Elektronické měřicí přístroje*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1981.
- [5] DLABOS. *Komparátory* [online]. 2018 <http://dlabos.wz.cz/en/Komparator.y_s_oz.html>
- [6] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-901984-3-0.
- [7] LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION. *Operational Amplifier OPA 2652* [online]. 2006 <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2652.pdf>>
- [8] MYLMS, *Tranzistory* [online]. 2018 <<https://www.mylms.cz/text-tranzistory-rozdeleni-zakladni-zapojeni-vystupni-va-charakteristika-pouziti/>>
- [9] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., SLEZÁK, J.: *Teorie elektronických obvodů – laboratorní cvičení*. verze 15 (MTEO_lab_skripta_2018_19.pdf). Elektronický text na počítačové síti ÚREL
- [10] BOCA. *BD244* [online]. 2018 <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/boca/BD244A.pdf>>
- [11] ON SEMICONDUCTOR. *Plastic Medium-Power Silicon NPN Transistor BD135* [online]. 2018 <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BD135-D.PDF>>
- [12] ON SEMICONDUCTOR. *Amplifier Transistors BC557A* [online]. 2018 <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BC556B-D.PDF>>
- [13] KOLOUCH, J., KOLKA, Z.: *Impulsová a číslicová technika – počítačová cvičení*. verze 07-3 (bict_pc.pdf). Elektronický text na počítačové síti ÚREL
- [14] INFINEON. *IRFZ44n* [online]. 2018 <<https://www.infineon.com/dgdl/irfz44n.pdf?fileId=5546d462533600a40153563b3575220b>>
- [15] TEXAS INSTRUMENTS, *UCC27517* [online]. 2018 <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27517.pdf>>
- [16] FAIRCHILD. *BC548* [online]. 2018 <<https://eu.mouser.com/datasheet/2/308/BC548-1118644.pdf>>
- [17] ROHM semiconductor *Snubber Circuit for Buck Converter IC* [online]. 2019 <http://rohms.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_snubber_app-e.pdf>

PŘÍLOHY

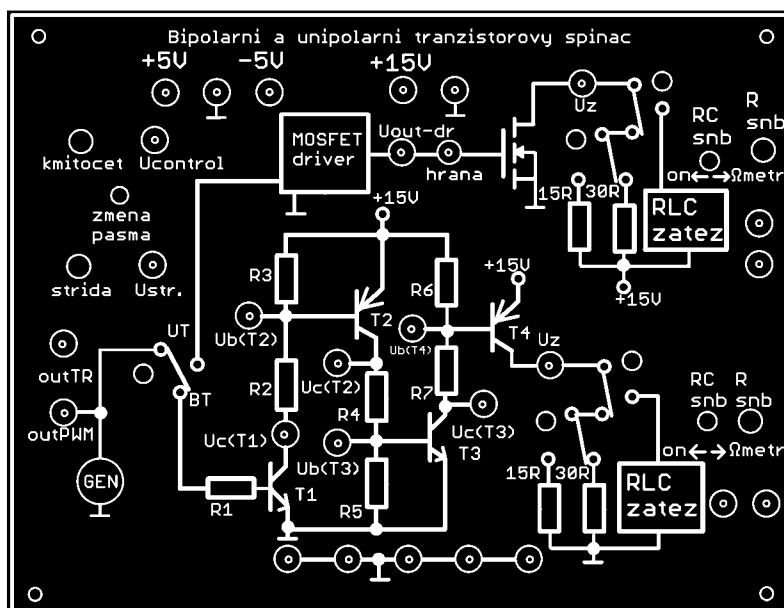
A NÁKRES DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ



Obr. A 1 Schéma laboratorního přípravku




Obr. A 2 DPS navrženého přípravku včetně redukcí pro MOSFET driver



Obr. A 3 Panel laboratorního přípravku

B LABORATORNÍ PROTOKOL

	Název kurzu:
Laboratorní úloha číslo __ – návod k měření/protokol Bipolární a unipolární tranzistorový spínač	

Jméno:

Skupina:

Datum a čas měření:

Popis přípravku

Horní strana přípravku na obr. 1 zachycuje hlavní motiv zapojení. Zapojte veškerá napájecí napětí v levém horním rohu, které jsou označeny dle polarity modrá (-5 V), černá (0 V, GND) a červená (+ 5 V), červená (+15 V) a černá (0 V, GND). Svorka 0 V (GND) je propojena se všemi zeměmi přípravku (černé zdičky). Na motivu schématu jsou jednotlivé výstupy přípravku jasně patrné (zelené konektory). Po levé straně naleznete tři ovládací prvky. Prvním volíte kmitočet generátoru (kmitocet), dále se tam nachází přepínač pro změnu kmitočtového pásma (zmena pasma), který přepíná mezi dvěma kondenzátory 600pF a 10nF. A pod nimi se nachází potenciometr pro nastavení střidy obdélníkového signálu vystupujícího z generátoru. Na výstupu generátoru (GEN) se nachází přepínač, kterým se volí buď unipolární (UT) nebo bipolární tranzistorový spínač (BT). V horní poloze se volí unipolární verze (UT). Za MOSFET driverem se nachází další výstup, kterým můžete překontrolovat, zda je signál opravdu správně přizpůsoben pro spínání výkonového unipolárního tranzistoru. Za tímto výstupem se nachází potenciometr pro sledování sestupné hrany spínaného signálu na zátěži (hrana), to lze sledovat výstupem (U_z) kterým lze také sledovat spínané zátěže, které se volí pomocí dvou přepínačů. První volí reaktanční zátěž nebo přesune propojení na druhý přepínač, který má na výběr dvě rezistorové zátěže. Podobně je to řešeno u BT spínače. Na jednotlivých výstupech si můžete zobrazit průběhy signálů v jednotlivých tranzistorových stupních. Dále ještě můžeme na přípravku vidět přepínače označeny (RCsnb) a potenciometr (Rsnb), které připojují/odpojují RC článek. Ten má za úkol zmírnit napětíové zvonění při reaktanční zátěži. Zapojuje se mezi emitor a kolektor v případě BT a mezi drain a source v případě UT. Pomocí ohm-metru si pak můžete změřit hodnotu potenciometru, kterým jste potlačili zvonění reaktanční zátěže.



Obr. B 1 Čelní panel přípravku

⚡ Odhadněte hodnoty rezistorů ve vícestupňovém tranzistorovém stupni, dle zobrazeného zapojení.

Pro výpočet použijte parametry popsané níže.

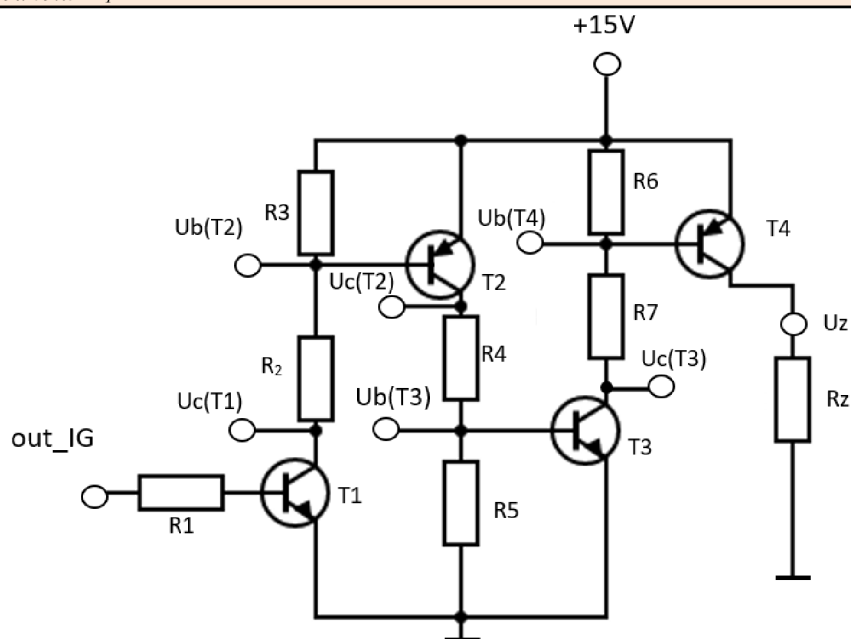
$U_{EC_T4} = 0,16 \text{ V}$, $U_{EB_T4} = 0,81 \text{ V}$, $U_{BC_T4} = 0,65 \text{ V}$, $U_{C_T3} = 4,5 \text{ V}$, $U_{B_T3} = 0,7 \text{ V}$, $U_{EC_T2} = 0,01 \text{ V}$, $U_{EB_T2} = 0,81 \text{ V}$, $U_{BC_T2} = 0,8 \text{ V}$. Dále známe $U_{DD} = 15 \text{ V}$,

$I_{R6} = 4,4 \text{ mA}$, $I_{C_T4} = 35,5 \text{ mA}$

Rezistory navrhnete tak, aby spínaný proud $I_{Z1} = 1 \text{ A}$, $I_{Z2} = 0,5 \text{ A}$.

Podrobnější návrh bude počítán na cvičení.

Rezistor R_1 je navržen tak, aby proud do báze byl v mezích, dle katalogu daného tranzistoru, proto má tedy hodnotu $R_1 = 4 \text{ k}\Omega$



Obr. B 2 Schéma bipolární části přípravku

Pro rezistor $R_{Z1,2}$ tedy platí:

$$R_{Z1} = \frac{U_{DD} - U_{T4}}{I_{Z1}} = \frac{15 - 0,16}{1} = 14,84 \Omega$$

$$R_{Z2} = \frac{U_{DD} - U_{EC_T4}}{I_{Z2}} = \frac{15 - 0,16}{0,5} = 29,68 \Omega$$

Dle Ohmova zákona a pomocí úbytků napětí dopočtete zbylé rezistory, viz následující vztahy:

$$R_6 = \frac{U_{EB_T4}}{I_{R6}} = \frac{0,81}{4,4 \cdot 10^{-3}} = 184 \Omega$$

$$R_7 = \frac{U_{B_T4} - U_{C_T3}}{I_{C_T4}} = \frac{14,19 - 4,59}{35 \cdot 10^{-3}} = 274 \Omega$$

$$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 100 \Omega$$

$$R_4 = 6,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 390 \Omega$$

Pro ověření změřte napětí na následujících uzlech:

$$U_{C_T3} = 4,76 \text{ V}$$

$$U_{B_T3} = 0,77 \text{ V}$$

$$U_{B_T4} = 14,26 \text{ V}$$

⚡ Proměřte jednotlivé zátěže na bipolárních a unipolárních tranzistorových spínačích a zobrazte jejich časové průběhy. Při zvolené reaktanční zátěži (RLC zatez) pozorujte parazitní jev zvaný zvonění. Pomocí dostupných návrhových vztahů zjistěte hodnoty použitých součástek pro kompenzační RC člunek. Vypočtenou hodnotu si poté nastavíte na potenciometru (R_{SNB}). Při spínání rezistivních zátěží pozorujte zákmitý signálu a komentujte v závěru.

Přípravek propojte s přístroji. Přípravek si přepojujte dle potřeby na BT a UT spínač, na dalších přepínačích si volte jednotlivé zátěže. Níže máte uvedeny vztahy pro návrh kompenzačního člunku.

V případě měření parazitního jevu na RLC zátěži je nutno měřit při padesáti procentní střídě výstupního signálu generátoru, jež nastavíte pomocí potenciometru (strida) a při nižších kmitočtech například 10 kHz.

Zjistěte hodnoty rezistoru a kondenzátoru, pokud znáte rezonanční frekvence zvonění $F_{rUT} = 900 \text{ kHz}$, $F_{rBT} = 666 \text{ kHz}$. Rezananční frekvence můžete ověřit měřením na osciloskopu. Hodnotu kondenzátoru je vhodné volit jako $C_{snb} = 2 \cdot C_Z$, kde C_Z má hodnotu 1 nF. Další potřebnou hodnotou je parazitní cívka v reaktanční zátěži: $L_{ZBT} = 68 \text{ uH}$. Existuje několik variant návrhu viz níže:

$$C_{snbUT} = 2 \text{ nF}$$

$$C_{snbBT} = 2 \text{ nF}$$

①

$$R_{snbUT} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L_{pUT}}{C_Z}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{31 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}}} = 88 \Omega$$

②

$$R_{snbBT} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L_{ZBT}}{C_Z}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{68 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}}} = 120 \Omega$$

③

$$L_{pUT} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F_r)^2 \cdot C_Z} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 900 \cdot 10^3)^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 31 \text{ uH}$$

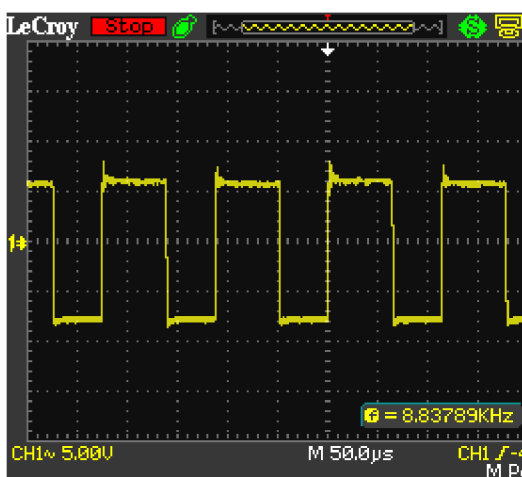
$$R_{snbBT} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot F_r \cdot C_Z} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 666 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 120 \Omega$$

Ověření rezonančních frekvencí zvonění.

$$F_{rUT} = 839 \text{ kHz}$$

$$F_{rBT} = 601 \text{ kHz}$$

V případě zátěží 15, 30 Ω zakreslete průběhy pro UT i BT spínač pro porovnání do jednoho grafu. RLC zátěž pro lepší přehlednost zakreslete zvlášť.

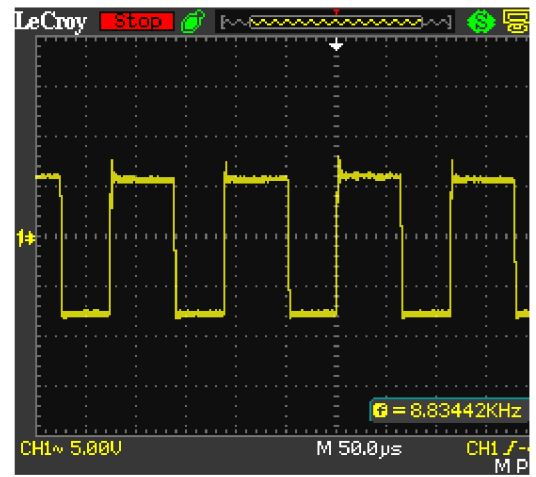


Obr. B 3 Časový průběh napětí na spínané rezistivní zátěži $R_Z = 15 \Omega$

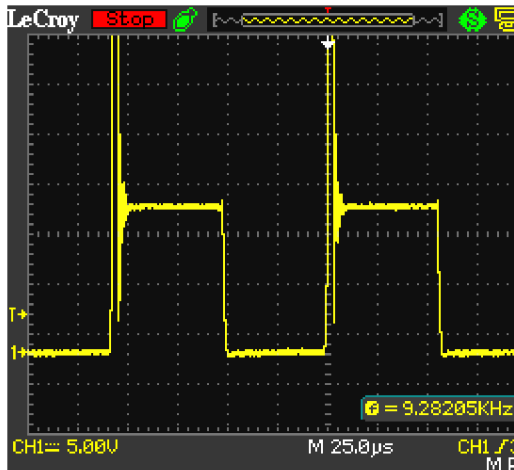
$$U_{control} = -3,40 \text{ V}$$

$$U_{str.} = -0,05 \text{ V}$$

$$D = 50 \%$$



Obr. B 4 Časový průběh napětí na spínané rezistivní zátěži $R_Z = 30 \Omega$

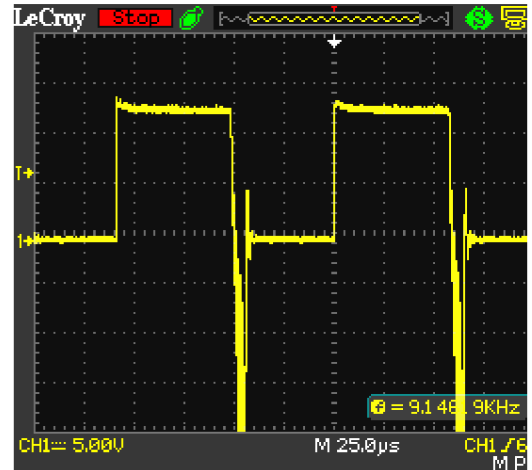


$U_{\text{control}} = -3,39 \text{ V}$

$U_{\text{str.}} = -0,05 \text{ V}$

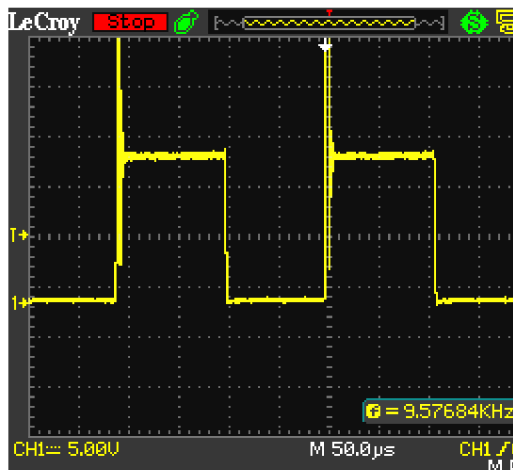
$D = 50 \%$

Obr. B 5 Časový průběh napětí na spínané reaktanční zátěži UT



Obr. B 6 Časový průběh napětí na spínané reaktanční zátěži BT

Kompenzovaný parazitní jev pomocí RC článku:

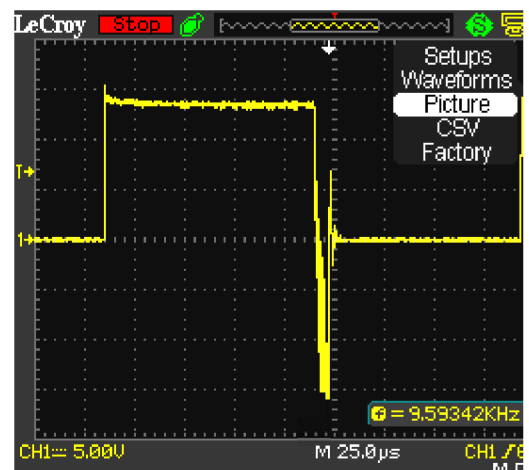


$U_{\text{control}} = -3,39 \text{ V}$

$U_{\text{str.}} = -0,05 \text{ V}$

$D = 50 \%$

Obr. B 7 Časový průběh napětí na spínané reaktanční zátěži UT - kompenzováno



Obr. B 8 Časový průběh napětí na spínané reaktanční zátěži BT - kompenzováno

⚡ Interní generátor je schopen měnit střidu spínaného signálu, určete minimální a maximální napětí $U_{\text{str.}}$, kterým lze střidu nastavit. Dále zakreslete časový průběh spínané zátěže 15Ω , při kterém budete zpomalovat jeho sestupnou hranu pomocí potenciometru, toto chování můžete komentovat v závěru.

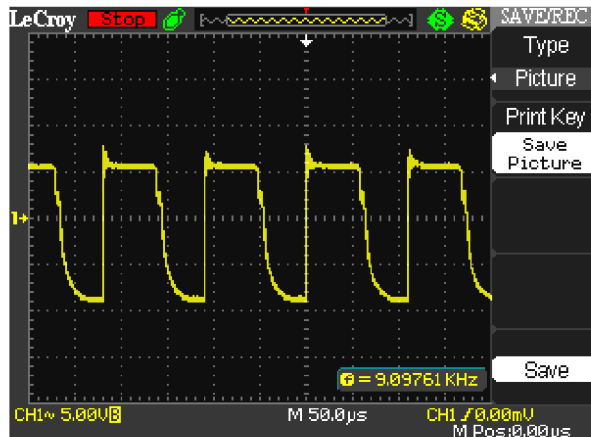
Napětí $U_{\text{str.}}$ změřte pomocí V-metru připojením na zelenou zdíčku ($U_{\text{str.}}$). Střidu nastavujte potenciometrem (střida). Pro pozorování zpomalení sestupné hrany si připojte osciloskop na zdíčku (U_z) při unipolárním tranzistoru, pomocí přepínačů si zvolte potřebnou zátěž 15Ω a pomocí potenciometru (hrana) měníte míru zpomalení sestupné hrany.

Minimální a maximální napětí $U_{\text{str.}}$:

Min.: $U_{\text{str.}} = -2,8 \text{ V}$

Max.: $U_{\text{str.}} = 2,1 \text{ V}$

Zakreslete zpomalenou sestupnou hranu při nižších kmitočtech do 10 kHz:



Obr. B 9 Zpomalení sestupné hrany

Při spínání rezistorových zátěží určete statické a dynamické výkonové ztráty

Přípravek si přepojte dle potřeby mezi unipolárním a bipolárním tranzistorovým spínačem a jednotlivými rezistorovými zátěžemi. Odhadněte, na jakou výkonovou hodnotu jsou rezistory konstruovány. Při měření statických výkonových ztrát si zvolte nižší kmitočet do 10 kHz. Proud na zátěži měřit nemusíte. Stačí, když si změříte napětí a zbytek již dopočtete.

Při měření dynamických výkonových ztrát stačí proměřit jednu rezistivní zátěž na jednom tranzistorovém spínači, volte unipolární, $R_z = 30 \Omega$. Měření dynamických výkonových ztrát realizujete na osciloskopu pomocí funkce AVG ($U_z \cdot U_{CE}$). Data si následně exportujete do PC.

Výkony na zátěžích:

$$U_{\text{Control}} = -3,2 \text{ V } D = 50 \% f = 9,8 \text{ kHz}$$

R_z	UT			BT		
	U_z	I_z	P_z	U_z	I_z	P_z
	V	A	W	V	A	W
15	14,30	0,95	13,63	13,10	0,87	11,44
30	14,20	0,47	6,72	12,82	0,43	5,47

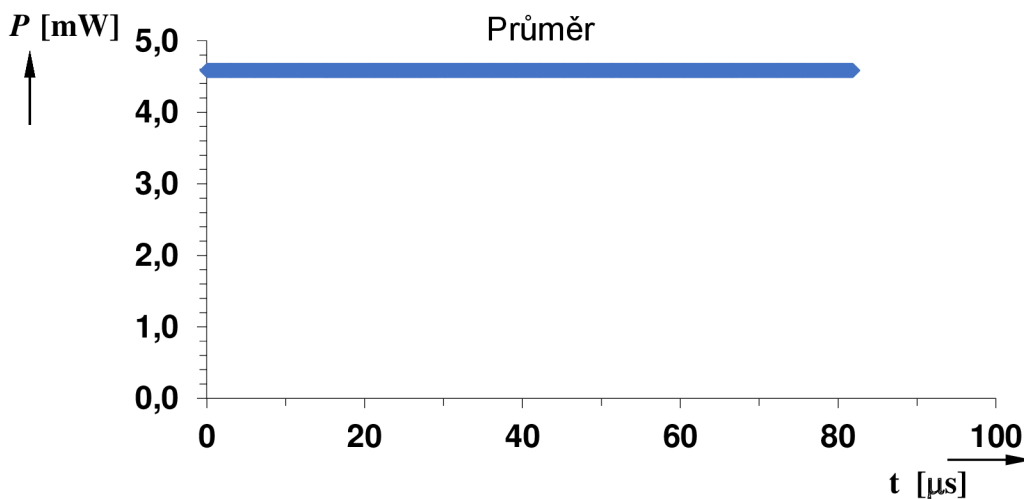
Měření dynamických výkonových ztrát:

a) při zátěži

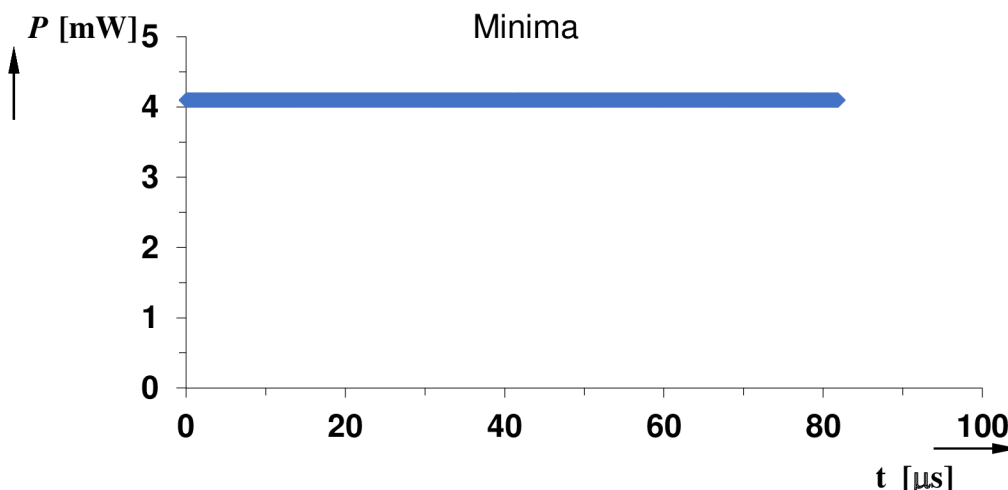


Obr. B 10 Časový průběh výkonových ztrát při zátěži 30Ω

b) na přechodu tranzistoru:



Obr. B 11 Měření dynamických výkonových ztrát, osciloskopem pomocí funkce AVG



Obr. B 12 Minimální výkonové ztráty na přechodu tranzistoru

ZÁVĚR: Komentujte výsledky každého bodu zadání. Uveďte nejpodstatnější hodnoty, poznatky a vaše závěry plynoucí ze získaných hodnot, popřípadě diskutujte možné příčiny problémů atd. Nezapomeňte zprávu podepsat.

Pro potřebné spínané proudy na zátěžích 0,5 A a 1 A odpovídají vypočtené rezistory 30 Ω a 15 Ω . Odměřené napětí na uzlech se s drobnými odchylkami blížily hodnotám předpokládaným (zmenšeným o úbytek napětí na ochranných diodách).

Vypočtené hodnoty kompenzačního RC článku vyšly pro UT verzi $R = 88 \Omega$ a pro BT verzi 120 Ω . V obou případech hodnota kondenzátoru je 2 nF, což odpovídá návrhovým pravidlům. Parazitní zvonění se projevovalo jako zákmit s postupným dozíváním oscilací. Zapojením RC článku se právě toto vlnění jemně vyhladilo, pomocí potenciometru jsme doladili potlačení tohoto zvonění, hodnota rezistoru kompenzačního článku se pohybovala okolo 100 Ω při UT, pro BT se tato hodnota pohybovala okolo 129 Ω . Počáteční překmit zůstal v obou případech, potlačilo se až následující kmitání. Zákmity vznikaly při spínání rezistorových zátěží, s rostoucím knitočtem přibývalo zákmitů.

Rezistorové zátěže musí být konstruovány na výkonovou ztrátu 13,6 W a 6,7 W, budou tedy dostatočovat rezistory o hodnotě 20 W. Průměr výkonových ztrát na přechodu tranzistoru je 4,6 mW.

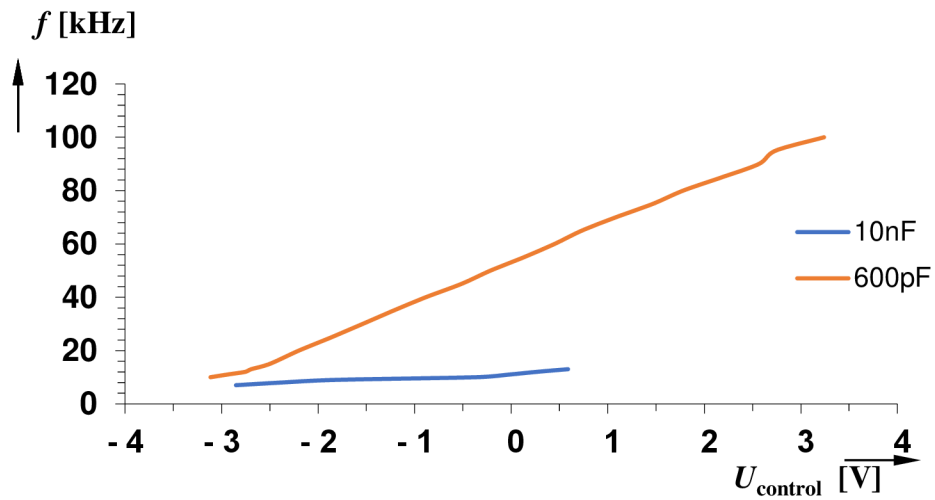
C OSTATNÍ PRŮBĚHY REÁLNÉHO PŘÍPRAVKU

V Tab. C 1 lze vidět kmitočtovou závislost interního generátoru na řídicím napětí U_{control}

f_0	600pF	10nF
	U_{control}	U_{control}
kHz	V	V
7	X	-2.85
8	X	-2.38
9	X	-1.81
10	-3.114	-0.36
11	-2.939	-0.018
12	-2.756	0.264
13	-2.692	0.588
15	-2.5	X
20	-2.198	X
25	-1.86	X
30	-1.537	X
35	-1.218	X
40	-0.884	X
45	-0.515	X
50	-0.213	X
55	0.132	X
60	0.45	X
65	0.733	X
70	1.085	X
75	1.466	X
80	1.782	X
85	2.183	X
90	2.566	X
95	2.741	X
100	3.24	X

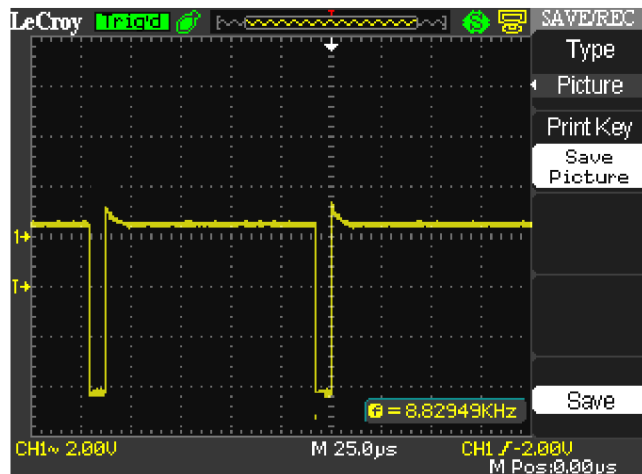
Tab. C 1 Závislost kmitočtu na řídicím napětí U_{control}

Tato kmitočtová závislost je vynesena v Obr. C 1, který je uveden níže. Kde kmitočtová závislost při nastaveném kondenzátoru 10 nF není tak rostoucí, jelikož se pohybuje pouze na nižších kmitočtech.

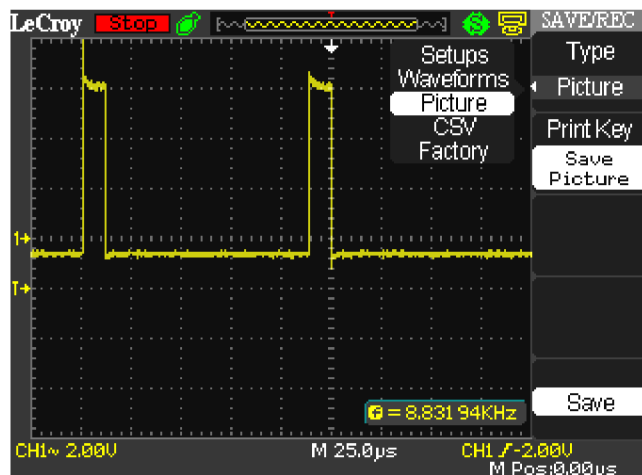


Obr. C 1 Kmitočtová závislost řídicího napětí U_{control}

Regulace střidy daného signálu také funguje dle předpokladu, pomocí potenciometru, je možno volit střidu dle libosti, viz následující Obr. C 2, C 3.



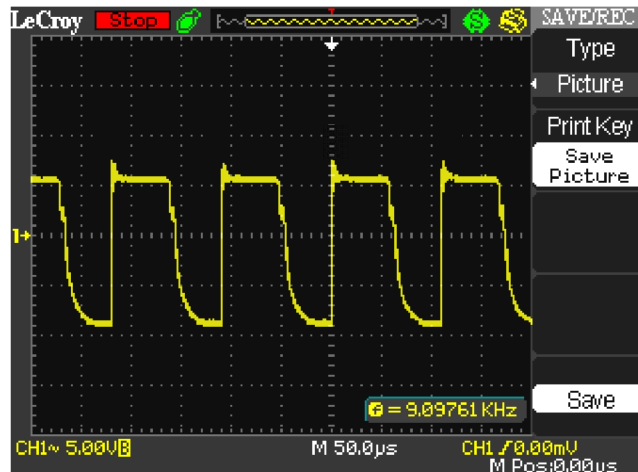
Obr. C 2 Střida blížící se maximální možné



Obr. C 3 Střida blížící se minimální možné

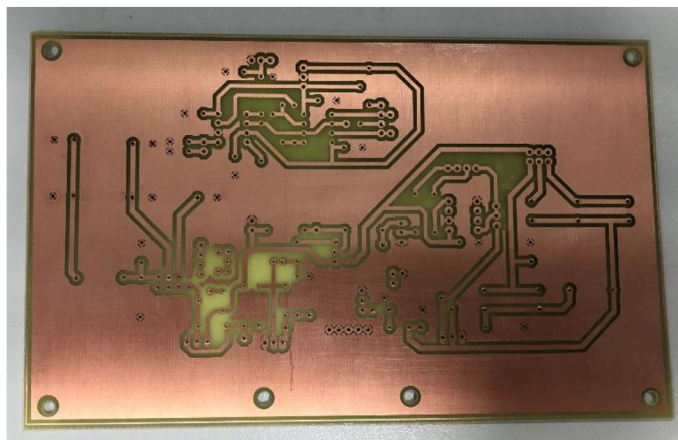
Rozdílem v praxi bylo pouze to, že minimální střída je možná nastavit napětím na potenciometru při -2,8 V místo -2,9 V a maximální při + 2,1 V místo navržených +2,9 V. I přesto regulace střídavy funguje tak jak má.

Potenciometrem značeným na panelu hrana, je možné zpomalit sestupnou hranu signálu, při spínání rezistivních zátěží unipolárním spínačem, dle předpokladů je maximální možný odpor pro zpomalení hrany 4 k Ω . Takto zpomalená sestupná hrana je vidět na Obr. C 4.

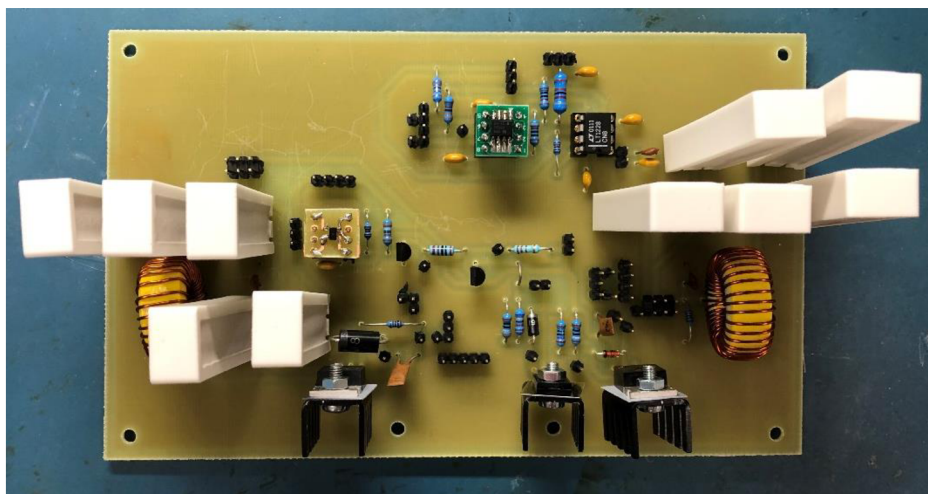


Obr. C 4 Zpomalení hrany pomocí potenciometru

D FOTODOKUMENTACE PŘÍPRAVKU



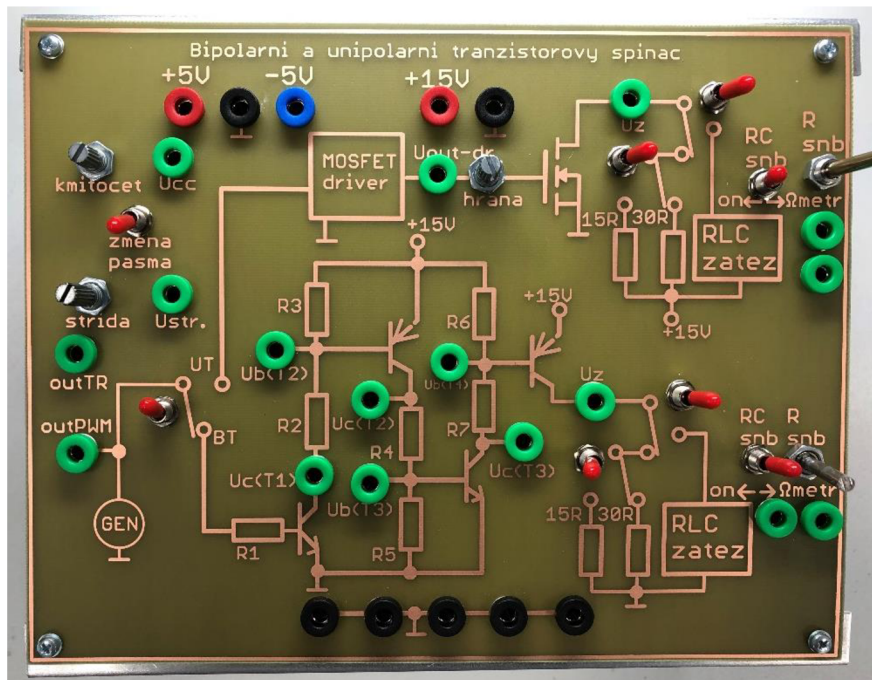
Obr. D 1 Vyrvaná DPS



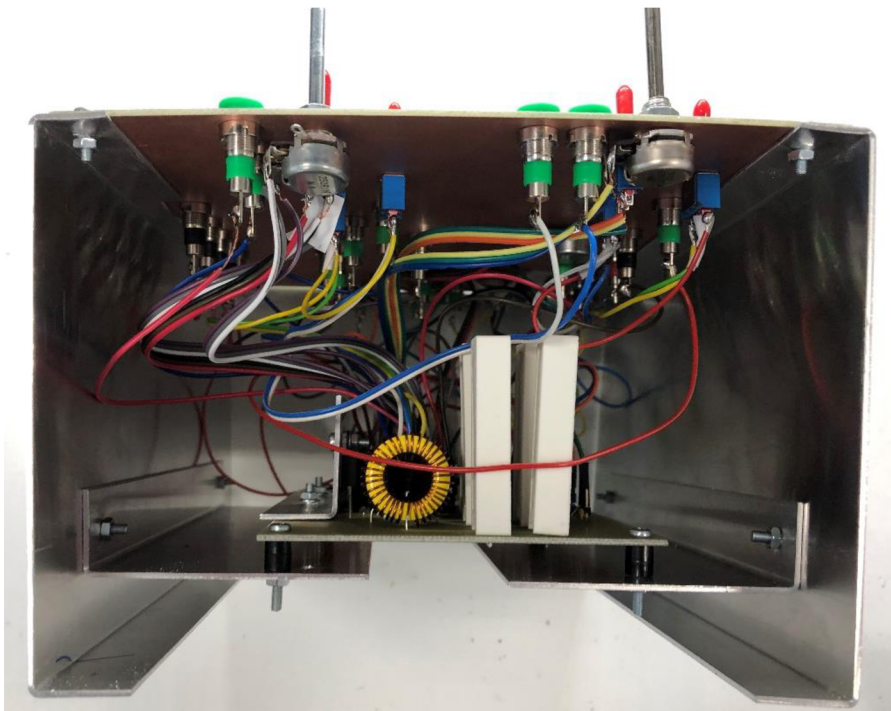
Obr. D 2 Osazená DPS (dočasné chladiče tranzistorů)



Obr. D 3 Příprava kabeláže na usazení přípravku do šasi (stálý chladič)



Obr. D 4 Laboratorní přípravek



Obr. D 5 Laboratorní přípravek - boční pohled

E OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

Na CD se nachází zdrojové soubory k projektům v programu PSpice, pro simulace prováděné v této práci. Také DPS v programu Eagle a vytvořený laboratorní protokol v elektronické podobě.