

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

VÝUKOVÝ MODUL PRO MĚŘENÍ V PŘEDMĚTU VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA 1

DIPLOMOVÁ PRÁCE

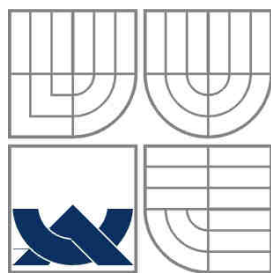
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

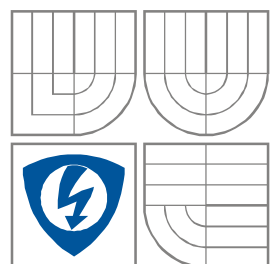
BC. LUBOŠ TUHÝ

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

VÝUKOVÝ MODUL PRO MĚŘENÍ V PŘEDMĚTU VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA 1

Laboratory module for educational purposes

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

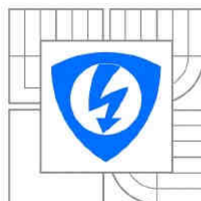
Bc. Luboš Tuhý

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Procházka, Ph.D.

BRNO, 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Luboš Tuhý
Ročník: 2

ID: 125328
Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Výukový modul pro měření v předmětu Výkonová elektronika 1

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Simulacemi ověřte funkčnost navržených schémat v semestrálním projektu.
2. Navrhněte DPS nového laboratorního přípravku.
3. Proveďte realizaci a oživení navržených obvodů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.
- [2] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 28.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Petr Procházka, Ph.D.
Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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 diplomová práce se zabývá návrhem a realizací univerzálního tranzistorového měniče do předmětu Výkonová elektrotechnika 1. Výstupem této diplomové práce bude tranzistorový měnič, který bude sloužit jako demonstrační pomůcka v laboratorních cvičeních kurzu výkonové elektrotechniky. Na laboratorním přípravku si studenti budou moci prakticky ověřit svoje teoreticky získané znalosti z dané problematiky. Součástí teoretického rozboru budou simulace navrhovaných obvodů prostřednictvím programu třídy Spice.

Abstract

This thesis describes the design and implementation of the transistor inverter to the subject of power electronics first outcome of this thesis will transistorized inverter that will serve as a demonstration tool in laboratory practice course electrical power. The laboratory preparation, students will be able to virtually test your theory acquired knowledge of the issue. Part of the theoretical analysis will be proposed circuit simulation program through classes Spice.

Klíčová slova

tranzistorový měnič; PWM modulace; střída; snižující měnič

Keywords

tranzistor inverter; PWM modulation; duty cycle; STEP DOWN

Bibliografická citace

TUHÝ, L. *Výukový modul pro měření v předmětu Výkonová elektronika 1*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 84 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Procházka, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Výukový modul pro měření v předmětu Výkonová elektronika 1 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petrovi Procházkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Dále děkuji Bc. Tomášovi Urbánkovi za podmínky k zamyšlení a Bc. Ladislavu Synkovi za praktické připomínky.

V Brně dne

Podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD	15
2 NAPÁJECÍ OBVODY	16
2.1 SÍŤOVÝ NEŘÍZENÝ USMĚRŇOVAČ	16
2.1.1 ŠESTIPULZNÍ USMĚRŇOVAČ SE LC FILTREM.....	16
2.2 NAPÁJECÍ OBVODY PRO ŘÍDÍCÍ OBVODY	22
2.2.1 PŘÍSTROJOVÝ ZDROJ	22
2.2.2 DC/DC MĚNIČ.....	24
3 PULZNÍ MĚNIČE BEZ IMPULZNÍHO TRANSFORMÁTORU.....	25
3.1 SNIŽUJÍ MĚNIČ (STEP DOWN)	25
3.2 MŮSTKOVÝ MĚNIČ (FULL BRIDGE)	25
3.3 JEDNOFÁZOVÝ STRÍDAČ (PHASE INVERTOR)	26
3.4 KONCEPCE MĚŘICÍHO PŘÍPRAVKU	27
4 PWM (PULSE WIDTH MODULATION).....	28
4.1 PRINCIP PWM.....	28
4.2 PWM MODULÁTOR (KOMPARÁTOR)	28
4.2.1 REALIZACE PWM MODULÁTORU	29
5 ŘÍZENÍ PLNÉHO MŮSTKOVÉHO MĚNIČE	32
5.1 BIPOLÁRNÍ ŘÍZENÍ	32
5.2 UNIPOLÁRNÍ ŘÍZENÍ.....	33
5.3 OBVODY DEAD TIME	35
5.3.1 REALIZACE DEAD TIME	35
5.4 BUDIČE VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ	37
5.4.1 DOLNÍ BUDIČ.....	37
5.4.2 HORNÍ BUDIČ	39
6 ŘÍDÍCÍ OBVODY A POMOCNÉ OBVODY	41
6.1 GENERÁTOR SINUSOVÉHO SIGNÁLU S ARC	41
6.2 GENERÁTOR TROJÚHELNÍKOVÉHO SIGNÁLU.....	48
6.2.1 REALIZACE GENERÁTORU TROJÚHELNÍKOVÉHO SIGNÁLU	49
6.3 GENERÁTOR TROJÚHELNÍKOVÉHO SIGNÁLU S TRANSKONDUKTANČNÍM ZESILOVAČEM	50
7 VÝKONOVÁ ČÁST MĚNIČE	56
7.1 DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ	56
7.2 NÁVRH CHLADIČE	58
7.3 VÝSTUPNÍ LC FILTR MĚNIČE	58
7.3.1 NÁVRH FILTRAČNÍ TLUMIVKY	58
7.3.2 NÁVRH FILTRAČNÍ KAPACITY	59
7.3.3 REALIZACE VÝSTUPNÍHO LC FILTRU	60

8 MĚŘENÍ	61
8.1 GENERÁTOR SINUSOVKY	61
8.2 GENERÁTOR TROJÚHELNÍKOVÉHO SIGNÁLU.....	62
8.3 SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ	62
8.4 MŮSTKOVÝ MĚNIČ	63
8.5 JEDNOFÁZOVÝ STRÍDAČ	64
9 ZÁVĚR.....	65
LITERATURA	66
SEZNAM PŘÍLOH.....	68

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 šestipulzní usměrňovač	17
Obr. 2 jádroT157-26 (model inventor).....	19
Obr. 3 jádroT200-26 (model inventor).....	21
Obr. 4 simulace šestipulzního usměrňovače s LC filtrem (PSpice)	22
Obr. 5 bloková struktura přístrojového zdroje.....	23
Obr. 6 spínaný stabilizátor	23
Obr. 7 lineární stabilizátor.....	24
Obr. 8 horní spínač	25
Obr. 9 dolní spínač.....	25
Obr. 10 čtyřkvadrantový měnič	26
Obr. 11 jednofázový střídač	26
Obr. 12 bloková struktura měniče	27
Obr. 13 stejnosměrné PWM	28
Obr. 14 sinusová PWM	28
Obr. 15 komparátor bez hystereze	29
Obr. 16 komparátor se sčítacími odpory.....	29
Obr. 17 komparátor s LM311.....	30
Obr. 18 stejnosměrná PWM (PSpice)	30
Obr. 19 sinusová PWM (PSpice).....	31
Obr. 20 můstkové zapojení měniče.....	32
Obr. 21 princip bipolárního řízení	32
Obr. 22 řídicí signály bipolárního řízení	33
Obr. 23 princip unipolárního řízení	34
Obr. 24 řídicí signály unipolárního řízení	34
Obr. 25 časové průběhy aplikace DEAD TIME	35
Obr. 26 zapojení DEAD TIME	36
Obr. 27 simulace DEAD TIME (PSpice).....	37
Obr. 28 dolní budič	38
Obr. 29 simulace dolního budiče (PSpice).....	39
Obr. 30 horní budič	40
Obr. 31 simulace horního budiče (PSpice)	40

Obr. 32 zapojení komparátoru	42
Obr. 33 zdroj kladného napětí.....	43
Obr. 34 zdroj záporného napětí	43
Obr. 35 redukovaná tabulka normovaných koeficientů ^[17]	43
Obr. 36 Čebyševova aproximace ^[17]	43
Obr. 37 schéma zapojení aktivního filtru	45
Obr. 38 frekvenční charakteristika ARC (PSpice)	45
Obr. 39 histogram toleranční analýzy (PSpice).....	45
Obr. 40 invertující zesilovač	46
Obr. 41 generátor sinusového signálu	47
Obr. 42 průběhy napětí v generátoru (PSpice)	47
Obr. 43 změna amplitudy (PSpice).....	47
Obr. 44 změna frekvence (PSpice)	48
Obr. 45 schéma zapojení generátoru pily	49
Obr. 46 frekvenční přeladění generátoru pily (PSpice)	50
Obr. 47 generátor trojúhelníkového signálu	51
Obr. 48 zdroj konstantního proudu I_A	52
Obr. 49 zdroj regulovatelného proudu I_B	53
Obr. 50 neinvertující zesilovač.....	54
Obr. 51 simulace generátoru trojúhelníku (PSpice)	54
Obr. 52 generátor trojúhelníkového signálu	55
Obr. 53 zjednodušené tepelné schéma	58
Obr. 54 jádro T126-26 (model inventor).....	59
Obr. 55 zapojení LC-filtru.....	60
Obr. 56 simulace LC filtru (PSpice).....	61

SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 1 parametry jádra T157-26.....</i>	<i>19</i>
<i>Tab. 2 parametry jádra T200-26.....</i>	<i>21</i>
<i>Tab. 3 Návrh tlumivky pro dvoucestný usměrňovač.....</i>	<i>21</i>
<i>Tab. 4 parametry DC/DC měniče TEN 8-2324.....</i>	<i>24</i>
<i>Tab. 5 pravdivostní tabulka.....</i>	<i>36</i>
<i>Tab. 6 Karnaughova mapa.....</i>	<i>36</i>
<i>Tab. 7 vybrané parametry výkonových tranzistorů.....</i>	<i>56</i>
<i>Tab. 8 parametry substrátových diod.....</i>	<i>57</i>
<i>Tab. 9 bilance výkonových ztrát.....</i>	<i>58</i>
<i>Tab. 10 parametry jádra T126-26.....</i>	<i>59</i>
<i>Tab. 11 Návrh tlumivky pro výstupní LC-filtr.....</i>	<i>59</i>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Symbol	Význam	Jednotka
A_L	konstanta jádra	[nH.z ²]
A_U	zesílení přímé větve	[-], [dB]
B	šířka pásma	[Hz]
B_{max}	magnetická indukce	[T]
C	kapacita	[F]
d_v	průměr vodiče	[mm]
f_{mod}	frekvence modulačního signálu	[Hz]
f_n	kmitočet nosného signálu	[Hz]
f_{SWT}	spínací frekvence	[Hz]
f_0	rezonanční (význačný) kmitočet	[Hz]
f_{0pp}	rezonanční kmitočet pásmové propusti	[Hz]
F_{0n}	normovaný kmitočet	[-]
G	zisk	[-], [dB]
g_m	transkonduktance	[S]
I_{cef}	efektivní proud kondenzátorem	[A]
I_{dmax}	maximální hodnota proudu	[A]
$I_{dšp}$	špičková hodnota proudu	[A]
I_{ef}	efektivní hodnota proudu	[A]
$I_{stř}$	střední hodnota proudu	[A]
J	proudová hustota	[A.mm ⁻²]
k_z	zatěžovací činitel	[-]
K	přenos soustavy	[-], [dB]
K_0	normovaný přenos	[-]
k_i	činitel izolace	[-]
$k_{p,Cu}$	činitel plnění mědi	[-]
$k_{p,Fe}$	činitel plnění železa	[-]
$k_{př}$	přídavný činitel	[-]
k_t	činitel tvaru	[-]
l_{Cu}	délka vodiče	[m]
l_{Fe}	délka siločáry	[m]

L	indukčnost	[H]
N	počet závitů	[-]
N_{mod}	modifikovaný počet závitů	[-]
$P_{\check{c}}$	činný výkon	[W]
P_{ZTR}	ztrátový výkon	[W]
Q	činitel jakosti	[-]
Q_{0n}	normovaný činitel jakosti	[-]
Q_{pp}	činitel jakosti pásmové propusti	[-]
r_v	poloměr vodiče	[mm]
R_{Cu}	odpor mědi	[Ω]
R_D	diferenciální odpor	[Ω]
R_s	sériový odpor	[Ω]
R_{vH}	tepelný odpor chladiče	[°C/W]
s	střída	[-]
S_{Cu}	průřez vodiče	[mm ²]
S_{Fe}	průřez jádra	[mm ²]
S_O	plocha okna	[mm ²]
S_{VIN}	plocha vinutí	[mm ²]
T	perioda signálu	[s]
T_{jmax}	maximální teplota čipi	[°C]
T_o	teplota okolí	[°C]
t_o	doba kyvu	[s]
t_{off}	doba vypnutí tranzistoru	[s]
t_{on}	doba zapnutí tranzistoru	[s]
t_z	doba zapnutí	[s]
U_d	napětí stejnosměrného meziobvodu	[V]
U_p	prahové napětí	[V]
X_L	reaktance cívky	[Ω]
Z	impedance	[Ω]
Z_0	charakteristická impedance	[Ω]
β_{AV}	zesilovací činitel	[-]
ΔI	zvlnění proudu	[A]

ΔP_{Cu}	Jouleovy ztráty	[W]
ΔU	zvlnění napětí	[V]
η	účinnost	[%]
λ	účiník	[-]
μ_r	relativní permeabilita	[-]
μ_0	permeabilita vakua	[H/m]
ρ_{Cu}	rezistivita mědi	[$\Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1}$]
σ	relativní pokles napětí	[-]
τ	časová konstanta	[s]
φ	fázový posuv	[°]
φ_f	fázový posuv filtru	[°]
φ_k	fázový posuv komparátoru	[°]
φ_z	fázový posuv zesilovače	[°]

1 ÚVOD

Výkonové tranzistorové měniče bez impulsního transformátoru jsou využívány pro řízení a regulaci stejnosměrných i střídavých pohonů. Tranzistorové měniče mohou být využity rovněž jako napájecí zdroje pro stejnosměrné i střídavé spotřebiče. Spínané zdroje jsou realizovány měniči s magnetickým obvodem, který je tvořen impulsním transformátorem. Měniče se mohou rozdělit podle povahy vstupní a výstupní veličiny v následujících kombinacích:

AC/DC – usměrňovače

AC/AC – střídavé měniče napětí

DC/DC – stejnosměrné pulzní měniče bez impulsního transformátoru

DC/AC – střídače, měniče kmitočtu

Další dělení je možné podle pracovních kvadrantů měniče v souřadném systému $U_z(y)$, $I_z(x)$, popřípadě v $\omega(y)$, $M(x)$. Měnič bude realizován pomocí tranzistorů *MOSFET (IRF 5210(P) a IRFB 3710(N))*. Z hlediska obsahu probírané problematiky bude možné laboratorní přípravku nakonfigurovat na požadovaný typ zapojení měniče. Tento přípravek bude možné využít jako snižující měnič pracující v prvním kvadrantu (*STEP DOWN*), dále jako čtyřkvadrantový měnič (*FULL BRIDGE*) a nakonec jako jednofázový střídač (*PHASE INVERTOR*).

Celé zařízení se bude nacházet na jedné desce plošného spoje (*DPS*) a bude obsahovat všechny funkční bloky v topologicky názorném uspořádání s ohledem na principiální funkci zařízení. Řízení laboratorního přípravku bude provedeno plně analogově. A to z důvodu větší názornosti při demonstraci funkce dané problematiky měničů. V dalších kapitolách budou postupně popsány a navrženy řídicí obvody pro zajištění správného chodu přípravku.

Napájení těchto řídicích a pomocných obvodů bude zajištěno diskrétním přístrojovým zdrojem. K jeho realizaci bude využit jednoúčelový integrovaný stabilizátor (*LM5008 a LM5574*) od firmy (*TI*), který bude zajišťovat funkci *DC/DC* snižujícího měniče. Kvůli většímu rozkmitu vstupního napětí bude přístrojový zdroj kaskádně složen z bloků *SWITCHED* a *LINEAR*.

Cílem realizace univerzálního tranzistorového měniče je shrnout a názorně představit část probírané problematiky z předmětu Výkonová elektrotechnika.

2 NAPÁJECÍ OBVODY

2.1 Sít'ový neřízený usměrňovač

Většina tranzistorových pulzních měničů je napájena ze stejnosměrného meziobvodu, který je realizován pomocí kondenzátoru. Úkolem stejnosměrného meziobvodu je dodávat do měniče konstantní hodnotu napětí. V literatuře bývá toto stejnosměrné napětí označováno U_d . V ideálním případě by se měl meziobvod chovat jako zdroj konstantního napětí s nulovým vnitřním odporem. Pro usměrnění jednofázové sítě je vhodné využít dvoucestného usměrňovače v Graetzově zapojení. Hojně bývá použita varianta s výstupním kondenzátorem. Takto zapojený usměrňovač má výhodnou vlastnost, která spočívá v malém rozdílu mezi špičkovou a střední hodnotou usměrněného napětí. Nevýhodou je špatný tvar vstupního fázového proudu, který lze kompenzovat zařazením tlumivky, která spolu s kondenzátorem tvoří LC filtr. Teoreticky lze dosáhnout účinnosti $\lambda = 0,9$. Tato úprava zapojení je dvojsečná, protože poté bude znehodnocena výhoda rozdílu mezi špičkovou a střední hodnotou usměrněného napětí. Trojfázová síť je usměrněna šestipulzním můstkovým usměrňovačem, který může být realizován s výstupním kondenzátorem nebo výstupním LC filtrem. Varianta šestipulzního usměrňovače s výstupním kondenzátorem má stejné vlastnosti jako dvoucestný usměrňovač. Velice výhodné je zapojení šestipulzního usměrňovače s LC filtrem, protože vstupní fázové proudy mají dobrý tvar ($\lambda = 0,95$) a rozdíl mezi špičkovou hodnotou a střední hodnotou je malý.^[1]

2.1.1 Šestipulzní usměrňovač se LC filtrem

Schéma zapojení je nakresleno na (Obr. 1). LC filtr představuje pasivní dolní propust 2. řádu, jejíž význačný kmitočet je určen Thomsonovým vztahem (2.1)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

Hodnota tlumivky musí být volena tak, aby se rezonance LC filtru nebyla stejná jako rezonance usměrňovače. Rezonanční kmitočet dolní propusti musí splňovat nerovnost:

$$f_0 \ll 300 \text{ Hz} \quad (2.2)$$

Čím větší bude mít tlumivka indukčnost, tím více bude splněna podmínka (2.2). Hodnota indukčnosti však nesmí příliš velká, protože s rostoucí indukčností se zvyšuje reaktance tlumivky X_L , která je dána vztahem (2.3)

$$X_L = j\omega L \quad (2.3)$$

Důsledkem potom bude větší úbytek napětí na tlumivce.^[1]

2.1.1.1 Návrh a realizace diodového usměrňovače

Síťový usměrňovač bude realizován jako samostatný blok nezávislý na měniči. Síť bude usměrněna pomocí diskretního neřízeného diodového usměrňovače. Pomocí drátových propojek bude možné síťový usměrňovač modifikovat na tato zapojení:

- dvoucestný usměrňovač s výstupním kondenzátorem
- dvoucestný usměrňovač s výstupním LC filtrem
- šestipulzní usměrňovač s výstupním kondenzátorem
- šestipulzní usměrňovač s výstupním kondenzátorem

Laboratorní přípravek bude napájen oddělovacím autotransfornátorem $U_{\text{ampl}} = 3 \times 30 \text{ V}$. Za normálních pracovních podmínek bude usměrňovač dodávat proud $I_d = 3 \text{ A}$. Návrh usměrňovače bude proveden pro maximální proud $I_{d \text{ max}} = 5 \text{ A}$. Výstupní usměrněné napětí bude mít velikost:

$$U_d = U_{\text{ampl}} \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} = \sqrt{2} \cdot U_{1\text{ef}} \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} = 30 \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} = 28,65 \text{ V} \quad (2.4)$$

Na výstupu usměrňovače bude toto napětí zmenšené o úbytky napětí na usměrňujících diodách a tlumivce LC filtru.

Dimenzování diod

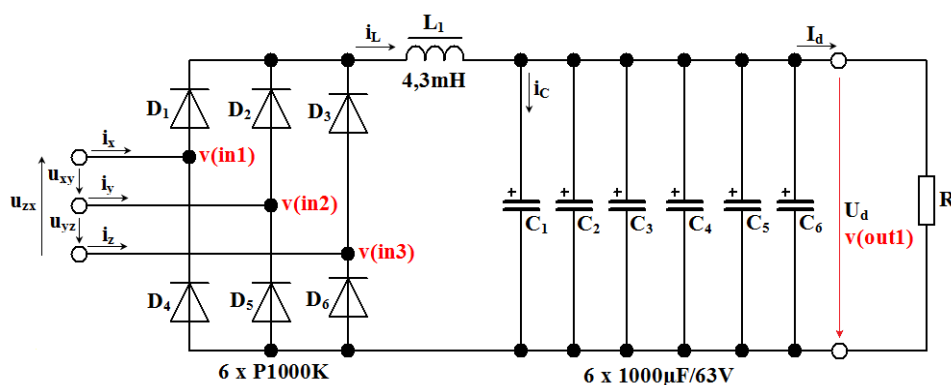
Diody pracují se střídou $s = \frac{1}{3}$. Pro proudové dimenzování diod platí určení špičkové (2.5), střední (2.6) a efektivní (2.7) hodnoty proudu:

$$I_{d\text{šp}} = I_{d \text{ max}} = 5 \text{ A} \quad (2.5)$$

$$I_{d\text{str}} = I_{d \text{ max}} \cdot s = \frac{I_{d \text{ max}}}{3} = \frac{5}{3} = 1,667 \text{ A} \quad (2.6)$$

$$I_{d\text{ef}} = I_{d \text{ max}} \cdot \sqrt{s} = \frac{I_{d \text{ max}}}{\sqrt{3}} = \frac{5}{\sqrt{3}} = 2,887 \text{ A} \quad (2.7)$$

Síťový neřízený diodový usměrňovač bude realizovaný šesticí diod P1000K.



Obr. 1 šestipulzní usměrňovač

Návrh tlumivky pro šestipulzní usměrňovač

Indukčnost tlumivky je určena obecným vztahem (2.8). Dosazením hodnoty $q = 6$ (počet pulzů) se tento vztah pro výpočet indukčnosti výrazně zjednoduší. Je nutné zvolit přípustné zvlnění výstupního proudu, obvykle bývá volena hodnota $\Delta I = 0,1 \cdot I_{d \max}$. Zvolené zvlnění proudu pro normální provoz $\Delta I = 200 \text{ mA}$.

$$L = \frac{U_{1a}}{\Delta I \cdot \omega} \left\{ \sqrt{1 - \left(\frac{q}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} \right)^2} - \left(\frac{q}{\pi} - \sin \frac{\pi}{q} \right) \cdot \arccos \left(\frac{q}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} \right) \right\} \quad (2.8)$$

$$L = 0,00904 \cdot \frac{U_{\text{ampl}}}{\Delta I \cdot \omega} = 0,00904 \cdot \frac{30}{0,2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} = 4,316 \text{ mH} \approx 4,3 \text{ mH}$$

Hodnota proudové hustoty byla zvolena $J = 8,5 \text{ A/mm}^2$ s ohledem na dovolenou zatížitelnost měděných vodičů^{[2],[3]}. Je nutno stanovit průřez vodiče (2.9), kterým bude tlumivka navinuta:

$$S_{Cu} = \frac{I_{d \max}}{J} = \frac{5}{8,5} = 0,588 \text{ mm}^2 \quad (2.9)$$

$$d_v = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{Cu}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,588}{\pi}} = 0,865 \text{ mm} \quad (2.10)$$

Tlumivka bude navinuta lakovaným drátem o průměru $d_v = 0,85 \text{ mm}$. Použitím vodiče s menším průřezem dojde ke zvětšení proudové hustoty ve vodiči. Vinutí tlumivky bude tedy realizováno kulatým drátem tak, že sousední vrstvy vinuty stejným směrem, činitel tvaru k_t bude (2.11):

$$k_t = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} = 0,9 \quad (2.11)$$

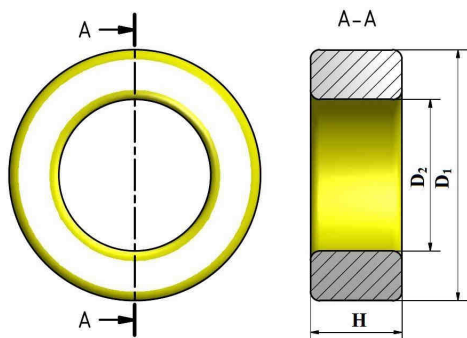
Činitel izolace k_i lze definovat jako poměr kvadrátů průměrů čisté mědi ku celkovému. Jeho velikost byla stanovena $k_i = 0,85$ (z grafické závislosti – údaje v ČSN)^[4]. Velikost přídatného činitele $k_{př}$ je ovlivněna mnoha technologickými vlivy. Pro tento případ byla je velikost stanovena (z grafické závislosti – údaje v ČSN)^[4] na $k_{př} = 0,92$. Celkový činitel plnění mědi (2.12) je určen součinem výše uvedených činitelů:

$$k_{p,Cu} = k_t \cdot k_i \cdot k_{př} = 0,9 \cdot 0,85 \cdot 0,92 = 0,704 \quad (2.12)$$

Činitel plnění železa byl zvolen $k_{p,Fe} = 0,96$ (doporučená hodnota). U železoprachových jader se maximální sycení jádra pohybuje okolo $B_{\max} \approx 1,2 \text{ T}$, hodnota magnetické indukce byla zvolena s menší rezervou $B_{\max} = 1 \text{ T}$. Základní minimalizace návrhu bude provedena na základě zvolené proudové hustoty. Podle vztahu jádrového součinu (2.13) je vybráno vhodné jádro.

$$S_O S_j = \frac{2 \cdot L \cdot I_{\max}^2 \cdot k_Z}{k_{p,Fe} \cdot k_{p,Cu} \cdot B_{\max} \cdot J} = \frac{2 \cdot 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 5^2 \cdot 1}{0,96 \cdot 0,704 \cdot 1,85 \cdot 10^6} = 3,743 \cdot 10^{-8} \text{ m}^4 \quad (2.13)$$

Tlumička bude navinuta na toroidním železoprachovém jádře T157-26 (Obr. 2). Parametry vybraného jádra jsou uvedeny v tabulce (Tab. 1):



Tab. 1 parametry jádra T157-26

D_1 [mm]	39,9
D_2 [mm]	24,1
H [mm]	14,5
mat.	26
μ_r [-]	75
barevná značení	žlutá/bílá

Obr. 2 jádro T157-26 (model inventor)

Ze znalosti rozměrů se stanoví plocha okna S_O (2.14), průřez jádra S_{Fe} (2.15) a střední délka jádra l_{Fe} (2.16). (Pro usnadnění práce výrobci často tyto hodnoty udávají, někdy je uveden i součin $S_O S_j$)

$$S_O = \pi \cdot \frac{D_2^2}{4} = \pi \cdot \frac{24,1^2}{4} = 456,167 \text{ mm}^2 \quad (2.14)$$

$$S_{Fe} = \frac{D_1 - D_2}{2} \cdot H = \frac{39,9 - 24,1}{2} \cdot 14,5 = 114,55 \text{ mm}^2 \quad (2.15)$$

$$l_{Fe} = \pi \cdot \frac{D_1 + D_2}{2} = \pi \cdot \frac{39,9 + 24,1}{2} = 100,53 \text{ mm} \quad (2.16)$$

Zvolené jádro musí splňovat podmínku (2.17).

$$S_O S_j < S_O \cdot S_{Fe} \quad (2.17)$$

Počet závitů realizované tlumičky vychází z maximální indukce v jádře. Pomocí upraveného vztahu (2.18) se vypočítá počet závitů:

$$N = \frac{L \cdot I_{\max}}{B_{\max} \cdot S_{Fe}} = \frac{4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 3}{0,95 \cdot 114,55 \cdot 10^{-6}} = 188 \text{ záv} \quad (2.18)$$

K dalším výpočtům je potřeba stanovit konstantu jádra A_L (2.19). Materiál 26 má svoji relativní permeabilitu $\mu_r = 75$.

$$A_L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 75 \cdot \frac{114,55 \cdot 10^{-6}}{100,53 \cdot 10^{-3}} = 107,39 \text{ nH / záv}^2 \quad (2.19)$$

Pomocí znalosti konstanty jádra A_L se stanoví modifikovaný počet závitů N_{mod} (2.20). Přičemž musí platit podmínka (2.21), jinak dojde k přesycení jádra, které ztrácí svoje magnetické vlastnosti.

$$N_{\text{mod}} = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{4,3 \cdot 10^6}{107,39}} = 201 \text{ závit} \quad (2.20)$$

$$N \leq N_{\text{mod}} \quad (2.21)$$

Kontrolním vztahem (2.22) je stanoveno sycení jádra při daném počtu závitů.

$$B_{\text{syc.}} = \frac{N_{\text{mod}} \cdot I_{\text{max}} \cdot A_L}{S_{Fe}} = \frac{201 \cdot 5 \cdot 107,39 \cdot 10^{-9}}{114,55 \cdot 10^{-6}} = 0,942 \text{ T} \quad (2.22)$$

Před realizací tlumivky je nutno ověřit, zda se navržené vinutí vejde do okna vybraného jádra. Vztah (2.24) definuje přísnější podmínku pro realizaci vinutí, vychází z teoretického předpokladu, že u toroidních jader je možné využít asi polovinu celkové plochy okna (při strojním navíjení).

$$S_{VIN} = N \cdot S_{Cu} = N \cdot \pi \cdot \frac{d_v^2}{4} = 201 \cdot \pi \cdot \frac{0,85^2}{4} = 114,057 \text{ mm}^2 \quad (2.23)$$

$$S_{VIN} < \frac{S_O}{2} \quad (2.24)$$

Z geometrických rozměrů použitého jádra a znalosti počtu závitů lze stanovit pouze orientační délku drátu:

$$l_{Cu} \cong N \cdot [2(H + d_v) + (D_1 - D_2 + d_v)] = 201 \cdot [2 \cdot (14,5 + 0,85) + (39,9 - 24,1 + 0,85)] \cong 9,6 \text{ m} \quad (2.25)$$

Pro odpor vinutí určité délky platí:

$$R_{Cu} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{Cu}}{S_{Cu}} = 0,0178 \cdot \frac{9,6}{0,567} = 301 \text{ m}\Omega \quad (2.26)$$

Jouleovy ztráty při průchodu maximálního proudu a při maximálním zatěžovacím činiteli ($k_z = 1$):

$$\Delta P_{Cu} = R_{Cu} \cdot I_{\text{def}}^2 = 301 \cdot 10^{-3} \cdot 5^2 = 7,525 \text{ W} \quad (2.27)$$

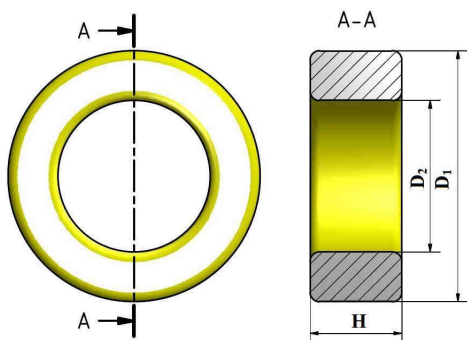
Návrh tlumivky pro dvoucestný usměrňovač

Pro obecný výpočet indukčnosti opět platí vztah (2.8). Pro zjednodušení vztahu je dosazeno za $q = 2$ (počet pulzů). Pomocí zjednodušeného vztahu (2.28) se určí požadovaná indukčnost tlumivky. Zvlnění proudu bylo pro normální provoz $\Delta I = 500 \text{ mA}$.

$$L = 0,21051 \cdot \frac{U_{\text{ampl}}}{\Delta I \cdot \omega} = 0,21051 \cdot \frac{30}{0,5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} = 40,204 \text{ mH} \cong 40 \text{ mH} \quad (2.28)$$

Pro dvoucestný usměrňovač vychází indukčnost poměrně velká, tím dojde k nepříjemnému zvětšení jádra. Aby byla tlumivka navinuta na nějakém rozumném jádře, bude celková indukčnost složena z několika cívek. Z důvodu mobility budou tlumivky umístěny na samostatné

desce. Indukčnost jedné cívky bude $L = 8 \text{ mH}$. Tlumivka bude navinuta stejným drátem jako v případě tlumivky pro šestipulzní usměrňovač. Vypočítané parametry tlumivky jsou uvedeny v (Tab. 3).



Tab. 2 parametry jádra T200-26

D ₁ [mm]	50,8
D ₂ [mm]	31,8
H [mm]	14
mat.	26
μ _r [-]	75
barevná značení	žlutá/bílá

Obr. 3 jádro T200-26 (model inventor)

Tab. 3 Návrh tlumivky pro dvoucestný usměrňovač

parametr		hodnota	jednotka	vztah
jádrový součin	$S_O S_j$	$6,631 \cdot 10^{-8}$	$[\text{m}^4]$	(2.13)
plocha okna	S_O	794,226	$[\text{mm}^2]$	(2.14)
průřez jádra	S_{Fe}	133	$[\text{mm}^2]$	(2.15)
střední délka jádra	l_{Fe}	129,747	$[\text{mm}]$	(2.16)
počet závitů	N	287	$[-]$	(2.18)
konstanta jádra	A_L	96,610	$[\text{nH/záv}^2]$	(2.19)
modifikovaný počet závitů	N_{mod}	288	$[-]$	(2.20)
sycení jádra	$B_{syc.}$	1,045	$[\text{T}]$	(2.22)
plocha vinutí	S_{VIN}	169,272	$[\text{mm}^2]$	(2.23)
délka drátu	l_{Cu}	14,3	$[\text{m}]$	(2.25)
odpor drátu	R_{Cu}	448	$[\text{m}\Omega]$	(2.26)
Jouleovy ztráty	ΔP_{Cu}	11,2	$[\text{W}]$	(2.27)

Návrh výstupní kapacity

Pro stanovení filtrační kapacity musí být zvoleno akceptovatelné zvlnění výstupního napětí $\Delta U = 2 \text{ V}$. K výpočtu je ještě nutno stanovit relativní pokles napětí, jeho velikost je limitována intervalem $\delta \in \langle 0,05 - 0,2 \rangle$ a vypočítá se:

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_d} = \frac{2}{28,65} = 0,069 \quad (2.29)$$

Požadovaná kapacita se stanoví pomocí (2.30)

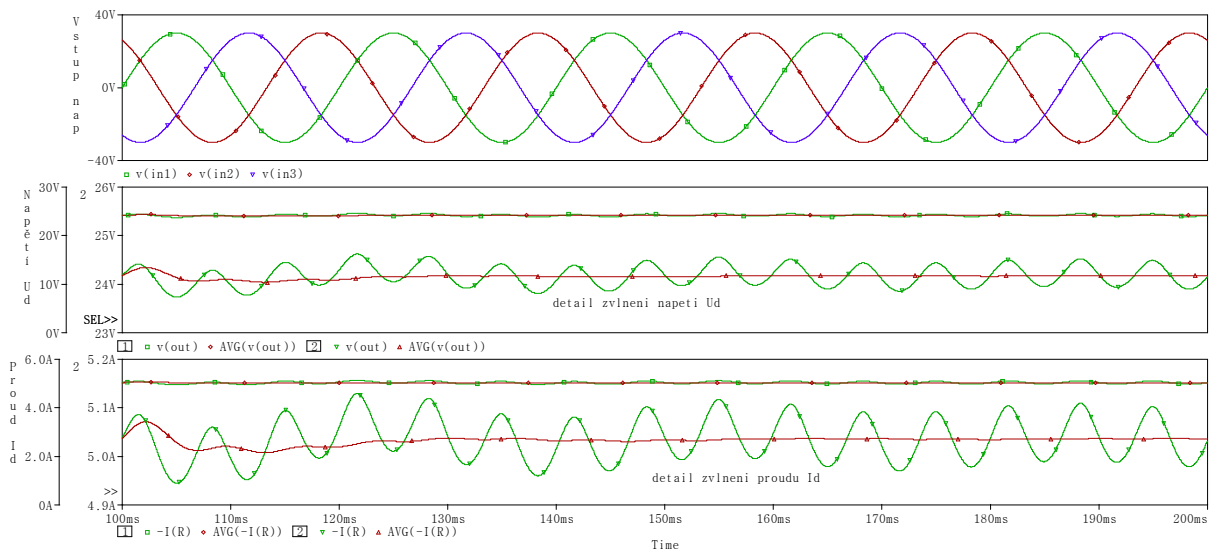
$$\begin{aligned}
 C &= \frac{T}{2} \cdot \frac{I_d}{\Delta U} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot \arccos(1 - \delta) \right] = \\
 &= \frac{0,02}{2} \cdot \frac{5}{2} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot \arccos(1 - 0,069) \right] = 5,359 \text{ mF}
 \end{aligned}
 \tag{2.30}$$

Kontrolním výpočtem pomocí Thomsonova vztahu (2.1) je určen rezonanční kmitočet LC filtru, který zároveň musí splňovat podmínku (2.2).^[1]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^{-3}}} = 31,333 \text{ Hz}$$

Pro dvoucestný usměrňovač vychází rezonanční kmitočet $f_0 = 10,681 \text{ Hz}$. Usměrňovač bude mít vlastní konfigurovatelnou výstupní kapacitu 2 až 6 mF s krokem 2 mF. Pro napájení měniče bude výstupní kapacita realizována šesticí elektrolytických kondenzátorů o velikosti 1000μF/63V. Takto realizovaný stejnosměrný mezi obvod bude umístěn blízko výkonové části z důvodu snížení parazitních indukčností. Na (Obr. 4) je zachycena simulace navrženého neřízeného usměrňovače. Usměrňovač byl zatížen proudem $I_d = 3 \text{ A}$. Simulací byly zjištěny hodnoty zvlnění:

$\Delta U = 0,811 \text{ V}$, $\Delta I = 170 \text{ mA}$.

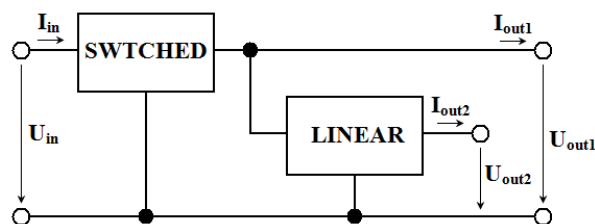


Obr. 4 simulace šestipulzního usměrňovače s LC filtrem (PSpice)

2.2 Napájecí obvody pro řídicí obvody

2.2.1 Přístrojový zdroj

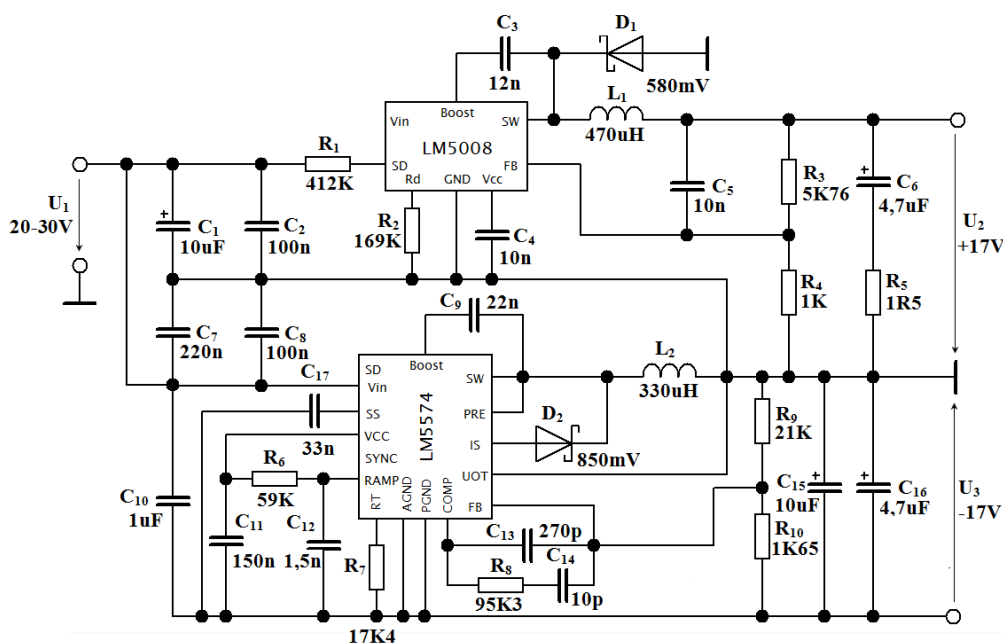
Blokové zapojení přístrojového zesilovače je zobrazeno na (Obr. 5). Úkolem přístrojového stabilizátoru je zajistit potřebné napájení pro řídicí obvody zařízení. Ty vyžadují symetrické napájení $U_{CC} = \pm 15 \text{ V}$. Pro návrh bylo využito vývojové prostředí firmy Texas Instrument.



Obr. 5 bloková struktura přístrojového zdroje

Spínaný stabilizátor

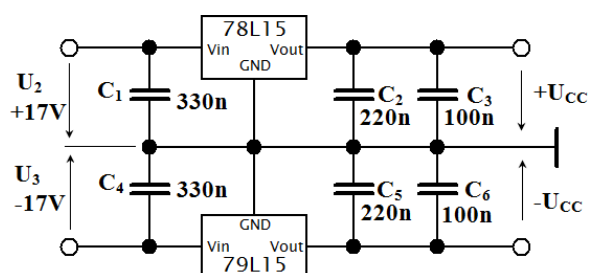
Jeho úkolem je dodávat potřebné napětí a proud pro řídicí obvody, současně napájí i lineární stabilizátor, proto spínaný stabilizátor (Obr. 6) musí být schopen dodat požadované proudy pro požadovaný počet výstupů. Z hlediska spínaného stabilizátoru nejsou kladeny extrémní nároky na zvlnění výstupního napětí. Teoretická účinnost spínaného stabilizátoru je poměrně vysoká a dosahuje hodnot mezi $\eta \in (80\% - 90\%)$. Pro realizaci SWITCHED stabilizátoru bylo využito integrovaných stabilizátorů LM5008^[5] a LM5574^[6] od firmy TI.^[7]



Obr. 6 spínaný stabilizátor

Lineární stabilizátor

Jak bylo zmíněno dříve, lineární stabilizátor je napájen ze spínaného stabilizátoru. Rozkmit vstupního napětí nebude tak markantní. Při malém rozkmitu vstupního napětí má daný obvod největší účinnost, její hodnota se pohybuje okolo $\eta = 95\%$. Pomocí lineárního stabilizátoru jsou napájeny komponenty, které vyžadují minimální zvlnění napájecího napětí. Schéma zapojení je zobrazeno na (Obr. 7). Pro realizaci bylo využito klasických lineárních stabilizátorů z řady 78LXX a 79LXX.^[7]



Obr. 7 lineární stabilizátor

2.2.2 DC/DC měnič

Napájení řídicích obvodů mělo být původně zajištěno přístrojovým stabilizátorem, které slibovalo výrazné snížení nákladů. Nakonec se přistoupilo k realizaci pomocí snižujícího DC/DC měniče od společnosti TRACO POWER. Řídicí obvody vyžadují symetrické napájení $U_{CC} = \pm 15V$. Na základě toho požadavku byl vybrán model TEN 8-2324^[8]. Parametry vybraného DC/DC měniče jsou uvedeny v (Tab. 4).

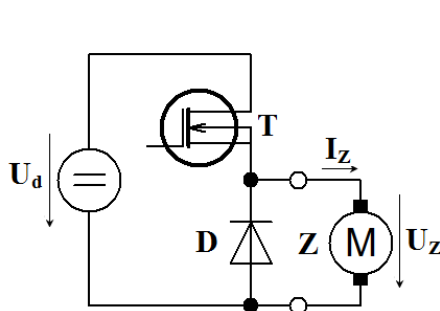
Tab. 4 parametry DC/DC měniče TEN 8-2324

Parametr		hodnota	jednotka
minimální vstupní napětí	U_{1min}	18	[V]
maximální vstupní napětí	U_{1max}	36	[V]
výstupní napětí	$U_{2nom.}$	± 15	[V]
výstupní proud	I_{2ma}	2x 265	[mA]
výstupní výkon	W_{2max}	8	[W]
účinnost	η	85	[%]

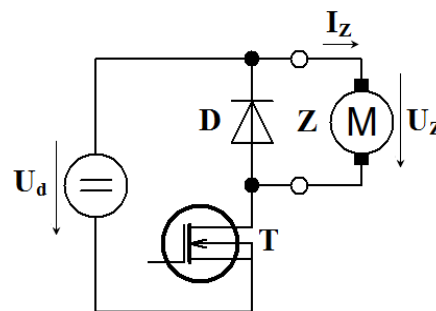
3 PULZNÍ MĚNIČE BEZ IMPULZNÍHO TRANSFORMÁTORU

3.1 Snižující měnič (STEP DOWN)

Snižující měnič pracuje v I. kvadrantu. Měnič je schopen dodávat do zátěže proud v jednom směru I_Z (střední hodnota) a jednu polaritu napětí U_Z (střední hodnota). Kladný smysl proudu bývá volen jako tekoucí do zátěže. Měnič může být zapojen jako horní spínač (Obr. 8) nebo dolní spínač (Obr. 9), funkce obou zapojení je stejná. Snižující měnič bývá nejčastěji zatížen stejnosměrným motorem nebo LC filtrem. Obě tyto zátěže vykazují jistou dominantní indukčnost. Zvlnění výstupního proudu je ovlivněno touto indukčností a pracovním kmitočtem měniče. Volba vysokého spínacího kmitočtu ovšem vede ke zvýšení přepínacích ztrát na tranzistoru.^[1]



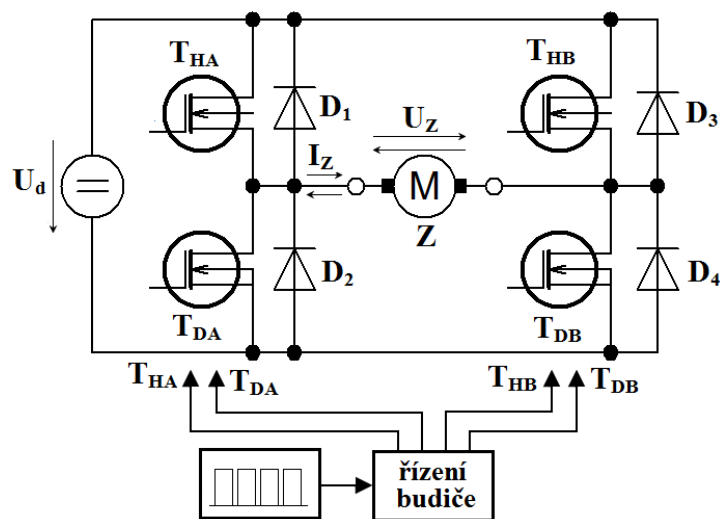
Obr. 8 horní spínač



Obr. 9 dolní spínač

3.2 Můstkový měnič (FULL BRIDGE)

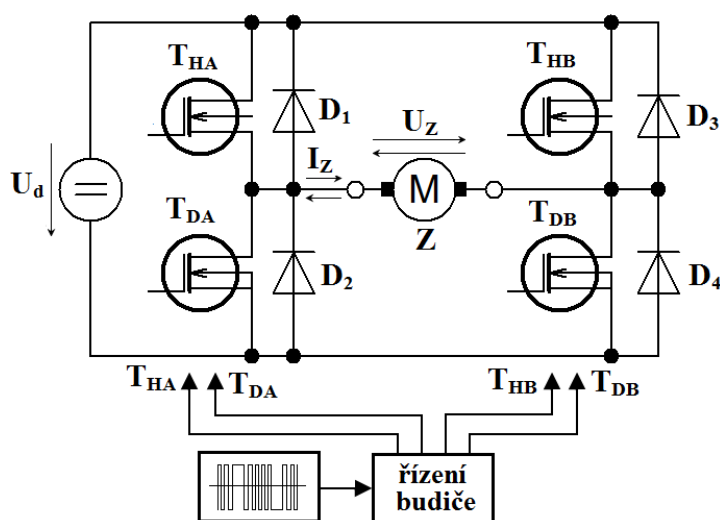
Měnič je schopen pokrýt pracovní oblast zahrnující všechny čtyři kvadranty pracovní charakteristiky. Zapojení měniče je zobrazeno na (Obr. 10), kde jsou také znázorněny možné směry proudu zátěže a polaritu napětí na zátěži. Zátěž se může nacházet v motorickém nebo generátorickém režimu. Pracuje-li měnič v I. kvadrantu jsou sepnuty tranzistory T_{HA} a T_{DB} , tomuto stavu odpovídají kladné hodnoty proudu i napětí. Pro záporný směr proudu a napětí jsou spínány tranzistory T_{DA} a T_{HB} , nyní měnič pracuje ve III. kvadrantu.^[1]



Obr. 10 čtyřkvadrantový měnič

3.3 Jednofázový střídač (PHASE INVERTOR)

Schéma zapojení je totožné jako v případě můstkového stejnosměrného měniče a je uvedeno na (Obr. 11). Rozdíl je v tom, že pro řízení tranzistorů je použita sinusová PWM modulace. Na výstupu střídače se objeví *PWM* pulzy, které jsou pomocí filtru typu *DP* převedeny na sinusový signál, na kterém se nasuperponovává pilovité zvlnění. Velikost tohoto zvlnění je závislá na velikosti dominantní indukčnosti filtru (motoru) a frekvenci spínání tranzistorů. Nevýhoda vysokého budicího kmitočtu byla popsána výše. Pomocí střídače lze realizovat umělou jednofázovou síť.^[1]



Obr. 11 jednofázový střídač

3.4 Koncepce měřicího přípravku

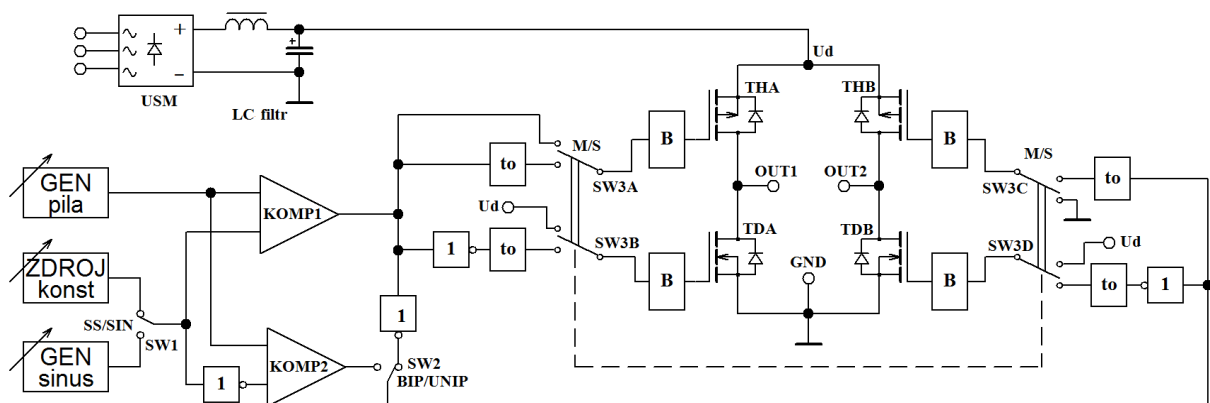
Bloková struktura měřicího přípravku je nakreslena na (Obr. 12). Trojfázová síť je usměrněna šestipulzním diodovým usměrňovačem. Za usměrňovačem je zařazen LC filtr, výstup filtru představuje stejnosměrný meziobvod, ze kterého je napájen měnič. Konfigurace přípravku je možná pomocí přepínačů, jejichž význam je popsán níže:

SW_1 – volba mezi stejnosměrnou nebo sinusovou PWM modulací

SW_2 – volba mezi bipolárním nebo unipolárním řízením

$SW_{3A,B,C,D}$ – volba mezi zapojením pro snižující měnič nebo můstkového zapojení

Výkonové tranzistory jsou zapojeny do H-mostu. Zapojení pro snižující měnič je dosaženo trvalým vypnutím tranzistorů T_{DA} , T_{HB} a T_{DB} pomocí přepínače SW_3 . Tranzistor T_{HA} slouží jako horní spínač. Nulová dioda D_0 je realizována pomocí integrované substrátové diody T_{DA} . Přepínačem SW_3 je zároveň vyřazena funkce *DEAD TIME*, která pro provoz snižujícího měniče není zapotřebí. Zátěž je připojena na výstupy *OUT1* a *GND*. V případě zapojení celého mostu se zátěž připojí mezi výstupy *OUT1* a *OUT2*. Jednotlivé bloky v obrázku (Obr. 12) budou kompletně navrženy v následujících kapitolách.



Obr. 12 bloková struktura měniče

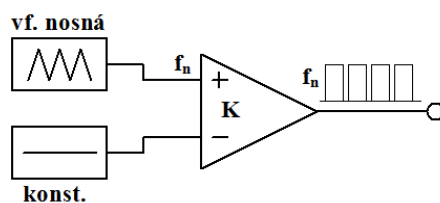
4 PWM (PULSE WIDTH MODULATION)

4.1 Princip PWM

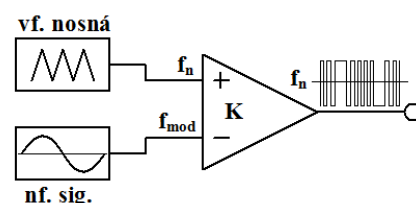
PWM modulace je hojně využívána ve výkonové elektrotechnice pro řízení tranzistorových měničů. Princip pulzní šířkové modulace je založen na okamžitém porovnávání hodnot vysokofrekvenčního trojúhelníkového signálu (nosný signál) o kmitočtu f_n přivedeného na jeden vstup komparátoru a nízkofrekvenčního signálu (modulační signál) o frekvenci f_{mod} přivedeného na druhý vstup komparátoru. V podstatě existují dva druhy PWM modulace. Stejnosemnná PWM (Obr. 13) modulace zahrnuje porovnávání nosného signálu se stejnosměrným signálem, jehož velikost je regulovatelná. Změnou velikosti stejnosměrného napětí se přímo nastavuje velikost střídavy, která je definována vztahem (4.1)

$$s = \frac{t_z}{T} \quad (4.1)$$

Tento druh modulace je využit pro stejnosměrné aplikace. Princip sinusové PWM modulace (Obr. 14) je stejný, ale místo stejnosměrného signálu je využito nízkofrekvenčního sinusového signálu. Sinusová PWM se používá pro střídavé aplikace. Pro zajištění kvalitní modulace musí být velký frekvenční odstup nosného a modulačního signálu. Z čehož vyplývá nerovnost $f_{\text{mod}} \ll f_n$. Komparátor bez hystereze představuje elegantní řešení PWM modulátoru. Potřebná nelinearita pro PWM modulaci je tvořena pravoúhlou převodní charakteristikou. Výsledkem PWM modulace jsou obdélníkové signály určité šířky, které jsou úměrné velikosti modulačního signálu. Následná demodulace modulovaného signálu je provedena dolní propustí.^[1]



Obr. 13 stejnosměrná PWM



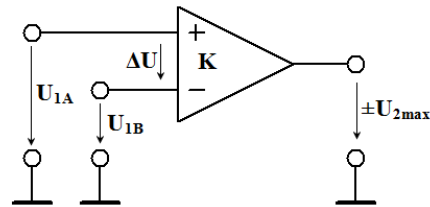
Obr. 14 sinusová PWM

4.2 PWM modulátor (komparátor)

Komparátor bez hystereze

Zapojení je zobrazeno na (Obr. 15). Takto řešené zapojení přináší nevýhodu, že mezi vstupními signály U_{1A}, U_{1B} nemůže být velký napěťový rozdíl. Dalším problémem je, že pokud budou vstupní signály příliš velké (blízké napájecí úrovni) začne se hroutit pracovní bod

vstupního zesilovače. Tuto nevýhodu lze eliminovat použitím komparátoru se sčítacími odpory (Obr. 16).^[9]



Obr. 15 komparátor bez hystereze

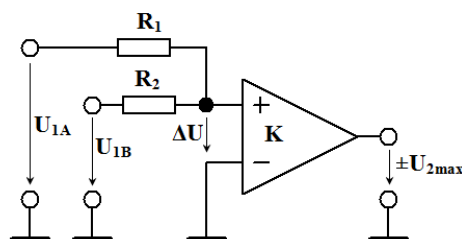
Komparátor se sčítacími odpory^[9]

Vstupní napětí U_{1A} , U_{1B} jsou přivedena přes rezistory R_1, R_2 do jednoho vstupu komparátoru. Druhý vstup komparátoru je uzemněn. K zajištění komparace je nutné, aby vstupní signály měly opačnou polaritu. K překlopení komparátoru dochází v okamžiku, když rozdílové napětí mezi vstupy komparátoru nulové $\Delta U = 0$. Toto zapojení má nevýhodu spočívající v vřazení sčítacích rezistorů, které spolu se vstupní kapacitou tvoří dolní propust, která zpomaluje komparaci. Obvod je analyzován pomocí metody superpozice, zkratováním zdroje U_{1B} je získán vztah: $\Delta U' = U_{1A} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, podobně pro vyřazení zdroje U_{1A} : $\Delta U' = U_{1B} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Výsledkem superpozice je rovnice (4.2)

$$\Delta U = U_{1A} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{1B} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad (4.2)$$

Z rovnice (4.2) je stanovena podmínka pro překlopení komparátoru:

$$U_{1A} = -U_{1B} \frac{R_1}{R_2} \quad (4.3)$$



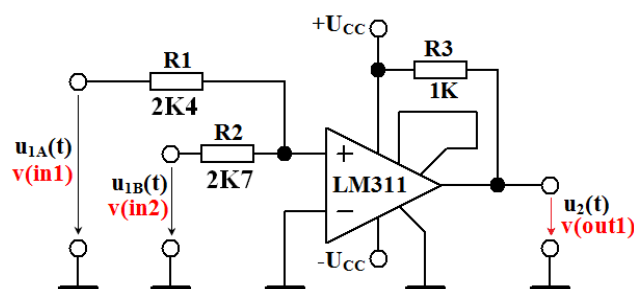
Obr. 16 komparátor se sčítacími odpory

4.2.1 Realizace PWM modulátoru

Pro realizaci PWM modulátoru byl vybrán komparátor LM311. Schéma zapojení je uvedeno na (Obr. 17) Komparátor LM311 má otevřený kolektor i editor výstupního spínacího tranzistoru. Tato vlastnost zvyšuje univerzálnost jeho použití^[9]. Pro navázání na logické obvody CMOS řady

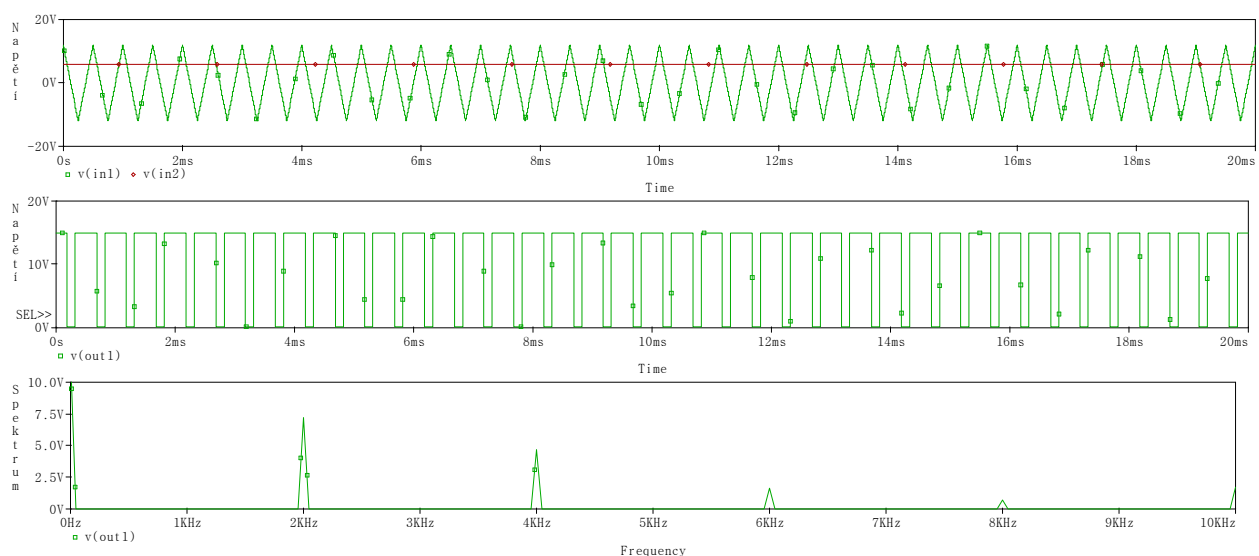
4XXX byl využit způsob otevřeného kolektoru přes $R_3 = 1K$. Velikost trojúhelníkového napětí byla zvolena $U_{1A} = 12V$. Hodnota sčítacích rezistorů by neměla být moc velká, protože rezistory v součinnosti se vstupní kapacitou komparátoru tvoří dolní propust, která zpomaluje komparaci. Hodnota rezistoru byla zvolena $R_2 = 2K7$. Maximální stejnosměrné napětí $U_{1B} = 13,5V$ odpovídá střídě $s = 1$. Pomocí vztahu (4.3) byla dopočítána velikost sčítacího rezistoru R_1

$$R_1 = \frac{U_{1A}}{U_{1B}} \cdot R_2 = \frac{12}{13,5} \cdot 2K7 = 2K4$$

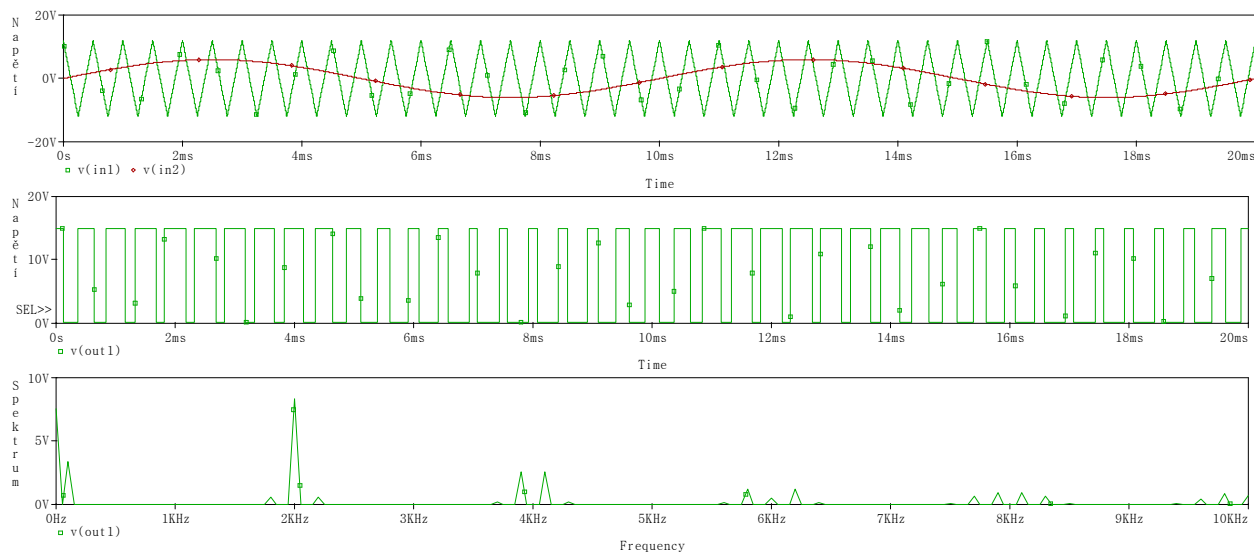
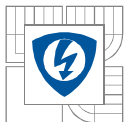


Obr. 17 komparátor s LM311

Na obrázcích (Obr. 18) a (Obr. 19) jsou zachyceny simulace navrženého zapojení. V horní části obrázku jsou zobrazeny vstupní signály (značení koresponduje s označením ve schématu). Prostřední část obrázku zachycuje produkt komparace. Poslední část je věnována spektru vzniklé PWM modulae.



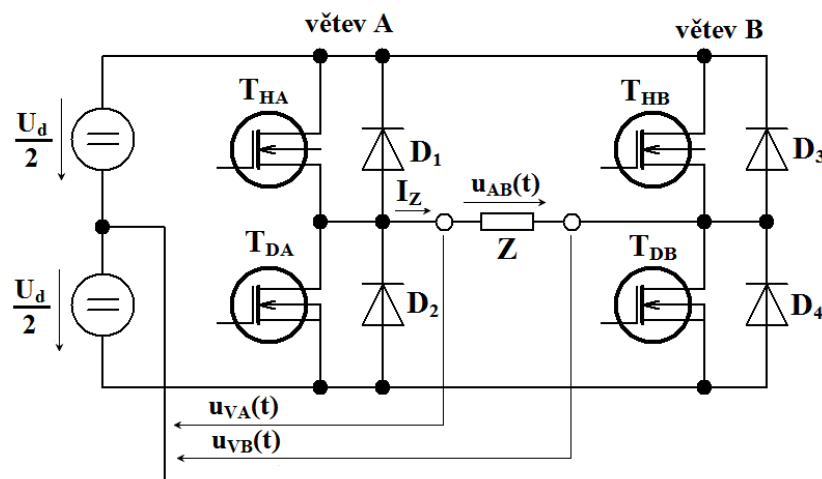
Obr. 18 stejnosměrná PWM (PSpice)



Obr. 19 sinusová PWM (PSpice)

5 ŘÍZENÍ PLNÉHO MŮSTKOVÉHO MĚNIČE

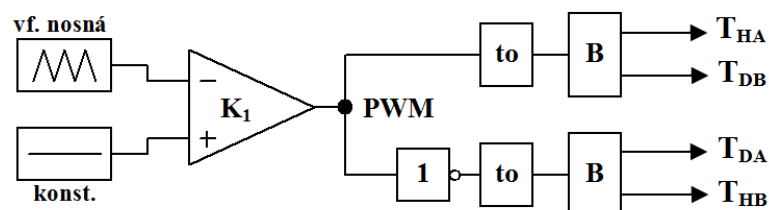
Zapojení čtyřkvadrantového můstkového měniče je zobrazeno na (Obr. 20). Úkolem řízení je zajistit bezkolizní spínání výkonových tranzistorů v určitém algoritmu, aby bylo dosaženo požadované funkce. V této kapitole budou představeny varianty bipolárního a unipolárního řízení. Volbě použitého řízení tranzistorů odpovídá výstupní napětí na zátěži měniče.



Obr. 20 můstkové zapojení měniče

5.1 Bipolární řízení

Princip bipolárního řízení je zachycen na (Obr. 21). Výstupní napětí můstkového měniče má tvar oboupolaritních obdélníkových impulzů. Myšlenka bipolárního řízení spočívá v určitém taktu spínat současně oba tranzistory v jedné nebo druhé úhlopříčce. Produktem komparace je stejnosměrná PWM modulace (Obr. 18)/(Obr. 19). Pokud se výstup komparátoru nachází v logické 1 ($+U_{CC}$) jsou přes blok t_O a budiče sepnuty tranzistor T_{HA} , T_{DB} . Současným invertováním logického signálu z komparátoru se druhá úhlopříčka se nachází v logické 0 a tranzistory T_{DA} , T_{HB} jsou vypnuty. Po překlopení výstupu komparátoru do logické 0 ($-U_{CC}$) je režim spínání tranzistorů inverzní.^[1]

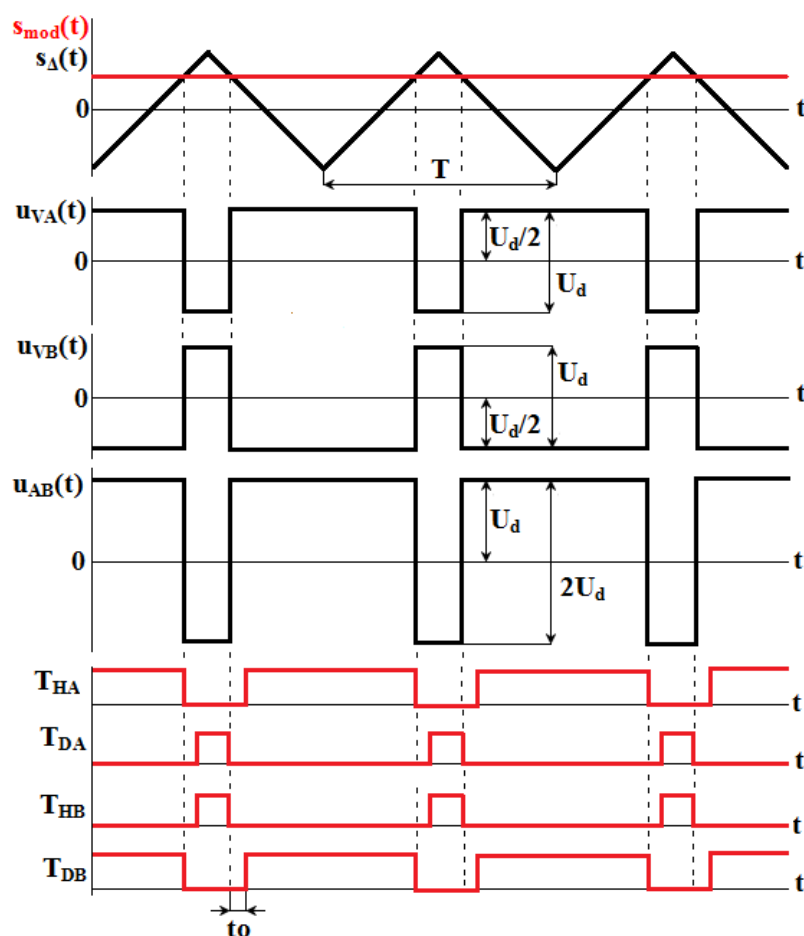


Obr. 21 princip bipolárního řízení

Blok t_o představuje ochrannou dobu (*DEAD TIME*) zajišťující časovou prodlevu. Ochranná doba musí být volena tak, aby pokryla s rezervou celkovou vypínací dobu použitých tranzistorů. Na (Obr. 22) jsou zachyceny řídicí impulzy pro spínání jednotlivých tranzistorů. Na zátěži se objeví sdružené napětí $U_Z(t) = u_{AB}(t)$, které je dáno rozdílem větrových napětí $u_{AB}(t) = u_{VA}(t) - u_{VB}(t)$.

$$U_{Zef} = U_d$$

$$I_{Zef} = I_Z$$



Obr. 22 řídicí signály bipolárního řízení

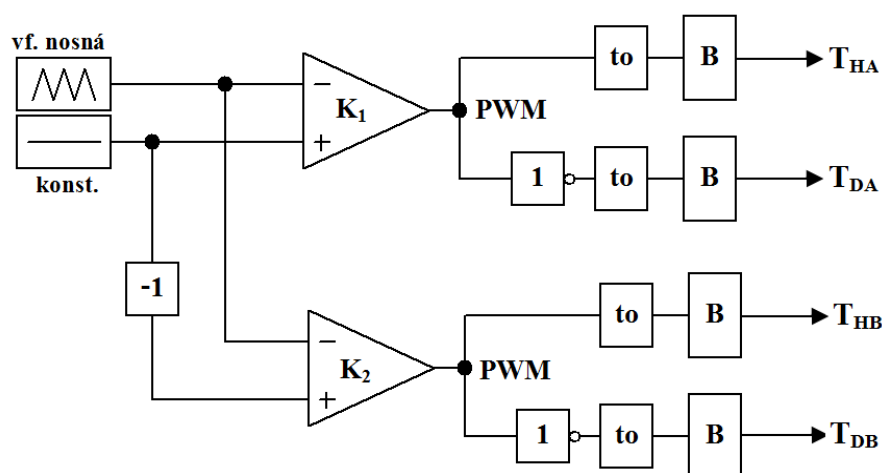
5.2 Unipolární řízení

Principiální blokové znázornění unipolárního řízení je nakresleno na (Obr. 23). Na výstupu měniče se objeví posloupnost obdélníkových impulzů jedné polarity. Spínání tranzistorů neprobíhá v uvažované úhlopříčce současně, jak tomu bylo v případě bipolárního řízení, ale tranzistory jsou spínány jednotlivě s fázovým posunutím o půlperiodu vysokofrekvenčního nosného signálu. Unipolární řízení je založeno na dvojité komparaci nosného trojúhelníkového

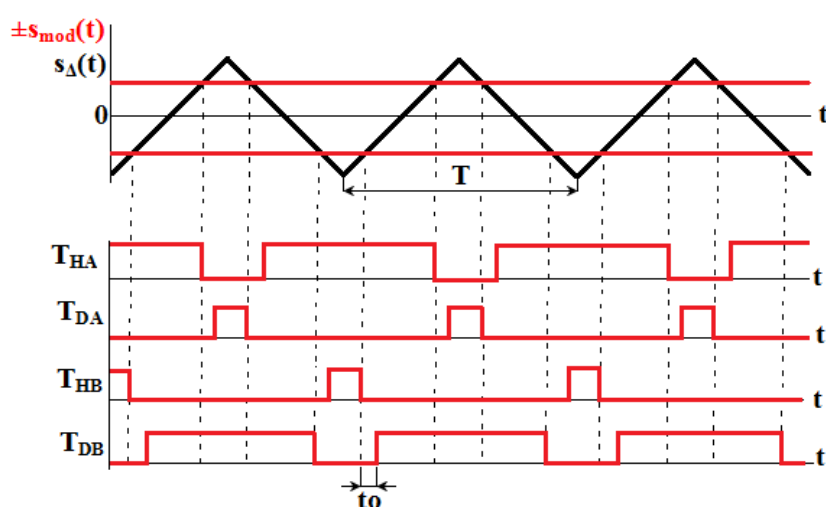
signálu s modulačním signálem dvojí symetrické polarity. Požadované otočení polarity modulačního signálu lze realizovat zesilovačem v invertujícím zapojení se zesílením $A_U = 1$. Oba modulační signály jsou přivedeny na vstup komparátorů, přímý signál na K_1 , invertovaný na K_2 . Výstupy komparátorů K_1, K_2 jsou zpracovávány samostatně. Sekvenční a kombinační logika má totožnou funkci jako u bipolárního řízení. Řídící signály pro výkonové tranzistory jsou zobrazeny na (Obr. 24).^[1]

$$U_{zef} = U_d \cdot \sqrt{s}$$

$$I_{zef} = I_d \cdot \sqrt{s}$$



Obr. 23 princip unipolárního řízení



Obr. 24 řídicí signály unipolárního řízení

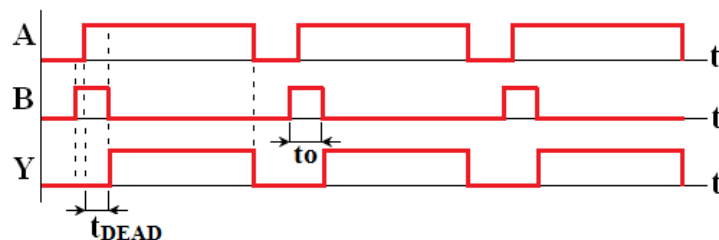
5.3 Obvody DEAD TIME

Výkonové tranzistory vykazují vůči spínání definovanou dynamiku spínání, která je definována dobou zapnutí t_{on} a dobou vypnutí t_{off} . Může tak nastat situace, kdy se horní tranzistor T_{HA} se nestačí zcela vypnout a spodní tranzistor T_{DA} je sepnut, dochází tak k tvrdému zkratu napěťového meziobvodu. Tato situace většinou vede ke zničení obou tranzistorů. Smyslem obvodů *DEAD TIME* je opozdit zapínací signál pro dolní tranzistor o dobu nutnou k úplnému zavření horního tranzistoru. Obvod *DEAD TIME* bude realizován pomocí monostabilního klopného obvodu (*MKO*)^[10].

5.3.1 Realizace DEAD TIME

Signál *A* reprezentuje zapínací signál bez aplikace ochranného intervalu. Signál *B* představuje výstup monostabilního klopného obvodu. Signál *Y* je výsledný budící signál s přítomností ochranného intervalu. Signál *A* je zpožděn schválně za signálem *B* z důvodu, aby nedošlo k překrytí náběžných hran obou signálů, které by mohlo zapříčinit hazardní stav obvodu. Vzájemného posunutí je dosaženo vřazením rezistoru R_1 , který spolu se vstupní kapacitou hradla $C_{in} = 12,5 \text{ pF}$ definují požadované posunutí (5.1). Velikost rezistoru byla vypočtena $R_1 = 4K3$.

$$t_0 = R_1 \cdot C_{in} \quad (5.1)$$



Obr. 25 časové průběhy aplikace DEAD TIME

Z časových závislostí (Obr. 25) signálu je možno sestavit pravdivostní tabulku (Tab. 5) realizované funkce. K minimalizaci logického výrazu je použita Karnaughova mapa (Tab. 6), ze které je získán výraz (5.2). Pomocí DeMorganova pravidla je daný výraz upraven do podoby (5.3). Skutečná hodnota zpoždění zapínacího impulsu bude t_{DEAD} .^[11]

Tab. 5 pravdivostní tabulka

SI	B	A	Y
0	1	0	0
1	1	1	0
2	0	1	1
3	0	0	0

Tab. 6 Karnaughova mapa

		A	
		0	1
B	0	0	0
	1	2	3

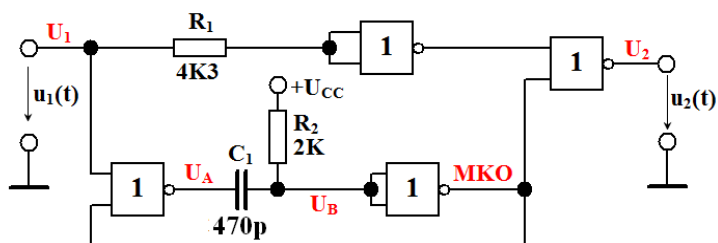
$$Y = \bar{A} \cdot B \quad (5.2)$$

$$Y = \overline{\overline{A+B}} = \overline{A+B} \quad (5.3)$$

Částečné zapojení je zobrazeno na (*Obr. 26*). Spodní část zapojení představuje právě monostabilní klopný obvod. K realizaci bylo vybráno hradlo $NOR^{[12]}$. Doba kyvu monostabilního klopného obvodu je definována podle.^[13]

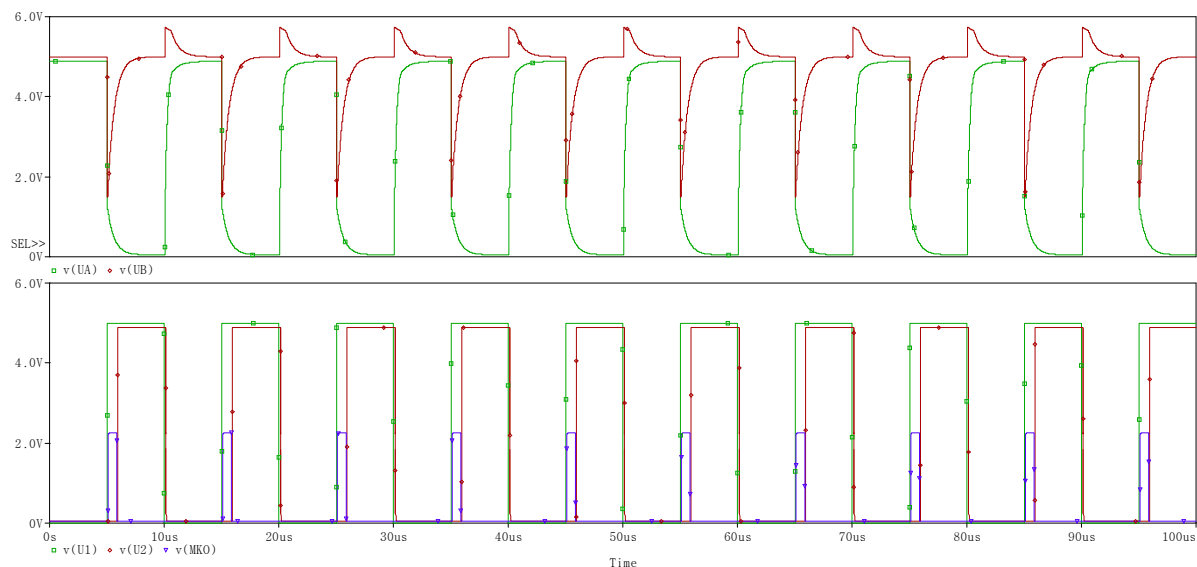
$$t_0 = R_2 \cdot C_1 \cdot \ln 2 \quad (5.4)$$

Doba kyvu MKO byla zvolena $t_0 = 650 \text{ ns}$. Volbou kapacity $C_1 = 470 \text{ pF}$ byla podle vztahu (5.4) stanovena velikost odporu $R_2 = 2K$.



Obr. 26 zapojení DEAD TIME

Simulace (Obr. 27) byla provedena pro typický Timing mode. Jako testovací byl použit hodinový signál o frekvenci $f = 100 \text{ kHz}$. Simulované obvody používají logiku $U_H = 5V$ a $U_L = 0V$. Pro převod digitálních průběhů na analogové byly využity uzly s vysokou impedancí ($Z = 100 \text{ MEG}$).



Obr. 27 simulace DEAD TIME (PSpice)

5.4 Budiče výkonových tranzistorů

Budící obvody slouží ke generování kvalitního spínacího signálu. Průmyslové aplikace vyžadují galvanické oddělení řídicího signálu. Realizovaný měnič nebude sloužit v průmyslovém prostředí, proto nebude galvanické oddělení uvažováno. Obě větve jsou tvořeny tranzistory MOSFET s rozdílnými typy vodivosti.^[14]

5.4.1 Dolní budič

Dolní budič slouží ke spínání tranzistoru MOSFET s kanálem N , který vyžaduje kladné řídicí pulzy pro zemi. *Source* tranzistoru Q_2 je připojen na nulovou sběrnici. Schéma zapojení dolního budiče je zobrazeno na (Obr. 28). Budič je napájen ze stejnosměrného meziobvodu U_d . Povel pro zapnutí výkonového tranzistoru Q_2 je vyvolán nulovou hodnotou napětí na vstupu budiče. Řízení s touto logikou by v průmyslových aplikacích bylo nepoužitelné. V případě poruchy řízení by tak došlo k současnému sepnutí obou tranzistorů v jedné větvi s destruktivními následky. Zapojení horního budiče brání otevření horního tranzistoru při poruše. Funkce zapojení dolního budiče je následující;

Na vstupu budiče se objeví $\log. 0$, tranzistor $M_1^{[15]}$ je vypnutý. Rezistor R_3 spolu se Zenerovou diodou tvoří paralelní stabilizátor. Výkonový tranzistor Q_2 bude spínán kladnými pulzy o velikosti 15V (proti zemi). Byla vybrána Zenerova dioda BZV55C15. Proud Zenerovou diodou byl zvolen $I_{ZD} = 5 \text{ mA}$. Velikost odporu R_3 se vypočítá:

$$R_3 = \frac{U_d - U_{ZD}}{I_{ZD}} = \frac{24 - 15}{5mA} = 1K8 \quad (5.5)$$

Výkonová ztráta na Zenerově diodě bude potom:

$$P_{ZZD} = U_{ZD} \cdot I_{ZD} = 15 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 75 mW \quad (5.6)$$

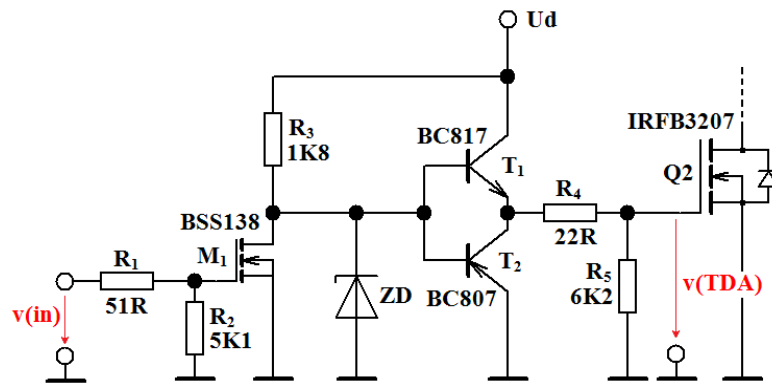
Stabilizované napětí je přeneseno emitorovým sledovačem tvořeným tranzistorem T_1 a T_2 na *Gate* výkonového tranzistoru Q_2 . Velikost spínacího pulzu je zmenšena o úbytek napětí na přechodu $B-E$ tranzistoru T_1 .

$$U_{out} = U_{ZD} - U_{BE} = 15 - 0,6 = 14,4V \quad (5.7)$$

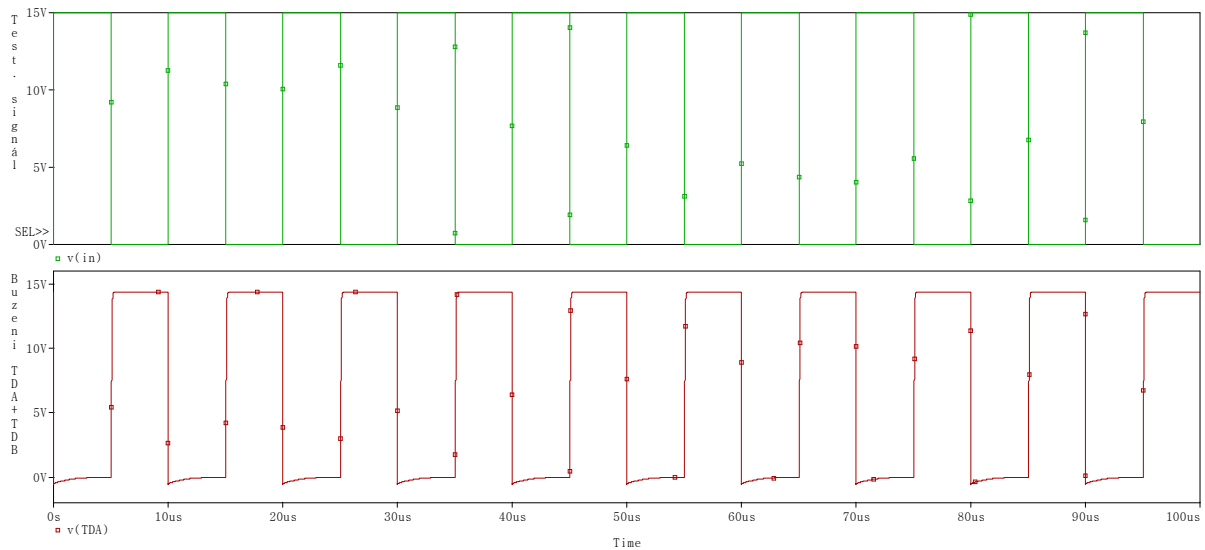
Hodnoty rezistorů $R_1 = 51R$ a $R_4 = 22R$ byly zvoleny podle doporučení výrobce příslušných tranzistorů. Řídící signál překlopí do *log. 1*, tranzistor M_1 se otevře a začne jím protékat proud:

$$I_{M1} = \frac{U_d}{R_3} = \frac{24}{1800} = 13,33 mA \quad (5.8)$$

Zenerovou diodou neteče žádný proud. Na katodě Zenerovy diody se přes sepnutý tranzistor M_1 objeví nulový potenciál. Toto napětí je přeneseno emitorovým sledovačem na *Gate* tranzistoru Q_2 , který je v tuto chvíli vypnutý. Simulace dolního budiče je zobrazena na (Obr. 29). Vstup $v(in)$ představuje testovací obdélníkový signál.



Obr. 28 dolní budič



Obr. 29 simulace dolního budiče (PSpice)

5.4.2 Horní budič

Horní budič bude sloužit pro spínání tranzistoru s vodivostí P. Schéma zapojení je zobrazeno na (Obr. 30). Jako v předchozím zapojení je rovněž horní budič napájen ze stejnosměrného meziobvodu U_d . Source Tranzistoru Q_1 je trvale připojen na kladnou sběrnici. Aby došlo k sepnutí tranzistoru Q_1 je třeba na jeho *Gate* přivést řídicí impulzy záporného napětí vůči *Source*. Funkce zapojení horního budiče je následující;

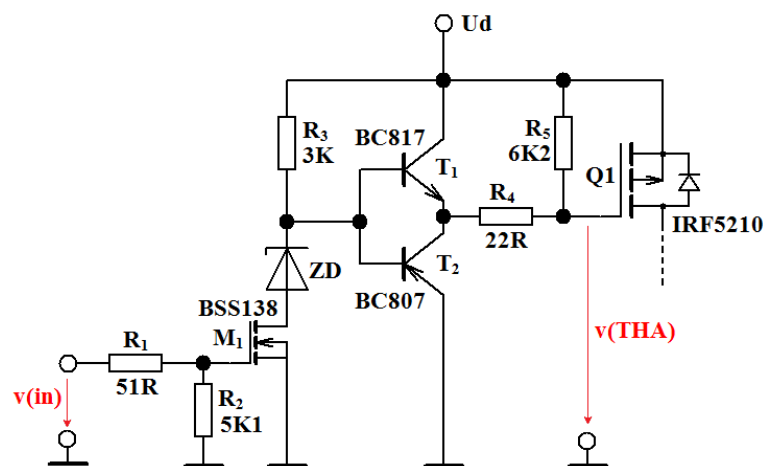
Na vstupu budiče se objeví log. 1, Zenerova dioda spolu s rezistorem R_3 tvoří paralelní stabilizátor. Proud Zenerovou diodou a sepnutým tranzistorem je určen velikostí rezistoru R_3 . Velikost proudu byla zvolena $I_{ZD} = 5 \text{ mA}$. Velikost R_3 se stanoví podle (5.9). Výkonová ztráta na Zenerově diodě se vypočítá pomocí (5.10):

$$R_3 = \frac{U_d - U_{ZD}}{I_{ZD}} = \frac{24 - 9,1}{5 \text{ mA}} = 3 \text{ K} \quad (5.9)$$

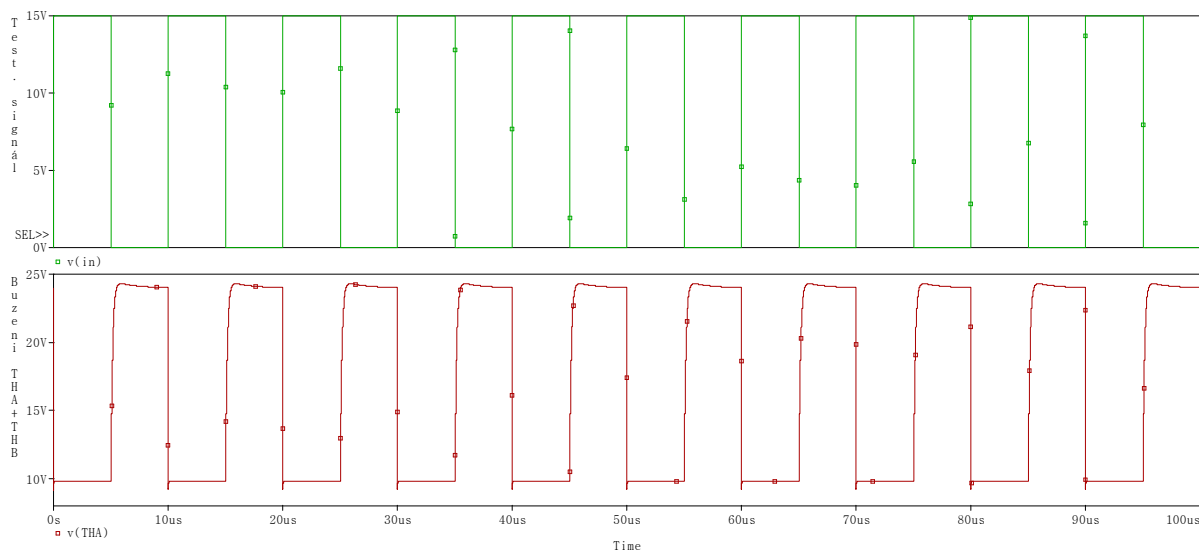
$$P_{ZD} = U_{ZD} \cdot I_{ZD} = 9,1 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 45,5 \text{ mW} \quad (5.10)$$

Na vstupu emitorového sledovače je objeví stabilizované napětí $U_{ZD} = 9,1 \text{ V}$ (vztaženo k nulovému potenciálu) a dojde k sepnutí výkonového tranzistoru.

Od kombinační logiky přijde povel k vypnutí tranzistoru. Na vstupu horního budiče se objeví log. 0, tranzistor M_1 se zavře. Zenerovou diodou přestane protékat proud, dojde k eliminaci stabilizačního účinku. Napájecí napětí se dostane na vstup emitorového sledovače a na výstupu budiče se objeví napětí 24 V , které způsobí vypnutí výkonového tranzistoru Q_1 . Simulace horního budiče je zobrazena na (Obr. 31). Vstup $v(in)$ představuje testovací obdélníkový signál.



Obr. 30 horní budič



Obr. 31 simulace horního budiče (PSpice)

6 ŘÍDÍCÍ OBVODY A POMOCNÉ OBVODY

6.1 Generátor sinusového signálu s ARC

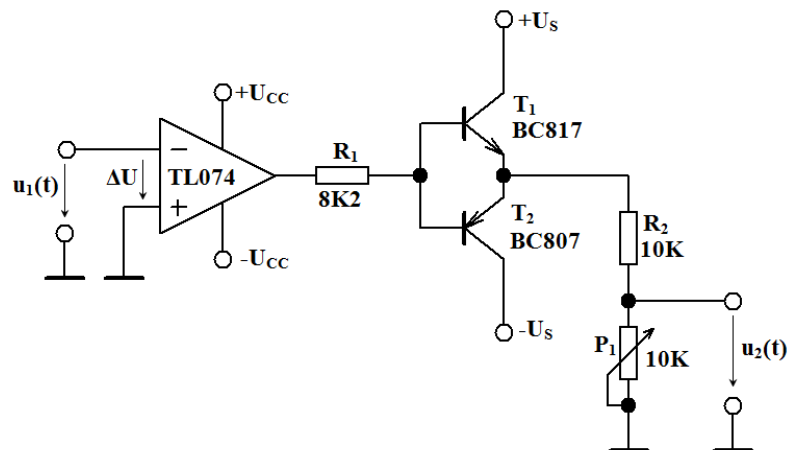
Zapojení generátoru s Wienovým členem vyžaduje teplotní stabilizaci pomocí prvku *NTC* a ke změně frekvence výstupního sinusového signálu je nutno použít tandemový potenciometr. Na základě těchto důvodů zde byla snaha navrhnout zapojení, jehož výstupní amplituda bude teplotně stabilizovaná. Výsledkem návrhu je zapojení, které je uvedeno na obrázku (*Obr. 41*). Zapojení je tvořeno komparátorem, aktivním filtrem, který má charakter selektivní pásmové propusti, invertujícím zesilovačem a zdrojů stabilizovaného napětí. Pomocí obvodu integrovaného stabilizátoru *TL431* jsou vytvořena referenční napětí, která jsou teplotně stabilizována. Tato referenční napětí jsou spínána emitorovým sledovačem tvořeným tranzistory T_1 a T_2 . Saturační napětí obou tranzistorů jsou malá a nejsou teplotně závislá. Stabilizovaný signál je dále přiveden na výstupní dělič, kterým lze nastavit požadovanou amplitudu výstupního signálu. Komparátor otáčí fázi o $\varphi_k = 180^\circ$. Aktivní filtr v neinvertujícím provedení nezpůsobuje žádný fázový posuv signálu $\varphi_f = 0^\circ$. Za této situace není splněna fázová podmínka vzniku oscilací. Výstupní signál z filtru je nutno otočit o 180° . Změna fázového posuvu je zajištěna invertujícím zesilovačem, který na svém výstupu otáčí polaritu vstupního napětí $\varphi_z = 180^\circ$. Zesílení je nastaveno tak, aby při přenosu děliče R_{12} , P_1 byla nastavena největší amplituda výstupního sinusového signálu. Pro fázové posunutí výstupního signálu platí:

$$\varphi_k + \varphi_f + \varphi_z = 180^\circ + 180^\circ = 0^\circ + 360^\circ \quad (6.1)$$

Toto zapojení navíc od generátoru s Wienovým členem je schopno kromě sinusového signálu generovat obdélníkový signál s regulovatelnou velikostí. Zkreslení výstupního sinusového signálu je 1,06 %.

Komparátor

Zapojení komparátoru (*Obr. 32*) bez hystereze je realizováno *TL074*. Změna úrovně výstupu probíhá při průchodu sinusového signálu nulou. Komparátor je v invertujícím zapojení. Pokud se na vstupu komparátoru objeví kladná půlperioda sinusového signálu, výstup komparátoru se překlápí do logické 0 ($-U_{CC}$) a naopak. Teplotní závislost generovaného signálu, která je způsobena změnou výstupních saturačních úrovní komparátoru^[16] a je odstraněna emitorovým sledovačem tvořeným tranzistory T_1 a T_2 , který spíná teplotně stabilizované napětí U_S . Pro realizaci emitorového sledovače byly vybrány tranzistory: *BC817* a *BC708*. Signál je dále veden na výstupní dělič. Velikost výstupního napětí je plynule regulovatelná potenciometrem P_1 .



Obr. 32 zapojení komparátoru

Zdroj stabilizovaného napětí s TL431

Zdroji teplotně kompenzovaného napětí (Obr. 33) a (Obr. 34) je vytvářena napěťová reference, která je spínána tranzistorem T_1 a T_2 . Z vnějšího pohledu se $TL431$ navenek chová jako Zenerova dioda. Integrovaný stabilizátor obsahuje interní zdroj teplotně kompenzovaného referenčního napětí $U_{REF} = 2,5V$. Výrobce udává plynulou nastavitelnost výstupního napětí $U_S \in \langle 2,5V - 36V \rangle$. Výstupní napětí je určeno odporovým děličem R_6, R_7 podle vztahu (6.2).

$$U_S = U_{REF} + \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \quad (6.2)$$

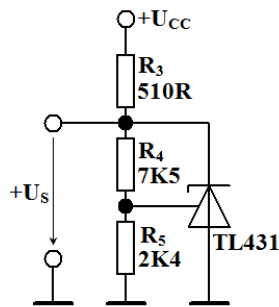
Při volbě rezistorů bylo dbáno na doporučení výrobce $R_7 + R_6 = 10K$. Stabilizátor bude napájen $\pm U_{CC} = 15V$. Výstupní napětí bylo zvoleno $+U_S = 10V$. Řešením soustavy rovnic byla spočítána hodnota rezistoru $R_7 = 7K5$, pro rezistor R_6 platí:

$$R_6 = 10K - R_7 = 10K - 7K5 = 2K4 \quad (6.3)$$

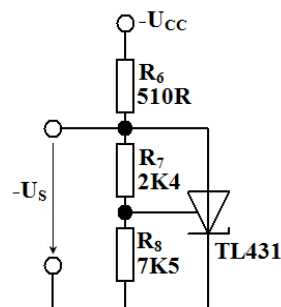
Rezistor R_8 se vypočítá:

$$R_8 = \frac{U_{CC} - U_S}{I_{max}} = \frac{15 - 10}{10mA} = 510R \quad (6.4)$$

Při odběru do $I_S < 40mA$ se stabilizátor chová jako tvrdý zdroj napětí. Zdroj záporného stabilizovaného napětí (Obr. 34) vznikne prohozením rezistorů odporového děliče a otočením polarity integrovaného stabilizátoru $TL431$ ^[10].



Obr. 33 zdroj kladného napětí



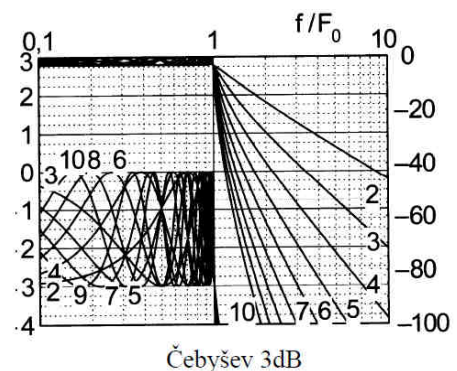
Obr. 34 zdroj záporného napětí

Aktivní filtr

Požadavky na frekvenční filtry bývají určeny tolerančním polem. Realizovaný filtr bude druhého řádu $n=2$. Jako aktivní prvek byl vybrán *TL074*. Pro realizaci filtru byla zvolena Čebyševova aproximace pro $3dB$ (Obr. 36), která vykazuje strmý přechod mezi propustným a nepropustným pásmem. Z tabulky pro normované koeficienty aproximací bez nulových bodů přenosu (Obr. 35) jsou získány koeficienty normované dolní propusti. Normovaný kmitočet uvedený v tabulce $F_{0n} = 0,8414$ a normovaný činitel jakosti $Q_{0n} = 1,3047$. Význačný kmitočet filtru byl zvolen doprostřed intervalu požadovaného pásma přeladění $f_0 = 75Hz$. Selektivita filtru je primárně určena šířkou propustného pásma, to obvykle bývá voleno pro pokles o $-3dB$ na frekvenční charakteristice. Šířka pásma byla zvolena $B=10Hz$. Parametry normované dolní propusti jsou následně transformovány na pásmovou propust 2. řádu. Provedením zpětné transformace je dosaženo zdvojnásobení řádu filtru.

n	Bessel		Butterworth		Čebyšev 3 dB		n
	F_0	Q	F_0	Q	F_0	Q	
2	1,2720	0,5773	1,0	0,7071	0,8414	1,3047	2
3	1,3248		1,0		0,2986		3
	1,4499	0,6911	1,0	1,0000	0,9161	3,0677	
4	1,4329	0,5219	1,0	0,5412	0,4427	1,0765	4
	1,6058	0,8055	1,0	1,3066	0,9503	5,5789	
5	1,5047		1,0		0,1775		5
	1,5588	0,5635	1,0	0,6180	0,6140	2,1375	
	1,7582	0,9165	1,0	1,6180	0,9675	8,8178	
6	1,6065	0,5103	1,0	0,5176	0,2980	1,0443	6
	1,6919	0,6112	1,0	0,7071	0,7224	3,4581	
	1,9078	1,0233	1,0	1,9319	0,9772	12,7801	

Obr. 35 redukovaná tabulka normovaných koeficientů^[17].



Obr. 36 Čebyševova aproximace^[17].

$$f_{0pp} = f_0 = 75\text{Hz} \quad (6.5)$$

$$Q_{pp} = \frac{f_0}{F_{0n} \cdot B} = \frac{75}{0,8414 \cdot 10} = 8,913 \quad (6.6)$$

Normovaný přenos na frekvenci f_{0pp} bude $K_0 = 1$. Nyní je nutno vybrat vhodné zapojení filtru. Zvolené zapojení aktivního filtru (Obr. 37) se hodí pro realizace filtrů s úzkým pásmem propustnosti. Pro dané zapojení jsou platné vztahy; pro význačný kmitočet filtru (6.7) a činitel jakosti (6.8):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{R_{13}}{R_{11}C_1R_{12}C_2R_{14}}} \quad (6.7)$$

$$Q = \frac{R_Q}{\sqrt{R_{11}R_{12}}} \cdot \sqrt{\frac{C_2R_{13}}{C_1R_{14}}} \quad (6.8)$$

Prvním bodem návrhu je určení kapacity kondenzátorů, při optimální volbě $C_1 = C_2$ jsou kondenzátory určeny vztahem:

$$C_1 = C_2 = C = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{f_{0pp}}} = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{75}} = 22 \text{ nF} \quad (6.9)$$

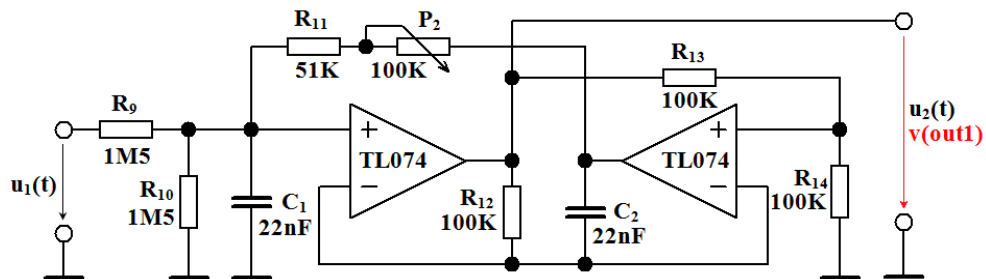
Rezistory R_{15}, R_{16} jsou vypočteny podle vztahu (6.10):

$$R_{11} = R_{12} = R = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 75 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = 100\text{K} \quad (6.10)$$

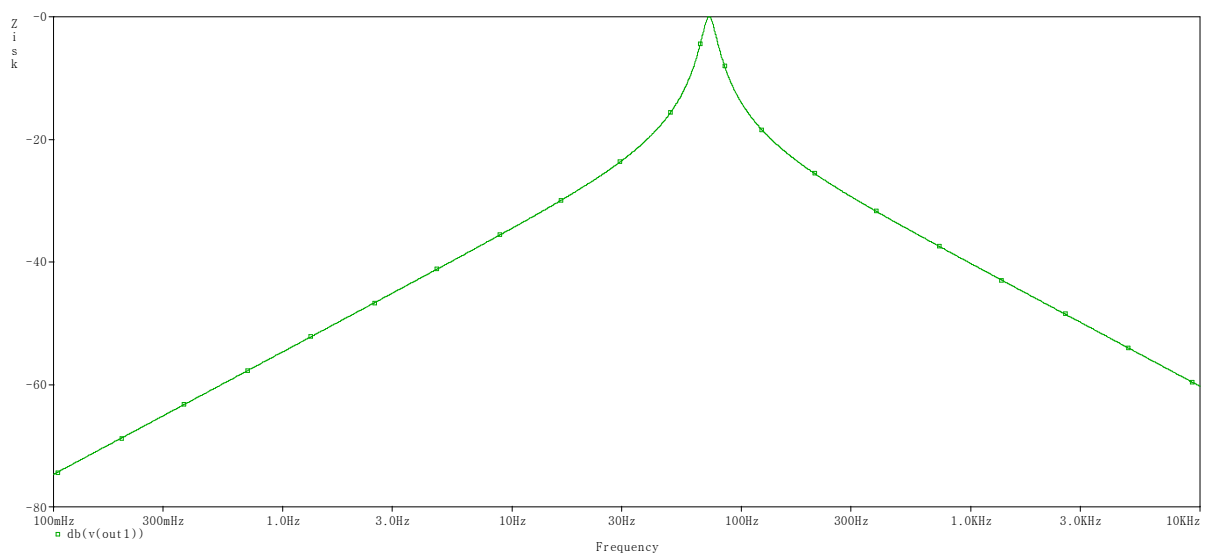
Namísto rezistoru R_{11} bude použita sériová kombinace rezistoru $R_{11} = 51\text{K}$ a potenciometru $P_2 = 100\text{K}$, kterým bude umožněno měnit plynule frekvenci výstupního signálu v požadovaném kmitočtovém pásmu. Rezistory R_{13}, R_{14} jsou dle doporučení voleny z intervalu $R \in \langle 1\text{K}, 100\text{K} \rangle$, tak aby jejich velikost byla co nejbližší hodnotě R . Hodnoty rezistorů byly zvoleny $R_{13} = R_{14} \overset{!}{=} 100\text{K}$. Takto navržené zapojení má přenos na význačném kmitočtu $K(f_0) = 2$, proto bude nutno použít dělič tvořený rezistory R_9, R_{10} , který snižuje přenos filtru na význačném kmitočtu na jednotkový. Vstupní dělič také ovlivňuje tvar frekvenční charakteristiky (Obr. 38). Na (Obr. 39) je zobrazena toleranční analýza Monte Carlo^[18] s ohledem na toleranční rozptyl použitých součástek.^[19]

$$R_Q = R \cdot Q_{pp} = 100\text{K} \cdot 8,913 = 891300 \Omega \quad (6.11)$$

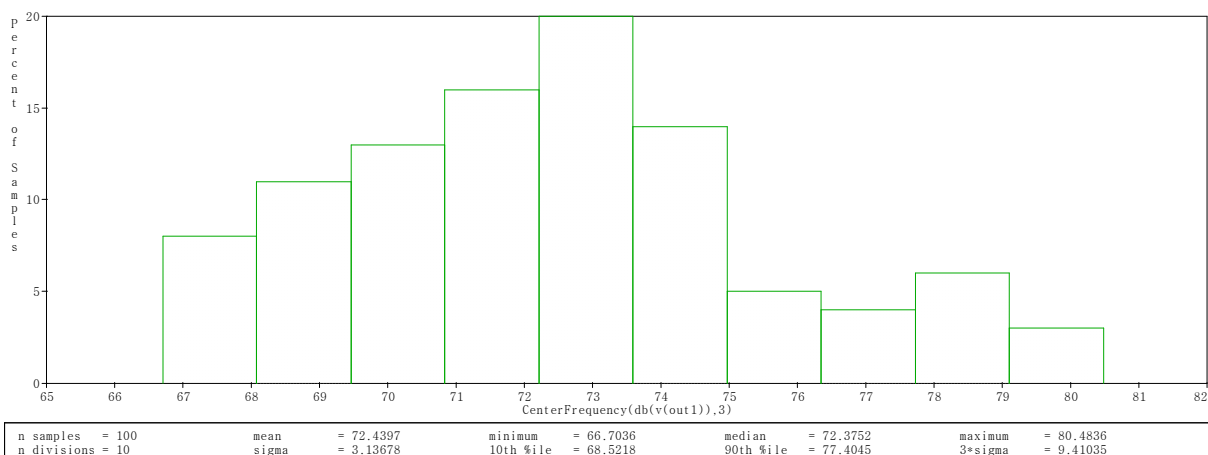
$$R_9 = R_{10} = 2R_Q = 2 \cdot 891300 = 1\text{M}8 \overset{!}{=} 1\text{M}5 \quad (6.12)$$



Obr. 37 schéma zapojení aktivního filtru



Obr. 38 frekvenční charakteristika ARC (PSpice)



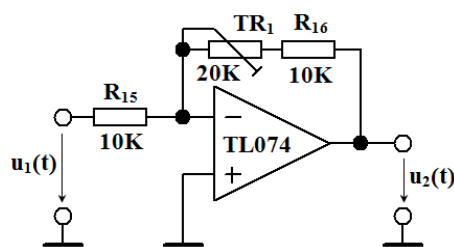
Obr. 39 histogram toleranční analýzy (PSpice)

Invertující zesilovač

Zapojení invertujícího zesilovače je zobrazeno na (Obr. 40). Pomocí zesilovače je zajištěno potřebné otočení fáze vstupního signálu o $\varphi_z = 180^\circ$ a zesílení výstupního signálu. Pro odvození zesílení platí rovnost $\frac{u_1(t)}{R_{15}} = -\frac{u_2(t)}{R_{16}}$. Úpravou vztahu se získá výsledný vzorec pro výpočet napětového zesílení invertujícího zesilovače:

$$A_U = -\frac{u_2(t)}{u_1(t)} = \frac{R_{16}}{R_{15}} \quad (6.13)$$

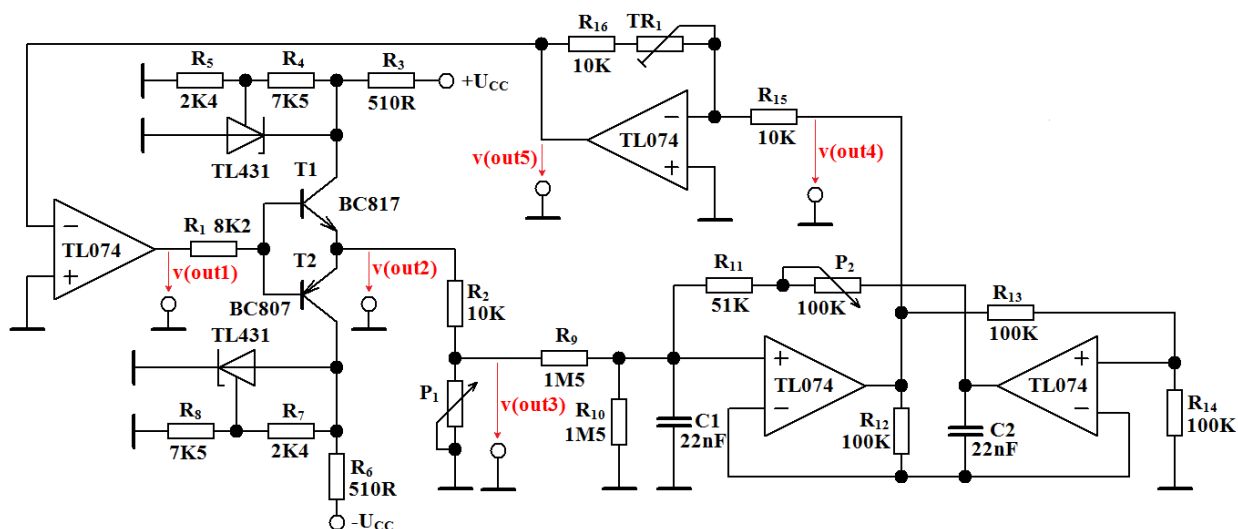
Požadované zesílení je $A_U = 1,85$. Hodnotu rezistoru byla zvolena $R_{15} = 10K$, potom vychází hodnota rezistoru $R_{16} = 18K$ (6.13). Při dosažení maximální velikosti amplitudy výstupního sinusového napětí je požadováno zesílení ^[20]



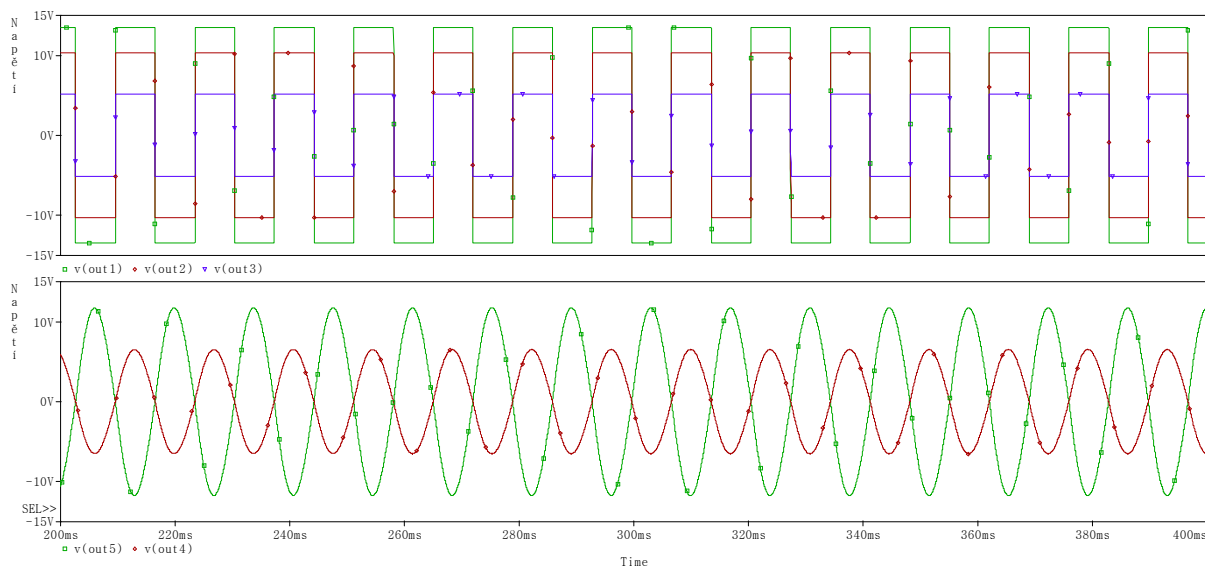
Obr. 40 invertující zesilovač

Celkové zapojení generátoru sinusového signálu

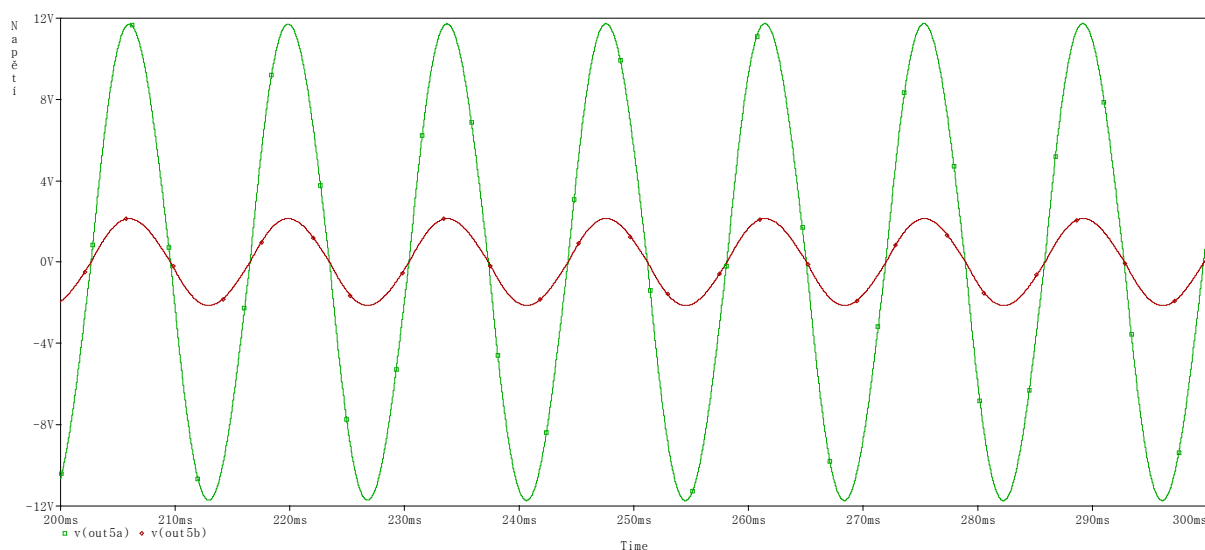
Celkové zapojení generátoru je zobrazeno na (Obr. 41). Simulace (Obr. 42) zachycuje důležité průběhy napětí na vyznačených pozicích. Na simulaci (Obr. 43) je zachycena možná změna amplitudy výstupního sinusového signálu pomocí potenciometru P_1 . Simulace (Obr. 44) zobrazuje změnu frekvence v požadovaném frekvenčním pásmu. Změna frekvence je proveditelná potenciometrem P_2 .



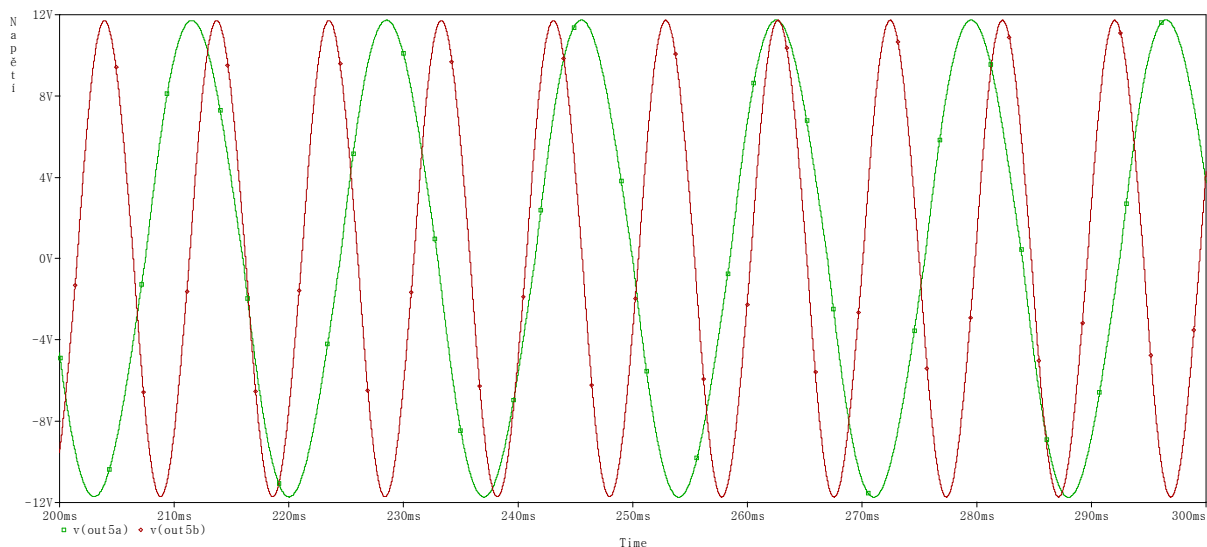
Obr. 41 generátor sinusového signálu



Obr. 42 průběhy napětí v generátoru (PSpice)



Obr. 43 změna amplitudy (PSpice)



Obr. 44 změna frekvence (PSpice)

6.2 Generátor trojúhelníkového signálu

Bylo vybráno zapojení jednoduchého generátoru trojúhelníkového signálu (Obr. 45). Jedná se o zapojení integračního zesilovače a komparátoru s hysterezí. Dané zapojení funguje takto: výstup komparátoru je překlopen do log. 1, na výstupu komparátoru se nachází v kladné saturaci ($+U_{CC}$), integrátor začne integrovat kladné konstantní napětí. Výstupní napětí začne lineárně klesat (invertující zapojení) na spodní komparační úroveň $U_L = -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{CC}$. Po překročení rozhodovací úrovně U_L komparátor přepne výstup do log. 0 ($-U_{CC}$), výstupní napětí integrátoru začne lineárně narůstat k horní komparační úrovni $U_H = \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{CC}$. Po překročení horní komparační hladiny U_H komparátor opět přepne svůj výstup do kladné saturace. Velikost kondenzátoru spolu s nabíjecím proudem ovlivňují strmost trojúhelníkového napětí. Proud kondenzátoru je vyjádřen vztahem $i(t) = C \cdot \frac{du_2(t)}{dt}$. Tento výraz lze upravit do tvaru (6.14).^{[21] [9]}

$$\frac{I}{C} = \frac{\Delta u_2}{\Delta t} = \frac{U_{CC}}{RC} \quad (6.14)$$

Na intervalu $\Delta t = \frac{T}{2}$ je definovaná změna napětí $\Delta u_2 = 2U_{CC} \cdot \frac{R_1}{R_2}$. Dosazením do vztahu (6.14) je

získán následující výraz: $\frac{2U_{CC} \cdot \frac{R_1}{R_2}}{\frac{T}{2}} = \frac{U_{CC}}{RC}$. Následnou úpravou tohoto výrazu je získán vztah pro

periodu trojúhelníkového signálu (6.15)

$$T = 4R_1C_1 \frac{R_2}{R_3} \quad (6.15)$$

Ze znalosti periody trojúhelníkového signálu je snadno vyjádřena frekvence (6.16).^[9]

$$f = \frac{1}{4R_1C_1} \cdot \frac{R_3}{R_2} \quad (6.16)$$

6.2.1 Realizace generátoru trojúhelníkového signálu

Obvod bude realizován pomocí *TL072*. Rozkmit trojúhelníkového signálu byl zvolen $U_{\Delta out} = \pm 12V$. Velikost pilovitého signálu je dána velikostí hysterzního napětí komparátoru U_H .

Hodnota rezistoru byla zvolena $R_3 = 20K$, rezistor R_2 je vypočítán (6.17):

$$R_2 = \frac{U_H}{U_{CC}} \cdot R_3 = \frac{12}{15} \cdot 22K = 18K \quad (6.17)$$

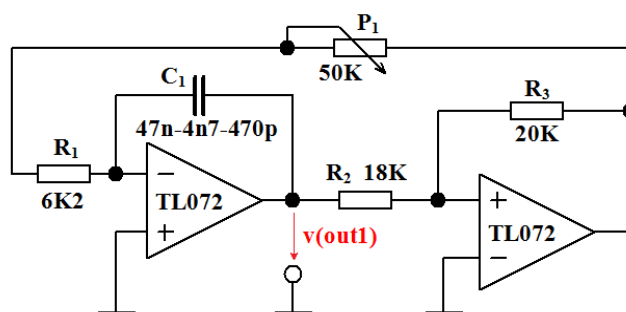
Po obvodu je požadována změna kmitočtu výstupního trojúhelníkového napětí v intervalu $f \in \langle 100Hz, 100kHz \rangle$. Frekvence výstupního signálu může být ovlivněna změnou časové konstanty integrátoru $\tau = R_1C_1$ nebo změnou poměru R_2, R_3 . Druhá varianta není vhodná z důvodu změny velikosti výstupního napětí. Požadovaný kmitočtový rozsah rozdělen je na tři frekvenční dekády:

$$C_1 = 47 \text{ nF} \quad f \in \langle 100Hz, 1kHz \rangle$$

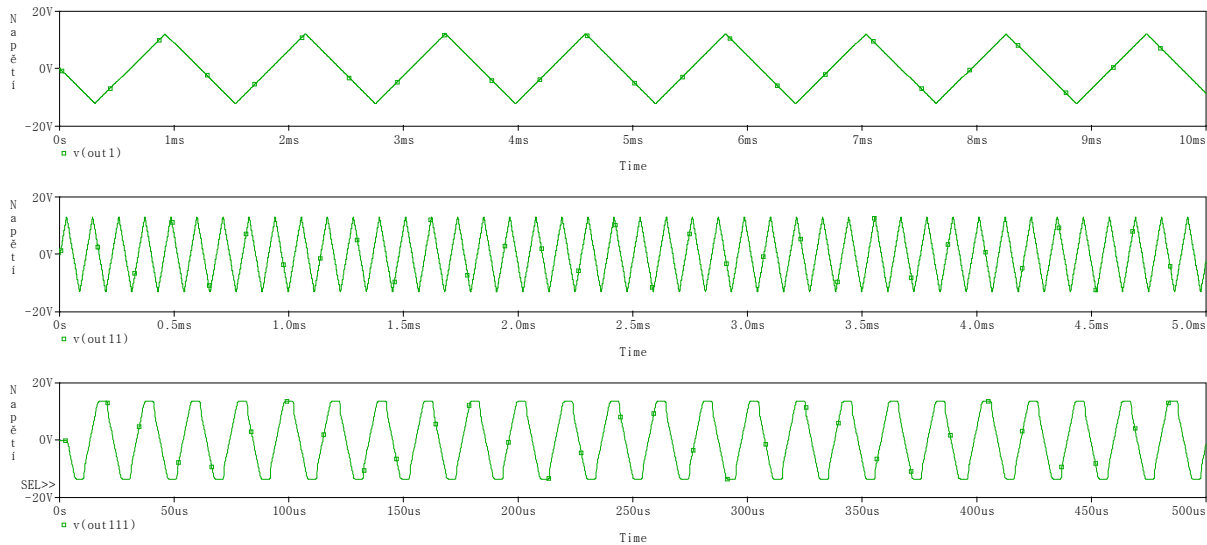
$$C_1 = 4,7 \text{ nF} \quad f \in \langle 1kHz, 10kHz \rangle$$

$$C_1 = 470 \text{ pF} \quad f \in \langle 10kHz, 100kHz \rangle$$

Velikosti regulačního prvku $P_1 = 50K$ je určena pomocí (6.16) dosazením krajních mezí frekvenčního intervalu. K potenciometru bude sériově vřazen rezistoru $R_1 = 6K2$.



Obr. 45 schéma zapojení generátoru pily



Obr. 46 frekvenční přeladění generátoru pily (PSpice)

Simulace (Obr. 46) odhalila degradaci trojúhelníkového signálu hlavně na horním kmitočtovém pásmu. Nežádoucí efekt spočíval v rozjždění amplitudy výstupního napětí při změnách kmitočtových pásem. Na horním kmitočtovém pásmu docházelo k ořezávání trojúhelníkového signálu. Volbou menšího rozkmitu trojúhelníkového napětí bylo zabráněno saturaci výstupu, ale stejně docházelo k výraznému zaoblování trojúhelníkových špiček. Tato skutečnost byla potvrzena následným měřením.

6.3 Generátor trojúhelníkového signálu s transkonduktančním zesilovačem

Jedná se o katalogovou aplikaci transkonduktančního zesilovače *LM13700*^[22] s jedním výstupem. V literatuře bývá označován pod zkratkou *OTA* (Operational Transconductance Amplifier). Vstupní obvod je tvořen diferenciálním vstupem a převodníkem U/I . V podstatě se jedná o zdroj proudu řízený rozdílovým napětím.

$$i_{out} = g_m \cdot (u_+ - u_-) \quad (6.18)$$

Převodní konstanta se nazývá transkonduktance g_m . Transkonduktance bývá obvykle říditelná externím proudem.^[23]

Hodnota rezistorů byla zvolena dle doporučení výrobce $R_1 = R_3 = 10K$. Kmitočet výstupních trojúhelníkových kmitů je dán vztahem (6.19) a bude primárně ovlivňována změnou proudu I_B a kapacitou C_1 .

$$f = \frac{I_B}{4C_1 \cdot R_2 \cdot I_A} \quad (6.19)$$

Velikost výstupního trojúhelníkové napětí je určena (6.20). Velikost proudu I_A byla proto zvolena $I_A = 1\text{mA}$. Řídící proud I_B bude možné regulovat v rozsahu $I_B \in \langle 100\mu\text{A}, 1\text{mA} \rangle$. Diferenciální vstupní napětí musí být menší než 5V. Velikost odporu byla zvolena $R_2 = 3\text{K}\Omega$

$$U_{\Delta out} = R_2 \cdot I_A \quad (6.20)$$

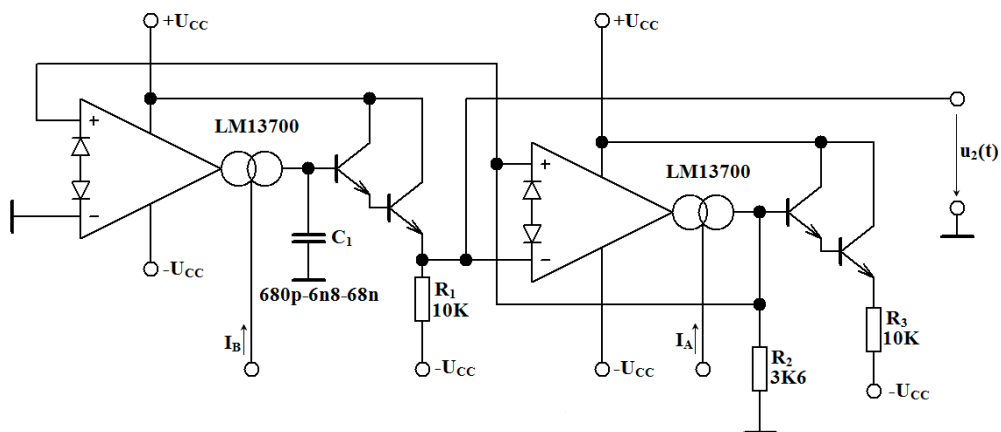
Pokrytí požadovaného kmitočtového pásma jednou kapacitou by vyžadovalo extrémní nároky na zdroje proudu. Úpravou vztahu (6.19) byly získány velikosti kapacit kondenzátorů, které definují jednotlivé frekvenční intervaly:

$$C_1 = 68\text{ nF} \quad f \in \langle 100\text{Hz}, 1\text{kHz} \rangle$$

$$C_1 = 6,8\text{ nF} \quad f \in \langle 1\text{kHz}, 10\text{kHz} \rangle$$

$$C_1 = 680\text{ pF} \quad f \in \langle 10\text{kHz}, 100\text{kHz} \rangle$$

Výstupní trojúhelníkové napětí bude zesíleno na požadovanou hodnotu neinvertujícím zesilovačem.



Obr. 47 generátor trojúhelníkového signálu

Zdroj konstantního proudu I_A

Zapojení je složeno ze zdroje konstantního proudu se Zenerovou diodou a Wilsonovým proudovým zrcadlem^[24]. Velikost výstupního proudu byla zvolena $I_A = I_{C1} = 1\text{mA}$. Zapojení bude napájeno napětím $U_{CC} = 15\text{V}$. Pro realizaci by vybrána Zenerova dioda BZV55C 3,3V.

$$U_{R5} = U_{ZD} - U_{BE} = 3,3 - 0,6 = 2,7\text{V}$$

$$R_5 = \frac{U_{R2}}{I_{C1}} = \frac{2,7}{1,10^{-3}} = 2K7$$

Pro výpočet bázevého proudu tranzistoru T_1 byla použita průměrná hodnota proudového zesilovacího činitele $\beta_{AV} = 170$.

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_{AV}} = \frac{1,10^{-3}}{170} = 5,88 \mu A$$

Je nutno vhodně zvolit proud Zenerovou diodou. Pro dosažení stabilizačního účinku musí pracovní bod ležet za kolenem VA–charakteristiky. Proud Zenerovou diodou byl zvolen $I_{ZD} = 5 mA$. Výkonová ztráta na diodě bude potom:

$$P_{ZD} = U_{ZD} \cdot I_{ZD} = 3,3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 16,5 mW$$

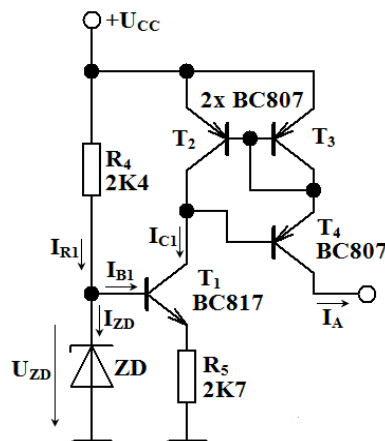
Velikost proudu I_{R1} je dána součtem I_{B1} a I_{ZD} :

$$I_{R1} = I_{B1} + I_{ZD} = 5,88 \cdot 10^{-6} + 5 \cdot 10^{-3} = 5,00588 mA$$

Zbývá stanovit velikost odporu R_4 :

$$R_4 = \frac{U_{CC} - U_{ZD}}{I_{R1}} = \frac{15 - 3,3}{5,00588 \cdot 10^{-3}} = 2K4$$

Schéma zapojení je zobrazena na (Obr. 48). Chování navrženého zapojení bylo ověřeno simulací.



Obr. 48 zdroj konstantního proudu I_A

Zdroj proudu I_B

Velikost proudu I_A je konstantní. Kmitočet výstupního trojúhelníkového signálu bude primárně ovlivňován změnou velikosti proudu I_B (a změnou kapacity C_1). Zapojení je tvořeno nastavitelným zdrojem proudu a Wilsonovým zrcadlem^[24]. Velikost proudu I_B je regulována

výstupním napětí děliče $U_{(max,min)}$. Rozmítání proudu bylo zvoleno $I_B \in \langle 100 \mu A, 1 mA \rangle$. Napájecí napětí zůstává stejné $U_{CC} = 15 V$. Velikost rezistorů byla zvolena $R_8 = R_9 = 10 K$. Horní hranice je definována napětím

$$U_{max} = R_4 \cdot I_{Cmax} = 10 K \cdot 1 mA = 10 V$$

Velikost regulačního potenciometru byla zvolena $P = 1 K$. Podle vztahu (6.21) pro napěťový dělič se určí velikost rezistoru R_6

$$U_{max} = U_{CC} \cdot \frac{P}{P + R_1} \quad (6.21)$$

$$R_6 = \frac{P \cdot (U_{CC} - U_{max})}{U_{max}} = \frac{1 K \cdot (15 - 10)}{10} = 500 \Omega = 470 R$$

Pro spodní regulační hranici má napětí hodnotu

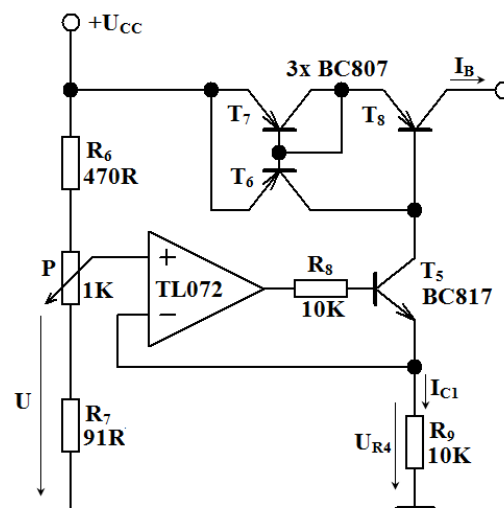
$$U_{min} = R_4 \cdot I_{Cmin} = 10 K \cdot 100 \mu A = 1 V$$

Pomocí vztahu pro dělič (6.22) je určena velikost rezistoru R_7

$$U_{min} = U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + P} \quad (6.22)$$

$$R_2 = \frac{U_{min} \cdot (R_1 + P)}{U_{CC}} = \frac{1 \cdot (470 + 1 K)}{15} = 98 \Omega = 91 R$$

Zapojení je nakresleno na (Obr. 49). Pro ověření funkčnosti byla opět využita simulace.



Obr. 49 zdroj regulovatelného proudu I_B

neinvertující zesilovač

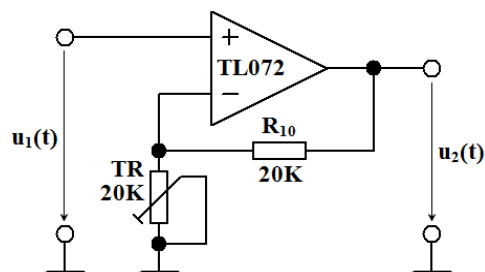
Velikost výstupních trojúhelníkových kmitů generátoru je určena

$$U_{out} = R_2 \cdot I_A = 3K6 \cdot 1mA = 3,6V$$

Výstupní zesílený signál bude $U_{p-p} = 24V$. Požadované zesílení signálu bude zajištěno neinvertujícím zesilovačem (Obr. 50), zesílení je dáno vztahem (6.23)

$$A_U = \frac{u_2(t)}{u_1(t)} = 1 + \frac{R_{10}}{TR} \quad (6.23)$$

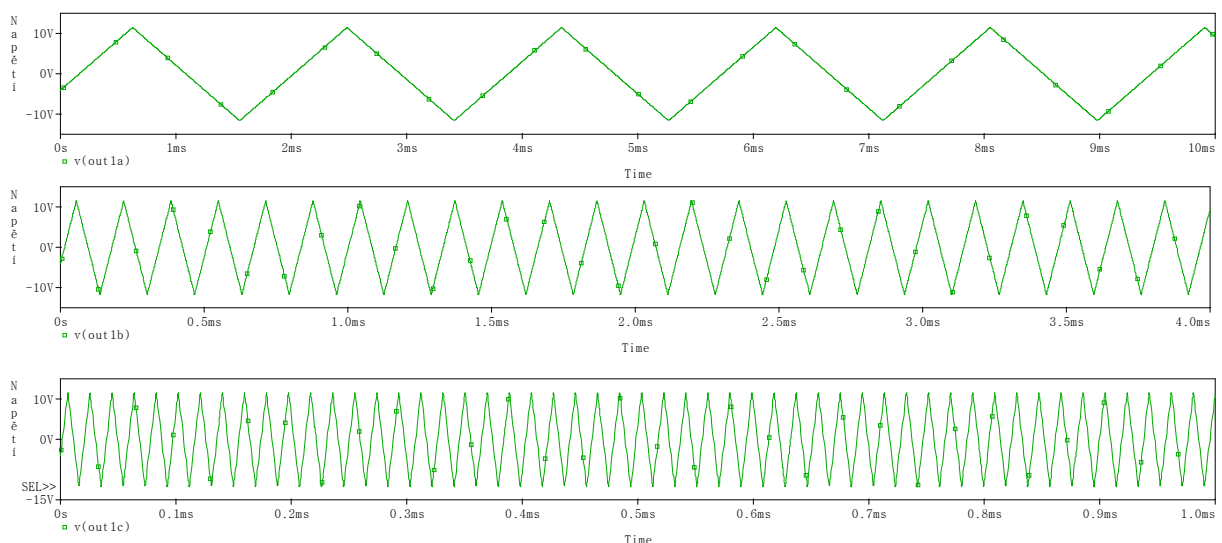
Byl zvolen $R_{10} = 20K$. Trimrem TR bude možné dokorigovat velikost výstupního signálu na požadovanou hodnotu. Velikost trimru byla dopočítána z (6.23) a zvolena $TR = 20K$.^[20]



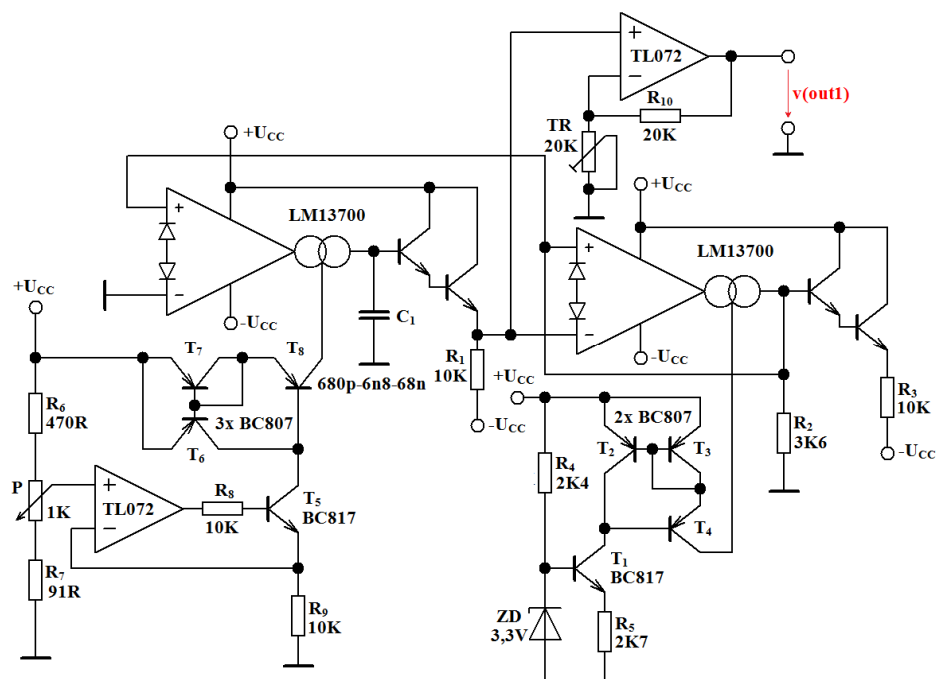
Obr. 50 neinvertující zesilovač

Celkové zapojení generátoru trojúhelníkového signálu

Zapojení generátoru je zachyceno na (Obr. 52). Byla provedena simulace, která je zobrazena na (Obr. 51). Simulace zobrazuje jednotlivé frekvenční rozsahy, které byly uskutečněny změnou kapacity C_1 . Proud I_B byl stejný pro všechny simulované rozsahy.



Obr. 51 simulace generátoru trojúhelníku (PSpice)



Obr. 52 generátor trojúhelníkového signálu

7 VÝKONOVÁ ČÁST MĚNIČE

Tato kapitola bude zaměřena na volbu výkonových tranzistorů a výpočet jejich výkonových ztrát. Z těchto vypočtených podkladů bude navrhnout potřebný chladič. Kapitola se rovněž bude zabývat návrhem výstupního LC filtru.

7.1 Dimenzování výkonových tranzistorů

Pro realizaci byly vybrány tranzistory *MOSFET*, konkrétně *IRFB3207*^[25] a *IRF5210*^[26]. Důležité parametry zvolených tranzistorů jsou uvedeny v (Tab. 7).

Tab. 7 vybrané parametry výkonových tranzistorů

parametr		IRFB3207 (N)	IRF5210 (P)	jednotka
závěrné napětí	U_{DS}	75	100	V
maximální proud	I_{DS}	120	40	A
odpor kanálu	$R_{DS(on)}$	4,1	60	mΩ
doba zapnutí	t_{on}	90	103	ns
doba vypnutí	t_{off}	130	160	ns
tepelný odpor (čip – pouzdro)	R_{vJ-C}	0,5	0,75	°C/W
tepelný odpor (pouzdro –chladič)	R_{vCH}	0,5	0,5	°C/W

Pro výpočet ztrát na výkonových prvcích je nutno stanovit velikosti protékaného proudu. Vypočtené hodnoty slouží jako podklady pro dimenzování polovodičových součástek. Výkonové tranzistory bývají napěťově dimenzovány alespoň na dvojnásobek napětí stejnosměrného meziobvodu U_d . Důvodem je přítomnost parazitních indukčností, které způsobují přepěťové špičky při přepínání. Pro proudové dimenzování integrovaných diod a tranzistorů platí určení špičkové (7.1), střední (7.2) a efektivní (7.3) hodnoty proudu. Velikosti proudů jsou stanoveny pro střidu $s = 0,5$.

$$I_{dšp} = I_{d \max} = 5 \text{ A} \quad (7.1)$$

$$I_{dstř} = I_{d \max} \cdot s = \frac{I_{d \max}}{2} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ A} \quad (7.2)$$

$$I_{def} = I_{d \max} \cdot \sqrt{s} = \frac{I_{d \max}}{\sqrt{2}} = \frac{5}{\sqrt{2}} = 3,535 \text{ A} \quad (7.3)$$

Pro tranzistory *MOSFET* v sepnutém stavu platí obecný vztah pro činný výkon.(7.4).

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T R \cdot i^2(t) dt \quad (7.4)$$

Zavedením substituce $I_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt$ a jejím následným dosazením do (7.4) je získán vztah pro určení ztrát vedením (7.5).

$$P_{VED,TR} = R_{DSon} \cdot I_{ef}^2 \quad (7.5)$$

Na přepínacích ztrátách se majoritně podílí spínací kmitočet f_{SWT} . Volba vysokého spínacího kmitočtu má pozitivní vliv na zvlnění výstupních silových signálů měniče, ale zároveň značně zvyšuje přepínací ztráty (7.6) na výkonových tranzistorech.

$$P_{PREP,TR} = \frac{1}{T} \cdot (W_{on} + W_{off}) = f_{SWT} \cdot (W_{on} + W_{off}) \quad (7.6)$$

Výraz v závorce slučuje energii přeměněnou na teplo v době zapnutí (7.7) a (7.8) vypnutí tranzistoru.

$$W_{on} = \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_{dmax} \cdot t_{on} \quad (7.7)$$

$$W_{off} = \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_{dmax} \cdot t_{off} \quad (7.8)$$

Obecný vztah pro určení činného výkonu na nelinearitě je určen (7.9). V-A charakteristika diody je aproximována pravoúhlou lomenou přímkou.

$$P_{D0} = \frac{1}{T} \int_0^T [U_p + R_D \cdot i(t)] \cdot i(t) dt \quad (7.9)$$

Zavedením substitucí $I_{STR} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt$ a $I_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt$ je získán vztah pro výpočet výkonové ztráty na polovodičové diodě (7.10).^[1]

$$P_{D0} = U_p \cdot I_{dstř} + R_D \cdot I_{ef}^2 \quad (7.10)$$

Výrobce neuvádí v katalogových listech příslušných tranzistorů parametry integrovaných substrátových diod. Pro simulaci byly použity tyto PSpice modely tranzistorů *IRFB3207*^[25] a *IRF5210*^[26]. Výsledky simulace jsou uvedeny v (Tab. 8).

Tab. 8 parametry substrátových diod

parametr		IRFB3207 (N)	IRF5210 (P)	jednotka
prahové napětí	U_p	0,75	0,75	V
diferenciální odpor	R_D	6,5	9,5	mΩ

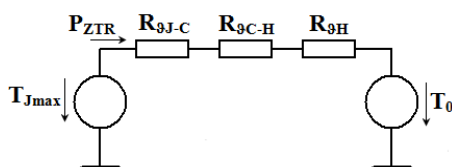
Celkové ztráty na výkonových tranzistorech jsou shrnuty v (Tab. 9)

Tab. 9 bilance výkonových ztrát

výpočet ztrát		IRF3710 (N)	IRF5210 (P)	jednotka	vztah
vedením	$P_{VED,TR}$	0,051	0,749	W	
přepínací	$P_{PREP,TR}$	0,742	0,887	W	
na integrované diodě	P_{D0}	1,956	1,993	W	
celkové ztráty	P_{ZTR}	2,749	3,629	W	

7.2 Návrh chladiče

Základní tepelné schéma je nakresleno na (Obr. 53). Tepelné schéma zobrazuje umístění jedné součástky na samostatný chladič.



Obr. 53 zjednodušené tepelné schéma

Pro průmyslové prostředí se volí teplota okolí. $T_0 = 40^\circ\text{C}$. Maximální teplota čipu byla zvolena $T_{j\max} = 120^\circ\text{C}$. Tato hodnota je platná pro křemíkové čipy. Tepelný odpor chladiče je určen vztahem (7.11).^[1]

$$R_{\theta H} = \frac{T_{j\max} - T_0}{P_{ZTR}} - R_{\theta J-C} - R_{\theta C-H} = \frac{120 - 40}{3,629} - 0,75 - 0,5 = 20,794^\circ\text{C/W} \quad (7.11)$$

Na základě výpočtu byl vybrán chladič V7143.

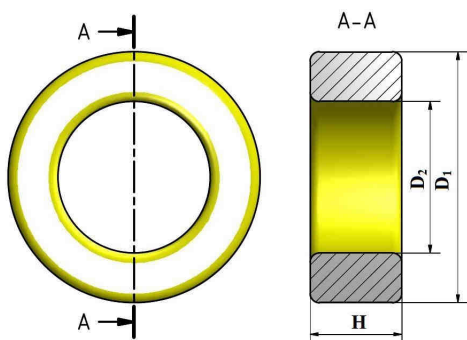
7.3 Výstupní LC filtr měniče

7.3.1 Návrh filtrační tlumivky

Požadovaná indukčnost filtrační tlumivky je určena vztahem (7.12). Velikost pracovního kmitočtu f_{SWT} pozitivně ovlivňuje hodnotu indukčnosti a zároveň redukuje velikost. Výpočet požadované indukčnosti je proveden pro střidu $s = 0,5$. Při této střídě nabývá funkce zvlnění svého maxima^[4]. Zvlnění proudu pro normální provoz $\Delta I = 300\text{ mA}$. Tlumivka bude navinuta lakovaným drátem o průměru $d_v = 0,85\text{ mm}$.

$$L = \frac{U_{3\phi p}}{2 \cdot f_{SWT} \cdot \Delta I} \cdot (1-s) \cdot s = \frac{28,65}{2 \cdot 20000 \cdot 0,3} \cdot (1-0,5) \cdot 0,5 \cong 600\text{ }\mu\text{H} \quad (7.12)$$

Tlumivka bude navinuta na toroidním železoprachovém jádře T126-26 (Obr. 54). Parametry vybraného jádra jsou uvedeny v (Tab. 10) a parametry navržené cívky jsou uvedeny v (Tab. 11)



Tab. 10 parametry jádra T126-26

D ₁ [mm]	26,9
D ₂ [mm]	24,1
H [mm]	14,4
mat.	26
μ _r [-]	75
barevná značení	žlutá

Obr. 54 jádro T126-26 (model inventor)

Tab. 11 Návrh tlumivky pro výstupní LC-filtr

parametr		hodnota	jednotka	vztah
jádrový součín	$S_O S_j$	$1,129 \cdot 10^{-8}$	[m ⁴]	(2.13)
plocha okna	S_O	165,129	[mm ²]	(2.14)
průřez jádra	S_{Fe}	68,200	[mm ²]	(2.15)
střední délka jádra	l_{Fe}	65,039	[mm]	(2.16)
počet závitů	N	44	[-]	(2.18)
konstanta jádra	A_L	98,840	[nH/záv ²]	(2.19)
modifikovaný počet závitů	N_{mod}	78	[-]	(2.20)
syčení jádra	$B_{syc.}$	0,564	[T]	(2.22)
plocha vinutí	S_{VIN}	45,831	[mm ²]	(2.23)
délka drátu	l_{Cu}	2,9	[m]	(2.25)
odpor drátu	R_{Cu}	91	[mΩ]	(2.26)
Jouleovy ztráty	ΔP_{Cu}	2,275	[W]	(2.27)

7.3.2 Návrh filtrační kapacity

Velikost filtrační kapacity se odvíjí podle nároků na kvalitu filtrace. Nejsou-li vyžadovány velké nároky na filtraci výstupního signálu měniče, tak teoreticky filtrační kapacita může být vynechána. Tlumivka spolu se zatěžovacím odporem tvoří dolní propust 1. řádu. Vřazením filtrační kapacity dojde ke zvýšení řádu filtru a zvýšení kvality filtrace. Velikost celkové kapacity je určena vztahem (7.13)^[4]. Zvlnění napětí bylo zvoleno $\Delta U = 5 \text{ mV}$.

$$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot f_{SWT} \cdot \Delta U} = \frac{0,3}{8 \cdot 20000 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 375 \mu\text{F} \quad (7.13)$$

Efektivní hodnota kapacitního proudu je dána (7.14)

$$I_{Cef} = \frac{\Delta I}{\sqrt{3}} = \frac{0,3}{\sqrt{3}} = 173,2 \text{ mA} \quad (7.14)$$

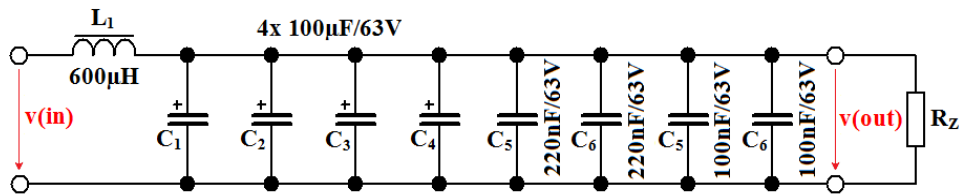
7.3.3 Realizace výstupního LC filtru

Schéma zapojení výstupního LC filtru je zobrazeno na (Obr. 55). Požadovaná filtrační kapacita je tvořena čtveřicí elektrolytických kondenzátorů o velikost $100\mu\text{F}/63\text{V}$ a dvojicemi svitkových kondenzátorů o velikostech $220\text{nF}/63\text{V}$ a $100\text{nF}/63\text{V}$. Podle Thomsonova vztahu se vypočítá zlomový kmitočet filtru. (7.15)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{600 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 10^{-6}}} = 324,874 \text{ Hz} \quad (7.15)$$

Pro zajištění správné funkce je nutno ověřit, že pracovní kmitočet měniče f_{SWT} neleží v rezonanci LC filtru. (7.16).

$$f_0 \ll f_{SWT} \quad (7.16)$$



Obr. 55 zapojení LC-filtru

Jak bylo uvedeno výše, jedná se o pasivní dolní propust 2. řadu. Zařazením dvou setrvačných prvků vznikne ve frekvenční charakteristice na rezonančním kmitočtu f_0 překmit. Výšku překmitu určuje činitel jakosti obvodu Q (7.17)^[27].

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L}{R_S} = \frac{Z_0}{R_S} = \frac{1,225}{0,091} = 13,461 \quad (7.17)$$

Z_0 je charakteristická impedance obvodu určená vztahem (7.18)^[27]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{600 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 10^{-6}}} = 1,225 \Omega \quad (7.18)$$

Velikost překmitu bude potom definována vztahem (7.19):

$$20 \log Q = 20 \log(13,461) = 22,582 \text{ dB} \quad (7.19)$$

Simulace LC filtru je zachycena na (Obr. 56). Zelený průběh představuje frekvenční charakteristiku LC filtru, červený průběh pak fázovou charakteristiku. Pro útlum LC filtru na definovaném pracovním kmitočtu f_{SWT} přibližně platí rovnice (7.20).^[4]

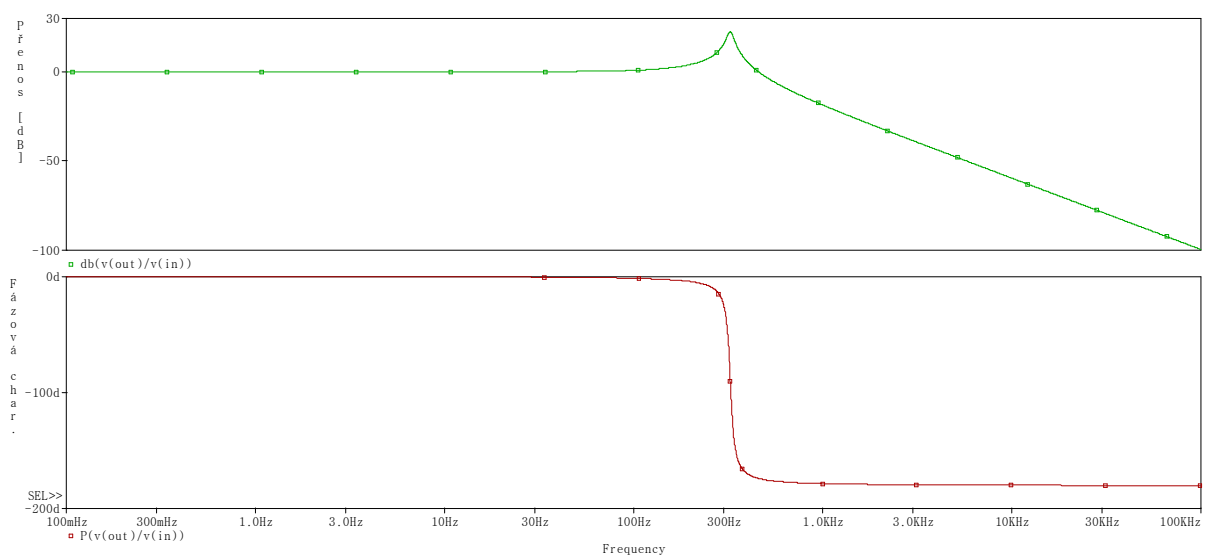
$$\frac{U_{3\dot{s}p}}{2\Delta U} \cong \left(\frac{f_{SWT}}{f_0} \right)^2 \quad (7.20)$$

Rovnice (7.20) lze upravit do přenosových výrazů (7.21) a (7.22):

$$K_U = 20 \cdot \log \left(\frac{2\Delta U}{U_{3\dot{s}p}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{10 \cdot 10^{-3}}{28,65} \right) = -69,142 \text{ dB} \quad (7.21)$$

$$K_U' = 40 \cdot \log \left(\frac{f_0}{f_{SWT}} \right) = 40 \cdot \log \left(\frac{324,874}{20000} \right) = -71,272 \text{ dB} \quad (7.22)$$

Výše vypočítané hodnoty byly potvrzeny provedenou simulací. (Obr. 56).

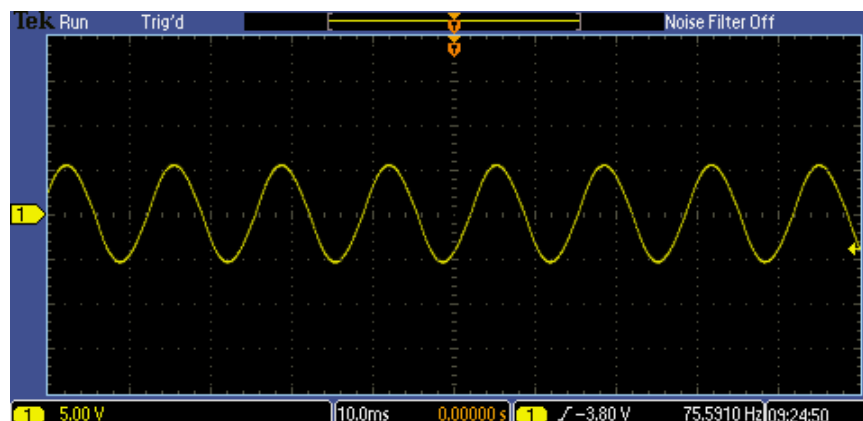


Obr. 56 simulace LC filtru (PSpice)

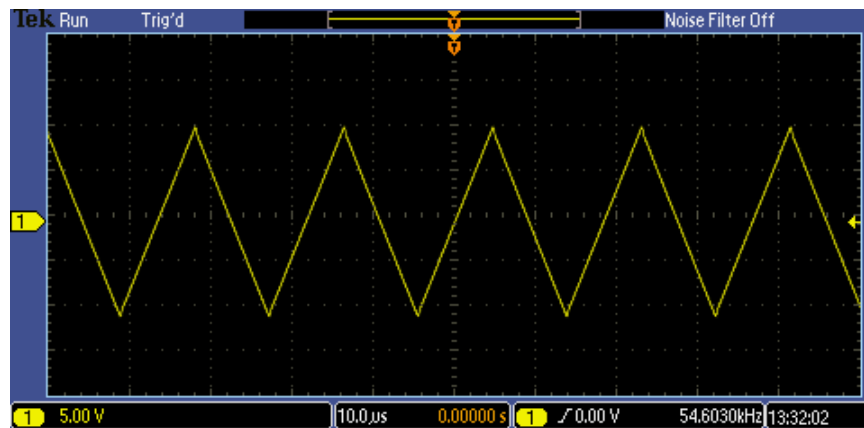
8 MĚŘENÍ

V této kapitole jsou zobrazeny naměřené průběhy napětí a proudů. Výstupy měničů byly zatíženy LC filtrem s výstupním odporem.

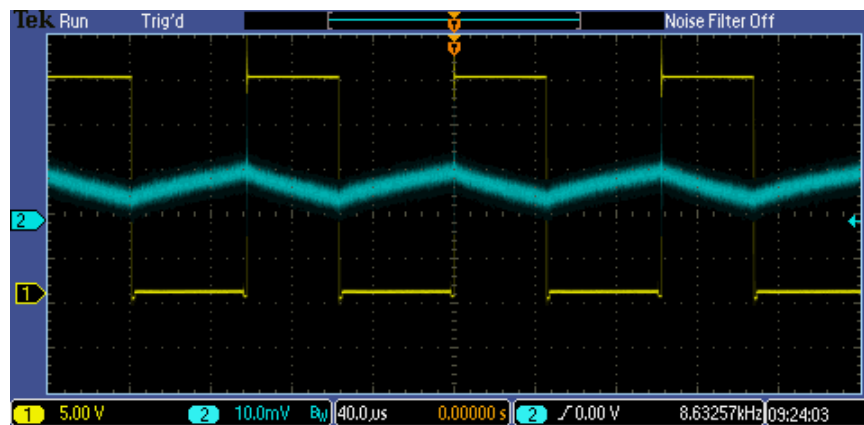
8.1 Generátor sinusovky



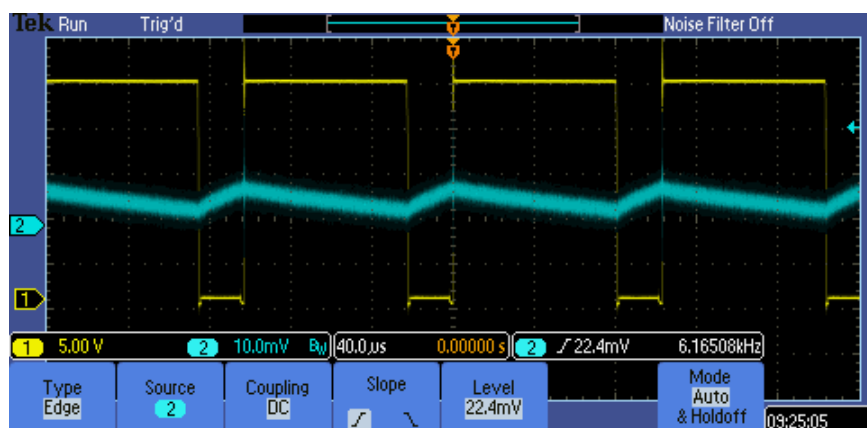
8.2 Generátor trojúhelníkového signálu



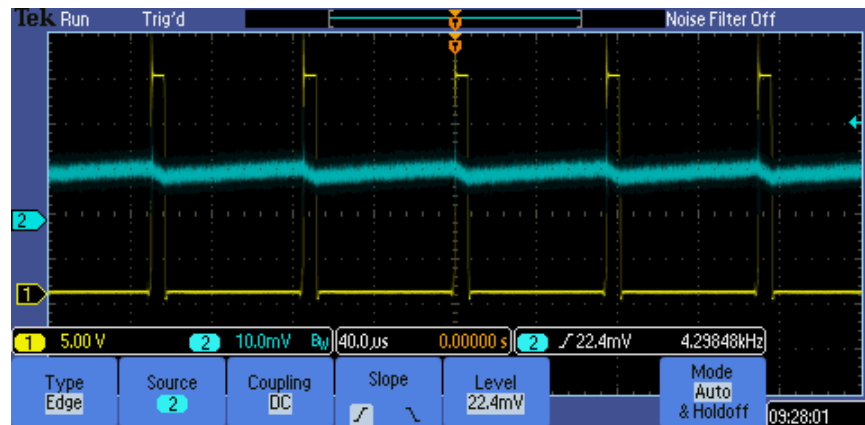
8.3 Snižující měnič



Průběh napětí (žlutá) na výstupu *OUT1-GND* a proudu I_z ($2A/dílek$) při bipolárním řízení. Střída nastavena na $s = 0,5$, kmitočet nosného trojúhelníkového napětí je $f = 10 \text{ kHz}$

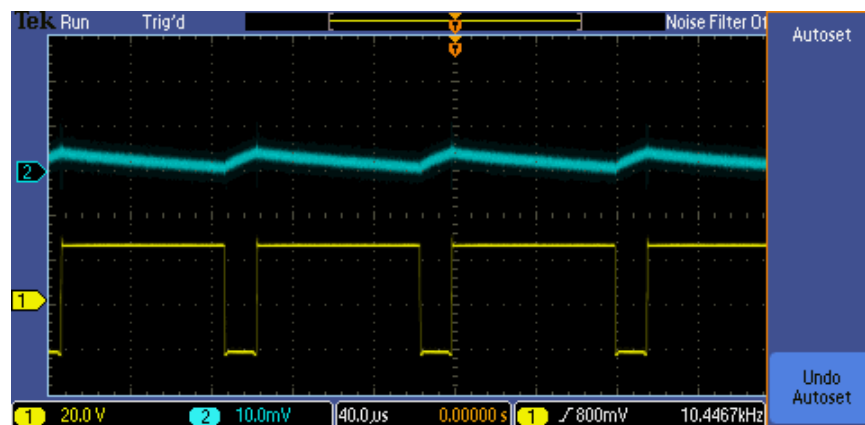


Průběh napětí (žlutá) na výstupu *OUT1-GND* a proudu I_z ($2A/dílek$) při bipolárním řízení. Střída nastavena na menší než 0,5, kmitočet nosného trojúhelníkového napětí je $f = 10 \text{ kHz}$

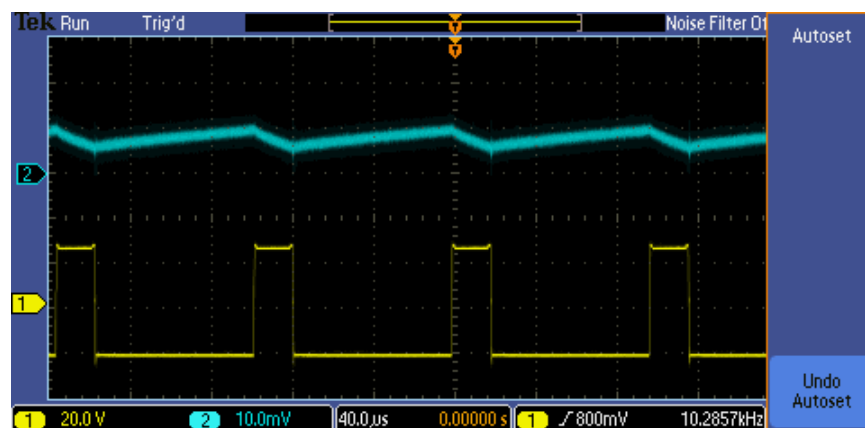


Průběh napětí (žlutá) na výstupu *OUT1-GND* a proudu I_z ($2A/dílek$) při bipolárním řízení. Střída nastavena na větší než 0,5, kmitočet nosného trojúhelníkového napětí je $f = 10 \text{ kHz}$

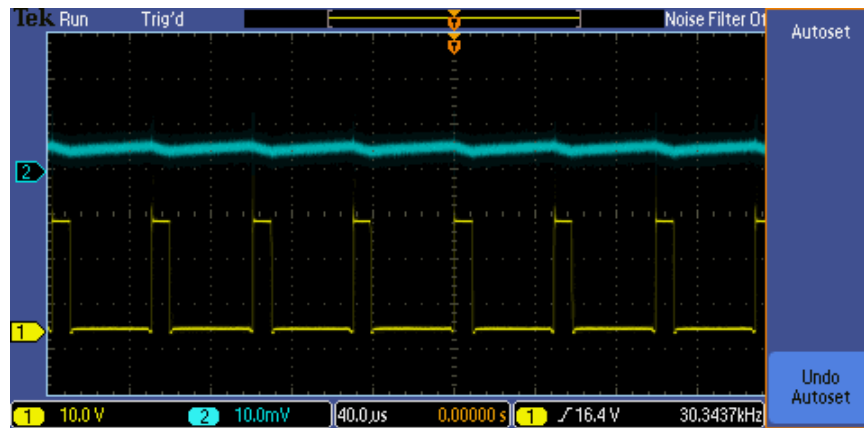
8.4 Můstkový měnič



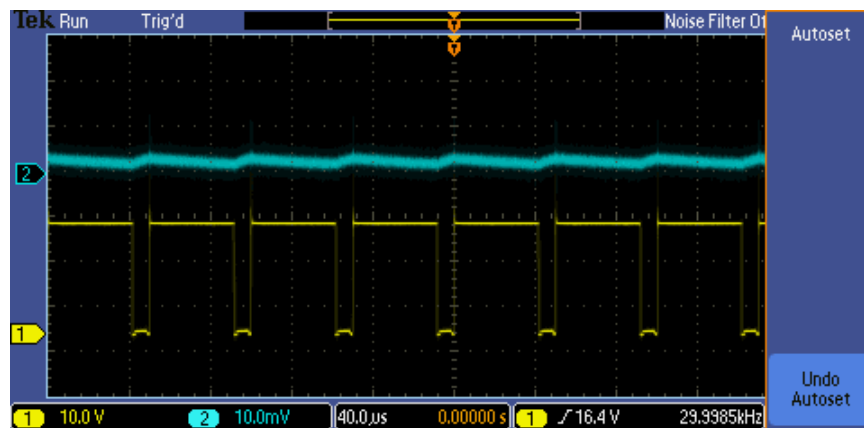
Průběh napětí (žlutá) na výstupu *OUT1-OUT2* a proudu I_z ($2A/dílek$) při bipolárním řízení. Střída nastavena na menší než 0,5, kmitočet nosného trojúhelníkového napětí je $f = 10 \text{ kHz}$



Průběh napětí (žlutá) na výstupu *OUT1-OUT2* a proudu I_z ($2A/dílek$) při bipolárním řízení. Střída nastavena na větší než 0,5, kmitočet nosného trojúhelníkového napětí je $f = 10 \text{ kHz}$

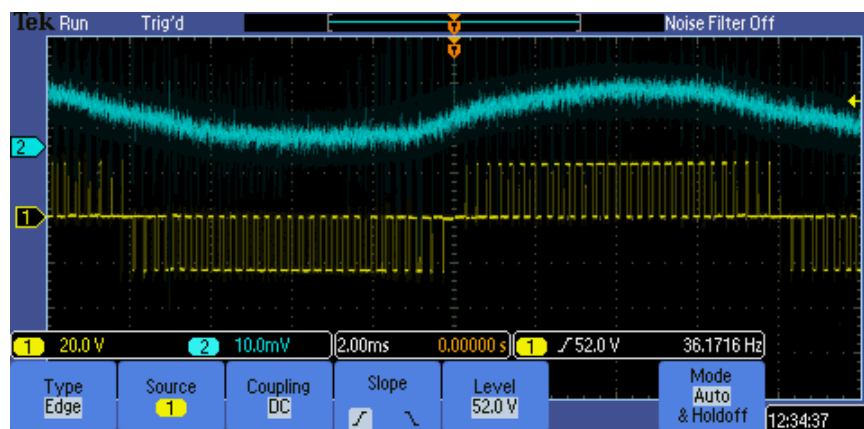


Průběh napětí (žlutá) na výstupu *OUT1-OUT2* a proudu I_z ($2A/dílek$) při unipolárním řízení. Střída nastavena na větší než 0,5, kmitočet nosného trojúhelníkového napětí je $f = 10 \text{ kHz}$



Průběh napětí (žlutá) na výstupu *OUT1-OUT2* a proudu I_z ($2A/dílek$) při unipolárním řízení. Střída nastavena na menší než 0,5, kmitočet nosného trojúhelníkového napětí je $f = 10 \text{ kHz}$

8.5 Jednofázový střídač



Průběh napětí (žlutá) na výstupu *OUT1-OUT2* a proudu I_z ($2A/dílek$) při unipolárním řízení. Modulační sinusový signál nastaven na frekvenci $f = 100 \text{ Hz}$, kmitočet nosného trojúhelníkového napětí je $f = 2,2 \text{ kHz}$

9 ZÁVĚR

Tato diplomová práce se zabývala návrhem a realizací měřicího modulu pro předmět Výkonová elektronika1. Diplomová práce je strukturována do jednotlivých kapitol, které představují postupnou realizaci celého návrhu měřicího modulu.

Přípravek je univerzální a dovoluje uživateli provádět libovolné dostupné kombinace zapojení, řízení a konfiguraci dalších parametrů. Všechny ovládací prvky a výstupy řídicí řídicí části jsou vyvedeny na čelní panel, kde jsou přehledně popsány. Při návrhu byla zaměřena pozornost především na názornost, tomu odpovídá systematické rozmístění součástek na desce plošných spojů. V rámci této práce byla navržena veškerá řídicí elektronika nutná pro chod zařízení. Jedná se o zapojení PWM modulátorů, obvody pro realizaci odskoků, budiče výkonových tranzistorů, stejnosměrného modulátoru a generátorů sinusového a trojúhelníkového napětí.

Generátoru sinusového signálu v zapojení s ARC umožňuje kmitočtové přeladění od 50 do 100 Hz a plynulou nastavitelnost amplitudy výstupního sinusového napětí.

Další realizované zapojení je generátor trojúhelníkového signálu, který generuje nosný kmitočet pro PWM modulaci. Zapojení je realizováno pomocí transkonduktančního zesilovače a nabízí kmitočtové přeladění v rozsahu 100 Hz až 100 kHz.

Pro ověření činnosti navržených zapojení bylo využito obvodových simulací v simulačním prostředí třídy Spice.

Měřicí modul zahrnuje rovněž neřízený diodový usměrňovač, který bude sloužit jako samostatný měřicí blok. U tohoto usměrňovače bylo počítáno s možnou uživatelskou konfigurovatelností. Pro variantu dvoupulzního a šestipulzního usměrňovače byly navrženy a realizovány tlumivky na toroidních železoprachových jádrech, které jsou umístěny na samostatné desce. Na desce měřicího modulu je ještě umístěn výstupní LC filtr. Výstupní LC filtr je realizovaný jako samostatný blok, kterým jsou zatíženy výstupy daného zapojení měniče.

Na realizovaném přípravku bylo provedeno měření, jeho vybrané výsledky jsou uvedeny v samostatné kapitole s krátkým komentářem.

Kompletní schéma zapojení je uvedeno v příloze této diplomové práce. Příloha také obsahuje konstrukční podklady pro realizaci modulu, včetně technických výkresů panelů pro další reprodukci.

LITERATURA

- [1] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004
- [2] Usoryvm.sweb.cz. [online]. [cit. 2013-12-03]. Dostupné z: http://usoryvm.sweb.cz/pomucky/pomucky_01.htm
- [3] ElektriKa.cz. Zatížitelnost [online]. [cit. 2013-12-03]. Dostupné z: <http://elektriKa.cz/terminolog/eterminolog2definition.2010-06-15.6844618599>
- [4] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody: ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. ISBN 987-80-214-4003-6.
- [5] Tme.eu/cz. LM5008 [online]. [cit. 2013-12-03]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/details/lm5008mm/stabilizator-napeti-obvody-dc-dc/texas-instruments/#>
- [6] Tme.eu/cz. LM5574 [online]. [cit. 2013-12-03]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/details/lm5574mt/stabilizatory-napeti-regulovane/texas-instruments/lm5574mtnopb/#>
- [7] KUBÍČEK, Michal. Stručný návod pro návrh přístrojového napájecího zdroje [online prezentace]. Brno : FEKT VUT, [cit. 2013-12-15]. Dostupný z: < http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/studium/predmety/bnez/Navrh_pristrojoveho_zdroje.pdf >.
- [8] TEN 8-2423: TRACO POWER. Farnell [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1763561.pdf>
- [9] VOREL, Pavel a Miroslav PATOČKA. Průmyslová elektornika. [online]. 2007, s. 151. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=21759
- [10] VOREL, Pavel a Petr PROCHÁZKA. Řídící členy v elektrických pohonech. [online]. 2009, s. 101. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=21760
- [11] FRÝZA, Tomáš. Úvod do číslicové techniky [online prezentace]. Brno : FEKT VUT, [cit. 2013-12-15]. Dostupný z: < http://www.urel.feec.vutbr.cz/~fryza/downloads/ict_pred_05.pdf >
- [12] CD4001UBM: NOR. Farnell [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1762903.pdf>
- [13] FRÝZA, Tomáš. Analogové komparátory, klopné obvody [online prezentace]. Brno : FEKT VUT, [cit. 2013-12-15]. Dostupný z: < http://www.urel.feec.vutbr.cz/~fryza/downloads/ict_pred_03.pdf >
- [14] PATOČKA, Miroslav a Pavel VOREL. Elektrověue: Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT. [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.elektrověue.cz/clanky/04030/index.html>
- [15] BSS138. GME [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/912/044/bss138-smd-datasheet-1.pdf>
- [16] KOLOUCH, Jaromír a Viera BIOLKOVÁ. Impulzová a číslicová technika. [online]. 2009, s. 187. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~fryza/downloads/ict_pred_2009.pdf

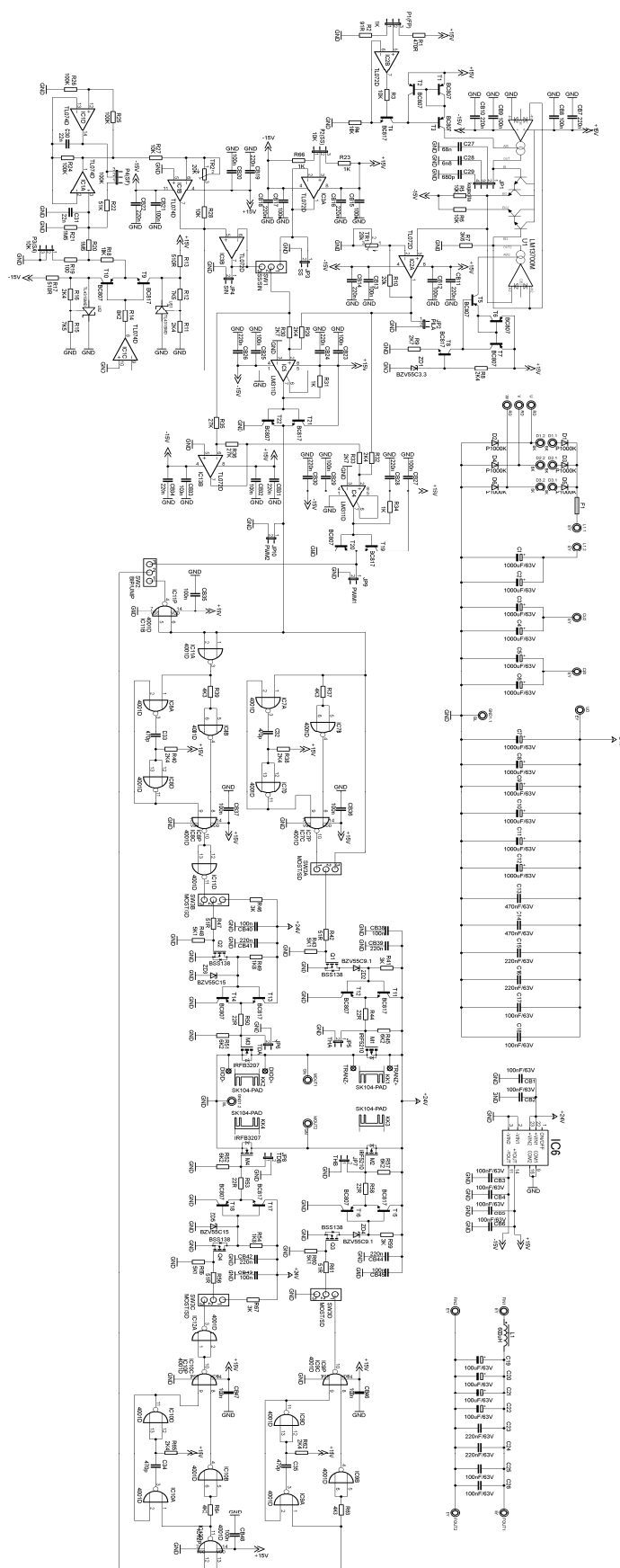
- [17] KOLKA, Zdeněk. Kmitočtové filtry [online prezentace]. Brno : FEKT VUT, [cit. 2013-12-15]. Dostupný z:
https://krel.feec.vutbr.cz/VYUKA/B_EST/prezencni/BREO/prednasky/P07/predn-7-filtry.pdf
- [18] KOLKA, Zdeněk. Počítačové řešení elektronických obvodů. Brno: FEKT VUT, 2007. 196 s.
- [19] HÁJEK, Karel; SEDLÁČEK, Jiří. *Kmitočtové filtry*. Praha : BEN-technická literatura, 2002. 536 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [20] NOBILIS, Jiří. Teorie elektronických obvodů IV. SS ZESILOVAČE. Pardubice : SPŠE a VOŠ, 1994. 57 s
- [21] DOLEČEK, Jaroslav. Moderní učebnice elektroniky 6. díl : Kmitočtové filtry, generátory signálů a převodníky dat. Praha : BEN-technická literatura, 2009. 272 s. ISBN 978-80-7300-240-4.
- [22] LM13700M: OP AMP. Farnell [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1771422.pdf>
- [23] MICHAL, Vratislav. Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napěťovém módu. <http://www.postreh.com/> [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.postreh.com/vmichal/articles/current%20and%20voltage%20feedback%20amplifiers.pdf>
- [24] VRBA, Kamil a Pravel BUCHMAIER. Elektorevue: Vlastnosti bipolárních proudových zrcadel. [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.elektorevue.cz/clanky/99014/index.html>
- [25] IRFB3207ZPBF: MOSFET N. Farnell [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfs3207zpbfb.pdf>
- [26] IRF5210PBF: MOSFET P. Farnell [online]. [cit. 2014-05-14]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf5210.pdf> Skrita filtry
- [27] DOSTÁL, Tomáš. Elektronické filtry. Brno: FEKT VUT, 2007. 137 s.

SEZNAM PŘÍLOH

A. SCHÉMA ZAPOJENÍ MĚŘICÍHO PŘÍPRAVKU	69
B. DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	70
C. OSAZOVACÍ VÝKRESY	71
D. SEZNAM SOUČÁSTEK	73
E. TECHNICKÉ VÝKRESY PANELŮ	79
F. FOTODOKUMENTACE	82

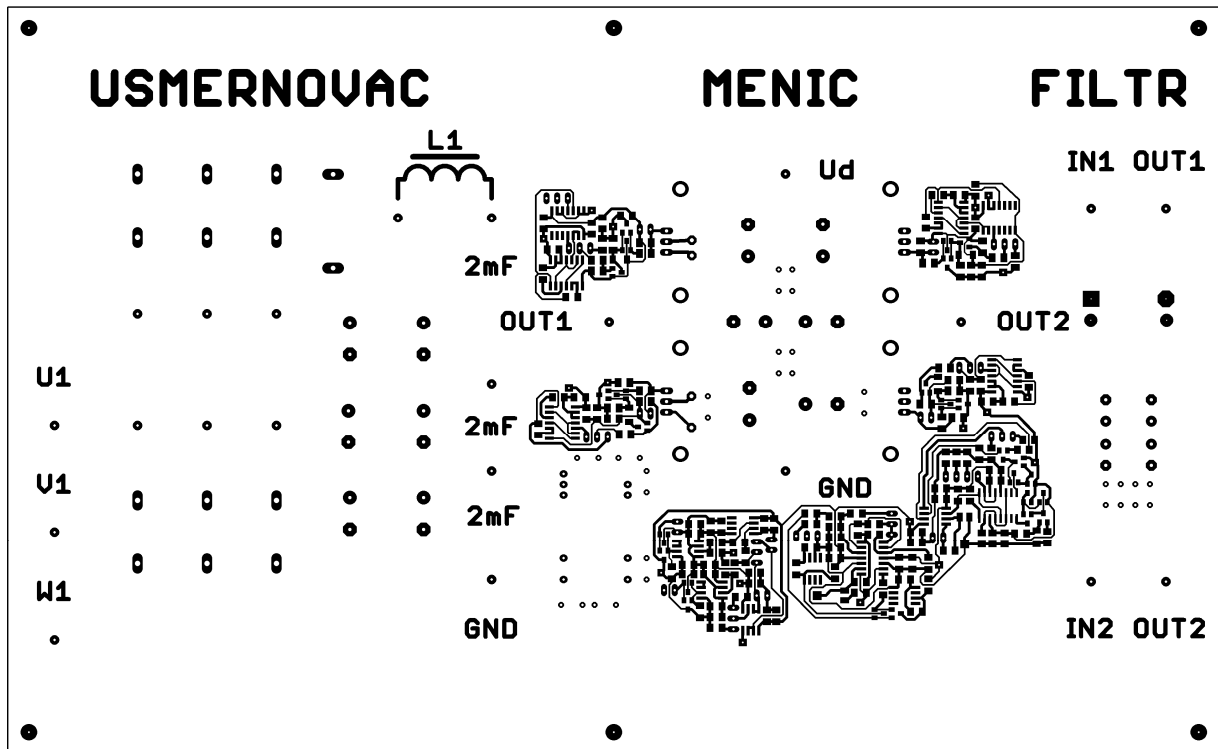


A. Schéma zapojení měřícího přípravku



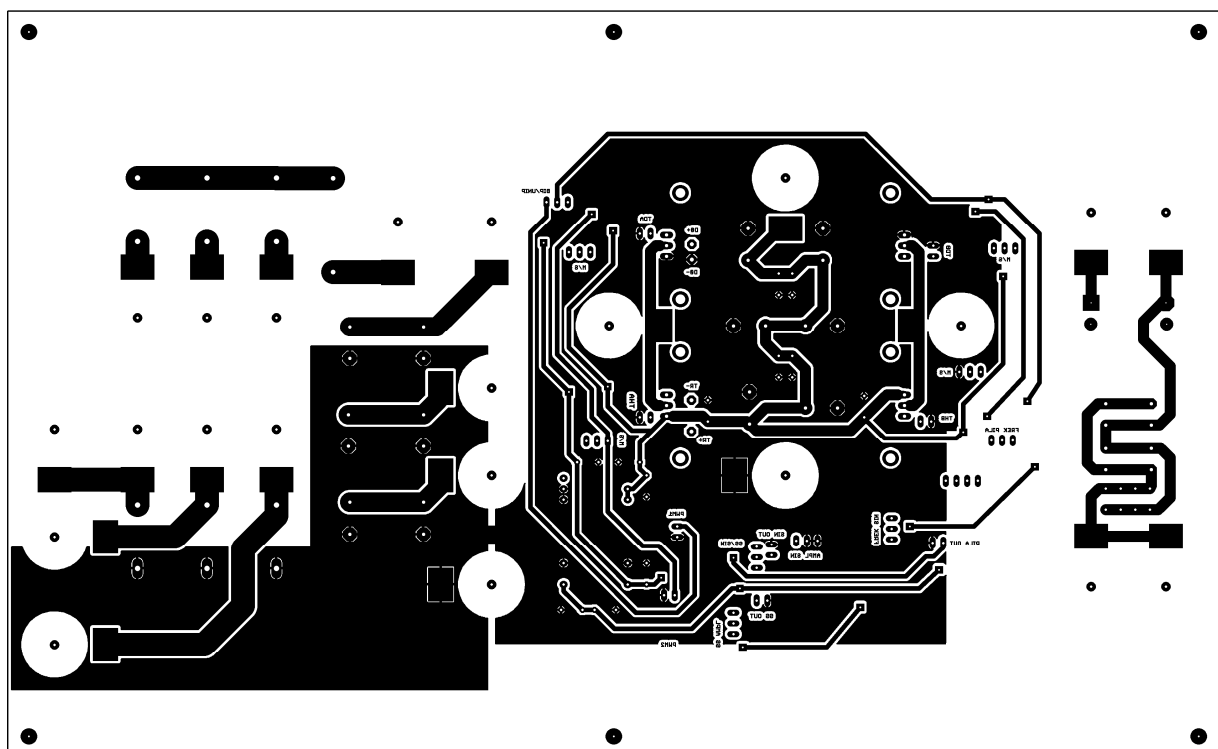
B. Desky plošných spojů

B1 Deska plošných spojů měřicího přípravku (TOP)



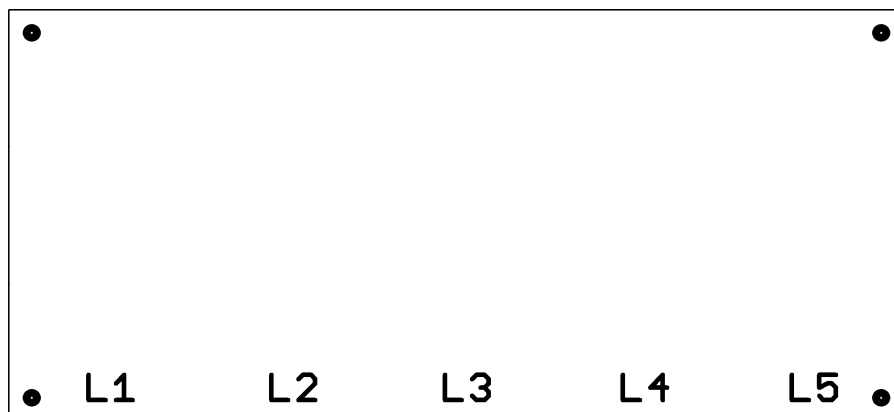
rozměr desky [288x178mm](není v měřítku)

B2 Deska plošných spojů měřicího přípravku (BOTTOM)



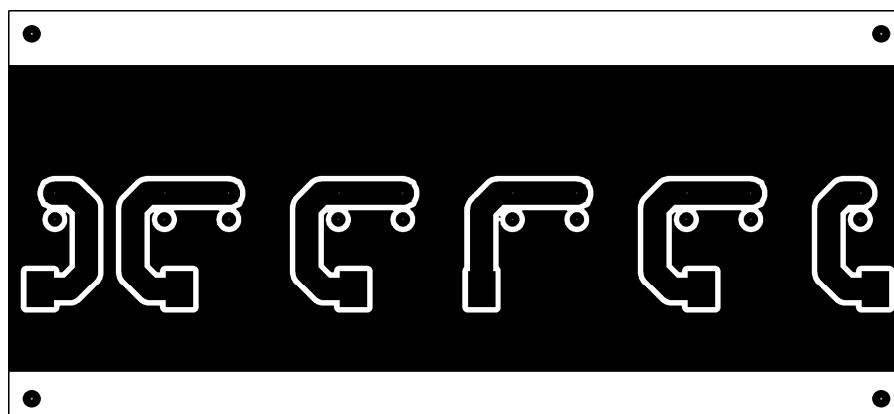
rozměr desky [288x178mm] (není v měřítku)

B3 Deska plošných spojů tlumivky (TOP)



rozměr desky [196x90mm] (není v měřítku)

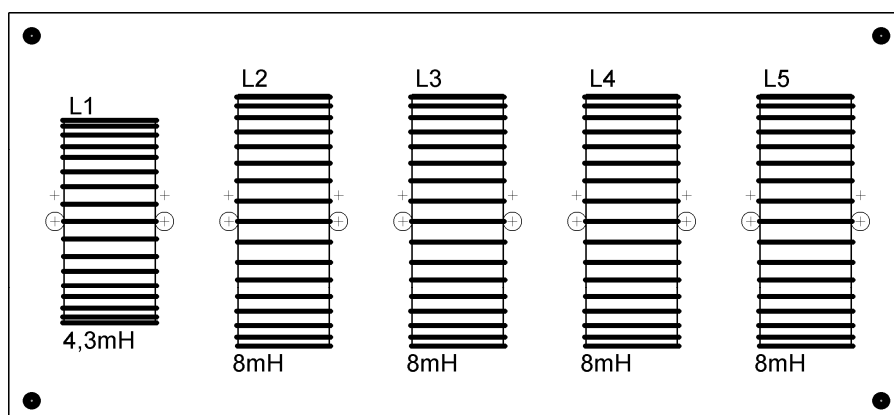
B4 Deska plošných spojů tlumivky (BOTTOM)

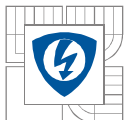


rozměr desky [196x90mm] (není v měřítku)

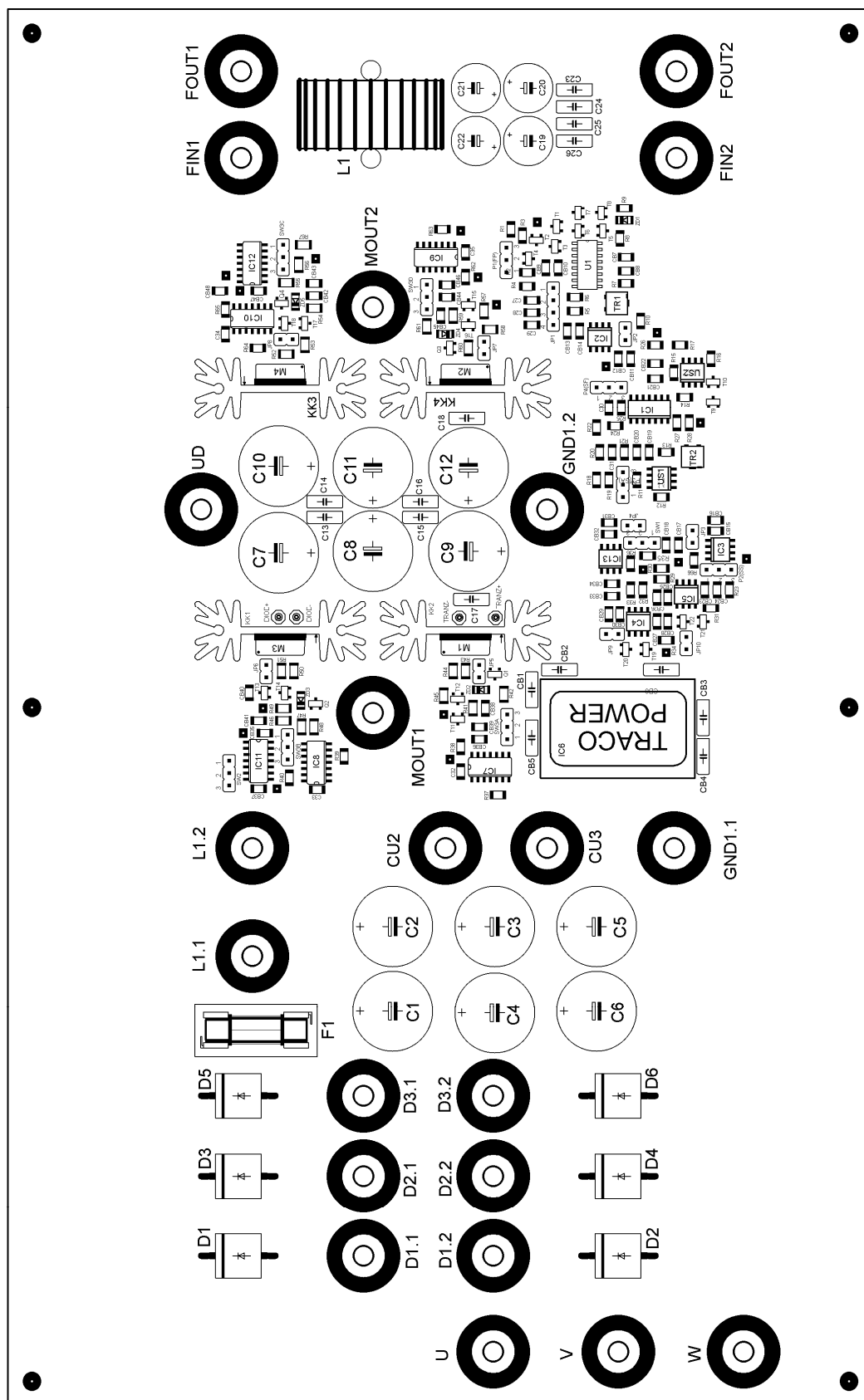
C. Osazovací výkresy

C1 Deska tlumivky





C2 Deska měřicího přípravku



D. Seznam součástek (partlist)

pozice	název	typ	pouzdro/provedení	hodnota	poznámka
C1	kondenzátor	elektrolytický	16x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C2	kondenzátor	elektrolytický	17x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C3	kondenzátor	elektrolytický	18x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C4	kondenzátor	elektrolytický	19x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C5	kondenzátor	elektrolytický	20x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C6	kondenzátor	elektrolytický	21x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C7	kondenzátor	elektrolytický	22x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C8	kondenzátor	elektrolytický	23x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C9	kondenzátor	elektrolytický	24x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C10	kondenzátor	elektrolytický	25x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C11	kondenzátor	elektrolytický	26x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C12	kondenzátor	elektrolytický	27x31 RM 7,5mm	1000uF/63V	radiální
C13	kondenzátor	svitkový	7.2x8.5x3.5mm	470nF/63V	
C14	kondenzátor	svitkový	7.2x8.5x3.5mm	470nF/63V	
C15	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	220nF/63V	
C16	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	220nF/63V	
C17	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
C18	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
C19	kondenzátor	elektrolytický	10x16 RM 5mm	100uF/63V	radiální
C20	kondenzátor	elektrolytický	10x16 RM 5mm	100uF/63V	radiální
C21	kondenzátor	elektrolytický	10x16 RM 5mm	100uF/63V	radiální
C22	kondenzátor	elektrolytický	10x16 M 5mm	100uF/63V	radiální
C23	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	220nF/63V	
C24	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	220nF/63V	
C25	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
C26	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
C27	kondenzátor	keramický	C805	68n	
C28	kondenzátor	keramický	C805	6n8	
C29	kondenzátor	keramický	C805	680p	
C30	kondenzátor	keramický	C805	22n	
C31	kondenzátor	keramický	C805	22n	
C32	kondenzátor	keramický	C805	470p	
C33	kondenzátor	keramický	C805	470p	
C34	kondenzátor	keramický	C805	470p	
C35	kondenzátor	keramický	C805	470p	
CB1	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
CB2	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
CB3	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
CB4	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
CB5	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
CB6	kondenzátor	svitkový	7.2x6.5x2.5mm	100nF/63V	
CB7	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB8	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB9	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB10	kondenzátor	keramický	C805	220n	

pozice	název	typ	pouzdro/provedení	hodnota	poznámka
CB11	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB12	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB13	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB14	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB15	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB16	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB17	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB18	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB19	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB20	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB21	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB22	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB23	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB24	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB25	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB26	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB27	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB28	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB29	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB30	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB31	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB32	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB33	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB34	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB35	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB36	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB37	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB38	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB39	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB40	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB41	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB42	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB43	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB44	kondenzátor	keramický	C805	220n	
CB45	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB46	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB47	kondenzátor	keramický	C805	100n	
CB48	kondenzátor	keramický	C805	100n	
D1	dioda	P1000K	8x7,5mm	800V/10A	
D2	dioda	P1000K	9x7,5mm	801V/10A	
D3	dioda	P1000K	10x7,5mm	802V/10A	
D4	dioda	P1000K	11x7,5mm	803V/10A	
D5	dioda	P1000K	12x7,5mm	804V/10A	
D6	dioda	P1000K	13x7,5mm	805V/10A	
F1	pojistka	trubičková	5x20mm		
IC1	operační zesilovač	TL074D	SO14		
IC2	operační zesilovač	TL072D	SO8		

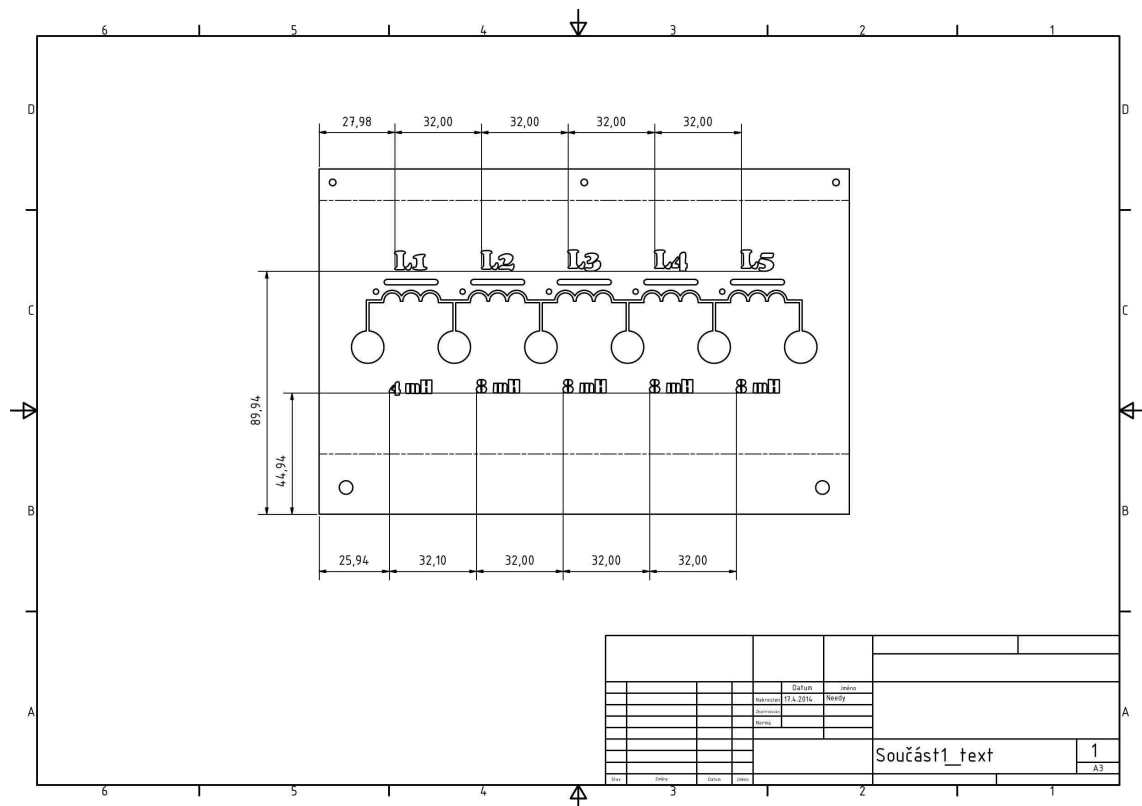
pozice	název	typ	pouzdro/provedení	hodnota	poznámka
IC3	operační zesilovač	TL072D	SO8		
IC4	komparátor	LM311D	SO8		
IC5	komparátor	LM311D	SO8		
IC6	TRACO	TEN 8-2423			
IC7	NOR	4001D	SO14		
IC8	NOR	4001D	SO14		
IC9	NOR	4001D	SO14		
IC10	NOR	4001D	SO14		
IC11	NOR	4001D	SO14		
IC12	NOR	4001D	SO14		
IC13	operační zesilovač	TL072D	SO8		
JP1	přepínač	otočný	1 x12 kontaktů		kapacita
JP2	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	50R	pila out
JP3	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	51R	ss out
JP4	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	52R	sinus out
JP5	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	53R	THA
JP6	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	54R	TDA
JP7	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	55R	THB
JP8	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	56R	TDB
JP9	jumper	ASS14020G/2G	2,54mm		PWM1
JP10	jumper	ASS14020G/2G	2,54mm		PWM1
DIOD+	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	50R	
DIOD-	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	51R	
TRANZ+	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	52R	
TRANZ-	Jumper-BNC	UG1094/U ISO	do panelu	53R	
KK1	chladič	V7143			černý
KK2	chladič	V7143			černý
KK3	chladič	V7143			černý
KK4	chladič	V7143			černý
L1	tlumivka	toroidní		600uH	
M1	MOSFET	IRF5210	TO220		P kanál
M2	MOSFET	IRF5210	TO220		P kanál
M3	MOSFET	IRFB3207	TO220		N kanál
M4	MOSFET	IRFB3207	TO220		N kanál
P1 (FP)	potenciometr	uhlíkový	16mm/mono	1K	pila frek
P2 (SS)	potenciometr	uhlíkový	16mm/mono	10K	ss mod
P3 (SA)	potenciometr	uhlíkový	16mm/mono	10K	sinus ampl
P4 (SF)	potenciometr	uhlíkový	16mm/mono	100K	sinus frek
Q1	MOSFET	BSS138	SOT23		N kanál
Q2	MOSFET	BSS138	SOT23		N kanál
Q3	MOSFET	BSS138	SOT23		N kanál
Q4	MOSFET	BSS138	SOT23		N kanál
R1	rezistor		R0805	470R	
R2	rezistor		R0805	91R	
R3	rezistor		R0805	10K	

pozice	název	typ	pouzdro/provedení	hodnota	poznámka
R4	rezistor		R0805	10K	
R5	rezistor		R0805	10K	
R6	rezistor		R0805	10K	
R7	rezistor		R0805	3K6	
R8	rezistor		R0805	2K4	
R9	rezistor		R0805	2K7	
R10	rezistor		R0805	20K	
R11	rezistor		R0805	2K4	
R12	rezistor		R0805	7K5	
R13	rezistor		R0805	510R	
R14	rezistor		R0805	8K2	
R15	rezistor		R0805	7K5	
R16	rezistor		R0805	2K4	
R17	rezistor		R0805	510R	
R18	rezistor		R0805	10K	
R19	rezistor		R0805	100R	
R20	rezistor		R0805	1M5	
R21	rezistor		R0805	1M5	
R22	rezistor		R0805	51K	
R23	rezistor		R0805	1K	
R24	rezistor		R0805	100K	
R25	rezistor		R0805	100K	
R26	rezistor		R0805	100K	
R27	rezistor		R0805	10K	
R28	rezistor		R0805	10K	
R29	rezistor		R0805	2K4	
R30	rezistor		R0805	2K7	
R31	rezistor		R0805	1K	
R32	rezistor		R0805	2K4	
R33	rezistor		R0805	2K7	
R34	rezistor		R0805	1K	
R35	rezistor		R0805	27K	
R36	rezistor		R0805	27K	
R37	rezistor		R0805	4K3	
R38	rezistor		R0805	2K	
R39	rezistor		R0805	4K3	
R40	rezistor		R0805	2K	
R41	rezistor		R0805	3K	
R42	rezistor		R0805	51R	
R43	rezistor		R0805	5K1	
R44	rezistor		R0805	22R	
R45	rezistor		R0805	6K2	
R46	rezistor		R0805	3K	
R47	rezistor		R0805	51R	
R48	rezistor		R0805	5K1	

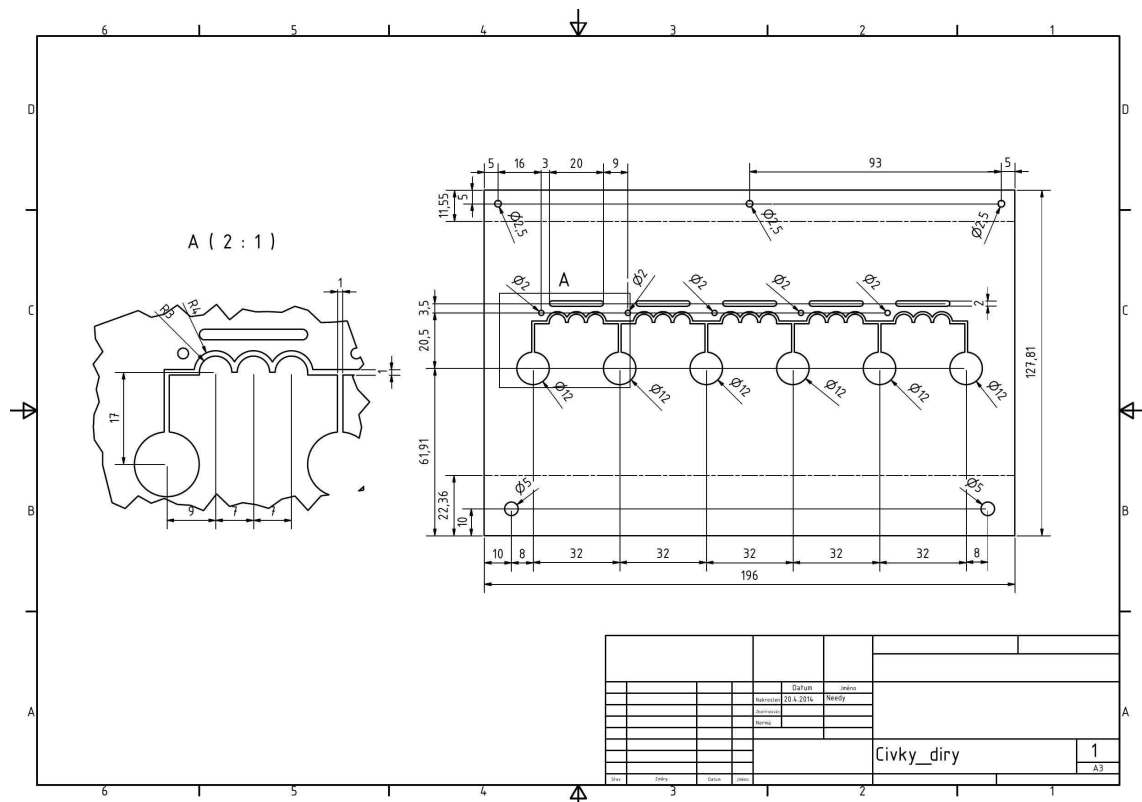
pozice	název	typ	pouzdro/provedení	hodnota	poznámka
R49	rezistor		R0805	1K8	
R50	rezistor		R0805	22R	
R51	rezistor		R0805	6K2	
R52	rezistor		R0805	6K2	
R53	rezistor		R0805	22R	
R54	rezistor		R0805	1K8	
R55	rezistor		R0805	5K1	
R56	rezistor		R0805	51R	
R57	rezistor		R0805	6K2	
R58	rezistor		R0805	22R	
R59	rezistor		R0805	3K	
R60	rezistor		R0805	5K1	
R61	rezistor		R0805	51R	
R62	rezistor		R0805	2K	
R63	rezistor		R0805	4K3	
R64	rezistor		R0805	4K3	
R65	rezistor		R0805	2K	
R66	rezistor		R0805	1K	
R67	rezistor		R0805	3K	
SW1	přepínač	páčkový	jednopolový		SS/SIN
SW2	přepínač	páčkový	jednopolový		BIP/UNIP
SW3A,B,C,D	přepínač	páčkový	čtyřpolový		MOST/SD
T1	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T2	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T3	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T4	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T5	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T6	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T7	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T8	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T9	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T10	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T11	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T12	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T13	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T14	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T15	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T16	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T17	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T18	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T19	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T20	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
T21	tranzistor	BC817	SOT23		NPN
T22	tranzistor	BC807	SOT23		PNP
U1	OTA	LM13700M	SO16		

pozice	název	typ	pouzdro/provedení	hodnota	poznámka
US1	stabilizátor	TL431	SO8		
US2	stabilizátor	TL431	SO8		
ZD1	zenerova dioda	BZV55C	SOD80	3,3V	Pz = 0,5W
ZD2	zenerova dioda	BZV55C	SOD80	9,1V	Pz = 0,5W
ZD3	zenerova dioda	BZV55C	SOD80	15V	Pz = 0,5W
ZD4	zenerova dioda	BZV55C	SOD80	9,1V	Pz = 0,5W
ZD5	zenerova dioda	BZV55C	SOD80	15V	Pz = 0,5W
CU2	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
CU3	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
D1.1	zdířka	SEB 2610	do DPS		černá
D1.2	zdířka	SEB 2610	do DPS		černá
D2.1	zdířka	SEB 2610	do DPS		černá
D2.2	zdířka	SEB 2610	do DPS		černá
D3.1	zdířka	SEB 2610	do DPS		černá
D3.2	zdířka	SEB 2610	do DPS		černá
FIN1	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
FIN2	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
FOUT1	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
FOUT2	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
GND1.1	zdířka	SEB 2610	do DPS		modrá
GND1.2	zdířka	SEB 2610	do DPS		modrá
L1.1	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
L1.2	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
MOUT1	zdířka	SEB 2610	do DPS		zelená
MOUT2	zdířka	SEB 2610	do DPS		zelená
U	zdířka	SEB 2610	do DPS		červená
UD	zdířka	SEB 2610	do DPS		žlutá
V	zdířka	SEB 2610	do DPS		červená
W	zdířka	SEB 2610	do DPS		červená

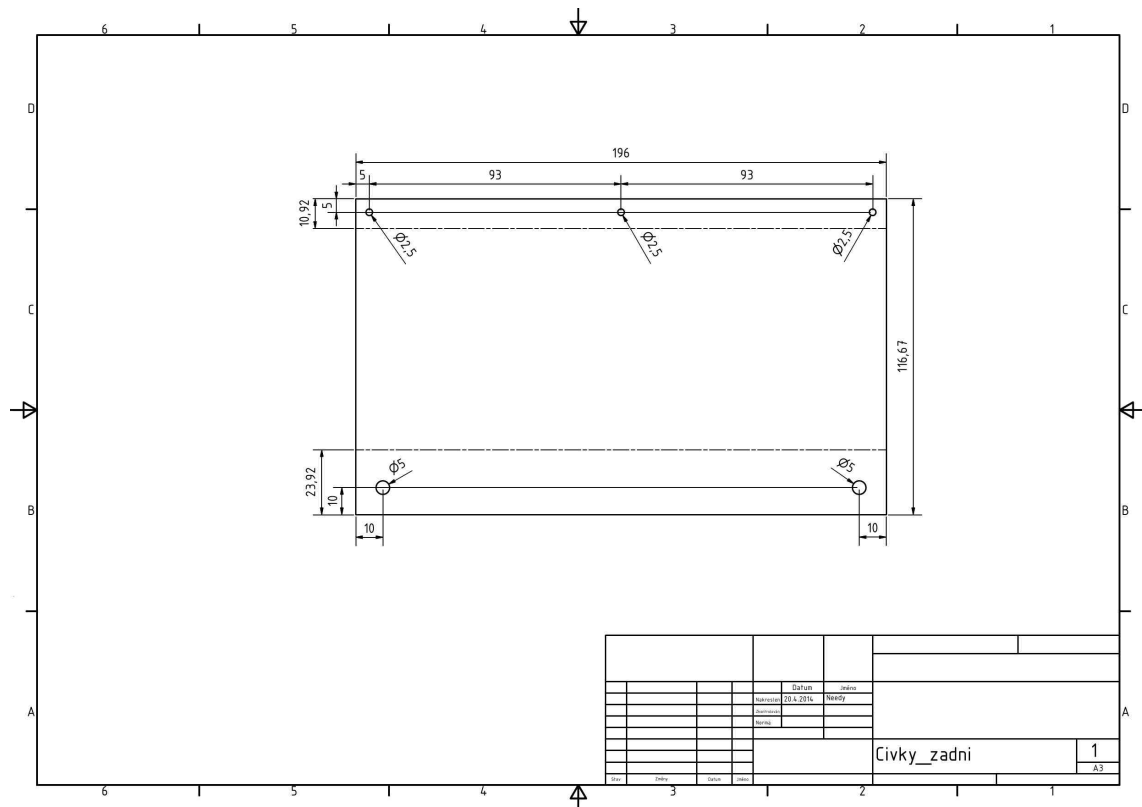
E. Technické výkresy panelů



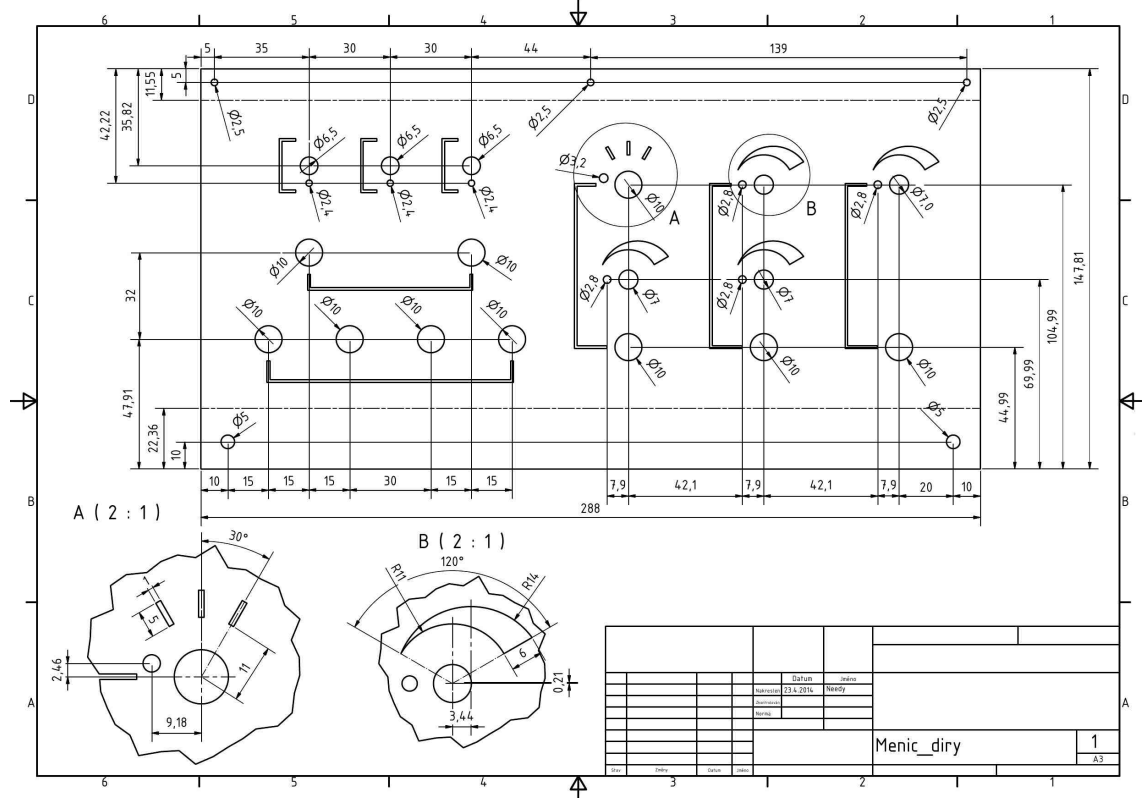
Výkres 1 Přední panel tlumivky-text



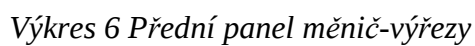
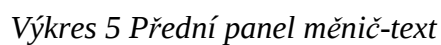
Výkres 2 Přední panel tlumivky-díry

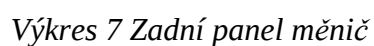


Výkres 3 Zadní panel tlumivky

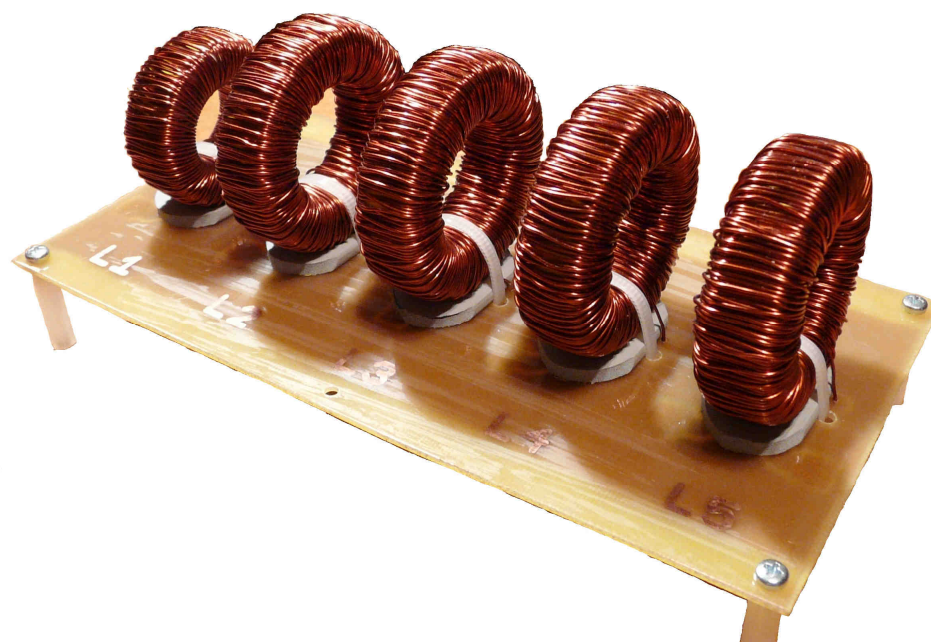


Výkres 4 Přední panel měnič-díry

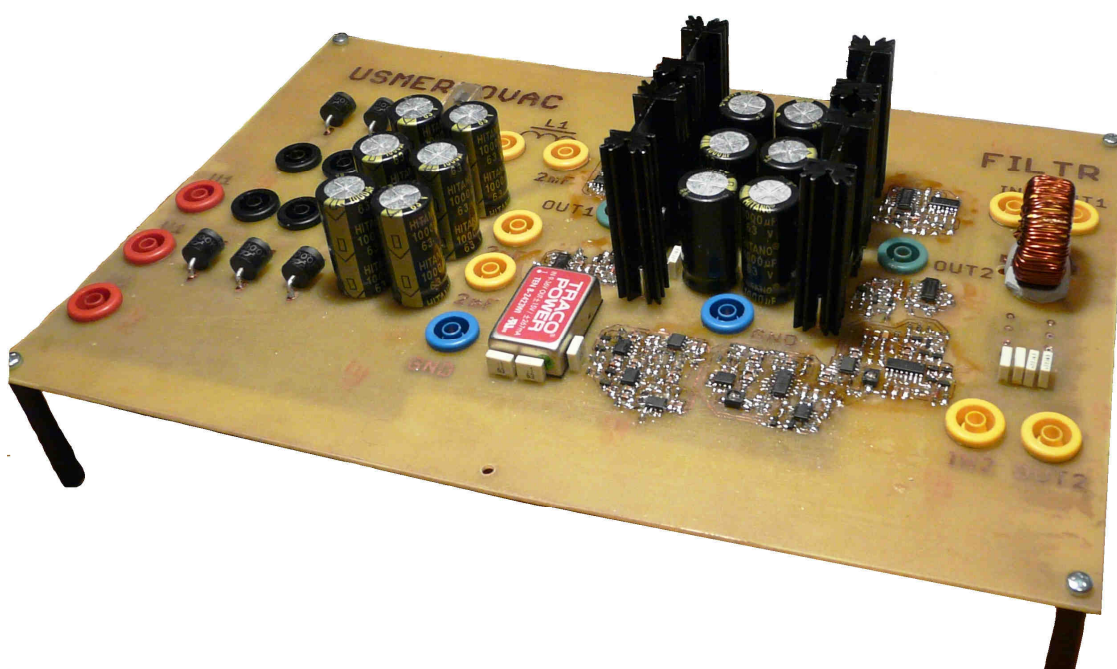




F1 Realizovaná deska s tlumivkami



F2 Realizovaná deska měřicího přípravku



F3 Měřicí pracoviště

