



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

STŘÍDAVÝ ZDROJ SE VZDÁLENÝM ŘÍZENÍM

AC POWER SUPPLY WITH REMOTE CONTROL

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Štěpnička

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Michal Kubíček, Ph.D.

BRNO 2016

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Martin Štěpnička

ID: 139293

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Střídavý zdroj se vzdáleným řízením

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte koncepci laboratorního zdroje střídavého napětí pro potřeby testování elektronických zařízení. Zdroj bude mít nastavitelnou velikost výstupního napětí, frekvence a možnost aktivovat funkce pro emulaci vybraných chybových stavů sítě. Zdroj bude možné ovládat vzdáleně pomocí PC. Přesné požadavky budou specifikovány na základě úvodní studie provedené v úvodu řešení projektu po konzultaci se zástupci společnosti Honeywell.

Realizujte jednotlivé části zdroje, proveďte oživení a otestujte funkčnost celku. Vytvořte aplikaci pro ovládání zdroje prostřednictvím PC. Ověřte vlastnosti zkonstruovaného zdroje a porovnejte je s profesionálními přístroji.

Při řešení projektu se předpokládá spolupráce se společností Honeywell spol. s r.o. - HTS CZ o.z.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PRESSMAN, A., BILLINGS, K., MOREY, T. Switching Power Supply Design. 3rd Ed. New York: McGraw-Hill, 2009. 848 p. ISBN: 978-0071482721.

[2] WILLIAMS, T. EMC for Product Designers, 4th Edition. Boston: Newnes, 2007. 512 p. ISBN: 978-0750681704

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 19.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Michal Kubiček, Ph.D.

Konzultant diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, 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.

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....
podpis autora(-ky)

ABSTRAKT

Práce popisuje návrh řízeného střídače, respektive výkonového generátoru simulujícího jednu fázi evropské případně americké rozvodné sítě. Generátor je schopný zanést do výstupního signálu určité poruchové stavy určené k testování elektromagnetické kompatibility připojených zařízení. Text je rozdělen do tří hlavních kapitol. První z nich se věnuje návrhu generování výkonového nízkofrekvenčního signálu. Druhá část popisuje použitý zdroj pro tento generátor. Ve třetí části je popsáno programové řízení přístroje. Konec textu shrnuje dosažené výsledky. Příloha obsahuje schematické návrhy zapojení a desky plošných spojů.

KLÍČOVÁ SLOVA

Řízený zdroj, střídač, elektromagnetické kompatibilita, testování, PWM modulace, jednočinný blokující zdroj

ABSTRACT

The project describes the design of controlled inverters or power generator simulating one phase of European or American distribution network. The generator is able to enter into an output signal of a certain fault conditions designed to testing the electromagnetic compatibility of connected devices. The text is divided into three main chapters. The first one deals with the design of the power generating low-frequency signal. The second part describes the power source used for this generator. In the third section describes the program management unit. End of text summarizes the results. The annex contains a schematic designs and printed circuit boards.

KEYWORDS

Controlled power source, inverter, electromagnetic compatibility, testing, PWM modulation, flyback inverter

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

ŠTĚPNIČKA, M. Střídavý zdroj se vzdáleným řízením. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 69 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Michal Kubíček, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Střídavý zdroj se vzdáleným řízením jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 diplomové 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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	vi
Seznam tabulek	vii
1 Úvod	8
2 Návrh generátoru výstupního signálu	9
2.1 Parametry výstupního signálu.....	9
2.1.1 Funkce generátoru.....	9
2.2 Poruchy v síti	9
2.2.1 Poklesy napětí	10
2.2.2 Kolísání napětí	10
2.2.3 Výpadky napětí	11
2.3 Návrh generátoru	11
2.3.1 PWM modulace	11
2.3.2 H-můstek.....	12
2.3.3 Výstupní filtr	15
2.3.4 Snímací obvody	18
3 Návrh zdroje napětí	23
3.1 Topologie zdrojů.....	23
3.1.1 Blokující zapojení	23
3.1.2 Propustné zapojení.....	24
3.1.3 Dvojčinné zapojení	25
3.2 Návrh	25
3.2.1 Transformátor	27
3.2.2 Zapojení zdroje	30
4 Řízení	38
4.1 Střídač	38
4.2 Regulator.....	38
4.3 Komunikace	41
4.3.1 Komunikační protokol	42

4.4	Ovládací program	43
5	Realizace	44
5.1	Realizovaný přístroj	44
5.2	Parametry výstupního signálu.....	45
5.3	Účinnost impulzního zdroje.....	48
6	Závěr	51
	Literatura	52
	Seznam příloh	53

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1: Blokové schéma generátoru	9
Obr. 2.2: Obdélníkový pokles napětí 40 %.....	10
Obr. 2.3: Kolísání napětí.....	10
Obr. 2.4: PWM modulace	11
Obr. 2.5: H-můstek	12
Obr. 2.6: Zapojení IR2101 [6]	13
Obr. 2.7: Symetrický LC filtr.....	15
Obr. 2.8: Přístrojový zesilovač	19
Obr. 2.9: Výstupní obvod snímače	21
Obr. 2.10: Snímač napětí	22
Obr. 3.1: Blokující zapojení.....	24
Obr. 3.2: Propustné zapojení.....	24
Obr. 3.3: Dvojčinné zapojení.....	25
Obr. 3.4: Vstupní filtr	30
Obr. 3.5: R ² CD snubber [8]	31
Obr. 3.6: Zapojení UCC28600 podle dokumentace [8].....	32
Obr. 3.7: Zpětná vazba zdroje.....	33
Obr. 3.8: Zapojení MC34063 [6]	36
Obr. 4.1: Oddělený převodník USB -> sériová linka	41
Obr. 4.2: Ovládací program – karta Output	43
Obr. 4.3: Ovládací program – karta Dip	44
Obr. 5.1: Realizovaný zdroj	45
Obr. 5.2: Spektrum výstupního signálu	46
Obr. 5.3: Pokles napájení na 20 % ve 315° (10 period).....	47
Obr. 5.4: Simulovaný pokles na 40 % v 0°.....	47
Obr. 5.5: Stabilita zpětné vazby.....	48
Obr. 5.6: Účinnost spínaného zdroje	49
Obr. 5.7: Termogram spínaného zdroje	50

SEZNAM TABULEK

Tab.1: Definované parametry zdroje	27
Tab.2: Výsledné parametry zdroje.....	27
Tab.3: Harmonické složky výstupního průběhu	46
Tab.4: Změřená účinnost zdroje	49

1 ÚVOD

Všechny dnes vyráběné elektronické výrobky uvedené na trh musí splňovat přísná kritéria vycházející z legislativních požadavků. V těchto požadavcích jsou i nároky na elektromagnetickou kompatibilitu zařízení. Tím je myšleno, že dané zařízení neovlivňuje jiné, nebo naopak je odolné proti působení elektromagnetických jevů z vnějšku. Mezi zkoušky které jsou na zařízeních prováděny, patří i odolnost proti poruchám v napájecí síti.

Tato diplomová práce se věnuje návrhu a následné realizaci střídavého laboratorního zdroje schopného simulovat poruchové stavy jedné fáze v rozvodné síti nízkého napětí. Zdroj má být schopen dodávat do zátěže maximální výkon 100 W. Zařízení má být navrženo tak, aby bylo možné jej řídit vzdáleně pomocí osobního počítače.

Následující text je rozdělen do čtyř hlavních částí. První z nich se zabývá způsobem generování výstupního signálu a problematikou s tím spjatou. Ve druhé části je navržen stejnosměrný zdroj, kterým bude celé zařízení napájeno. Další část textu popisuje programové řízení tohoto generátoru včetně ovládacího programu pro vzdálené řízení. Na závěr jsou krátce shrnuty dosažené výsledky a reálné vlastnosti navrženého přístroje.

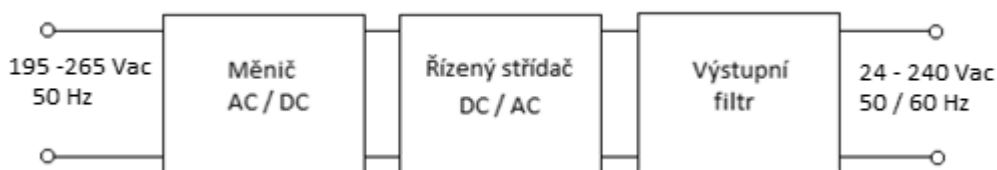
2 NÁVRH GENERÁTORU VÝSTUPNÍHO SIGNÁLU

2.1 Parametry výstupního signálu

Základní parametry jsou definované od společnosti Honeywell spol. s r.o. Výstupní signál musí mít harmonický průběh odpovídající jedné fázi evropské nebo americké rozvodné sítě nízkého napětí při maximálním výkonu 100 W. Jedná se tedy o 230 Vac / 50 Hz nebo 120 Vac / 60 Hz. Dále je požadováno, aby zdroj alespoň simuloval výpadky v napájecí síti, případně aby zkresloval výstupní průběh poruchovými stavy, které jsou definovány níže.

2.1.1 Funkce generátoru

Generátor je tvořen zdrojem napětí, který zajistí galvanické oddělení zařízení a potřebné napěťové úrovně pro řídicí obvody. Za zdrojem následuje střídač. Jedná se o obvod schopný přeměňovat stejnosměrné DC (direct current) napětí na střídavé AC (alternating current).



Obr. 2.1: Blokové schéma generátoru

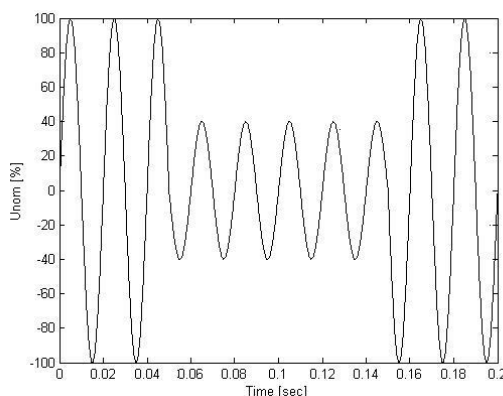
V praxi se nejvíce využívá pulzně šířková modulace stejnosměrného napětí nosnou odpovídající výstupnímu požadovanému průběhu. Takto modulovaný signál je výkonovými prvky zesílen na požadovaný výkon. V tomto případě poslouží čtyř-kvadrantový můstek tvořený tranzistory MOS-FET zvaný také jako H-můstek. Pro odstranění nosné frekvence ve spektru slouží výstupní filtr typu dolní propust. Z výstupu filtru je zavedena napěťová zpětná vazba zajišťující stabilitu výstupního napětí při různé zátěži. Tato modulace a zpětnovazební smyčka je řízena mikrokontrolérem. Ve své podstatě se jedná o zesilovač pracující ve třídě D.

2.2 Poruchy v síti

Zdroj musí umět výstupní průběh zkreslovat tak, aby nastínil různé poruchové stavy sítě vhodné pro testování elektromagnetické kompatibility. Základní poruchové stavy, které bude střídač umět nasimulovat, jsou popsány níže.

2.2.1 Poklesy napětí

Jedná se o krátkodobý pokles napětí v síti. Je způsoben různými atmosférickými jevy nebo například spínáním výkonových zařízení v síti. Jejich tvar a délka trvání závisí na vzdálenosti od poruchy a na příčině vzniku poruchy. Sepnutí velké indukční zátěže způsobí trojúhelníkový výřez v sinusoidě napětí. Čistě odporová zátěž má za vinu obdélníkový pokles. Obecně ale může mít pokles libovolný charakter.



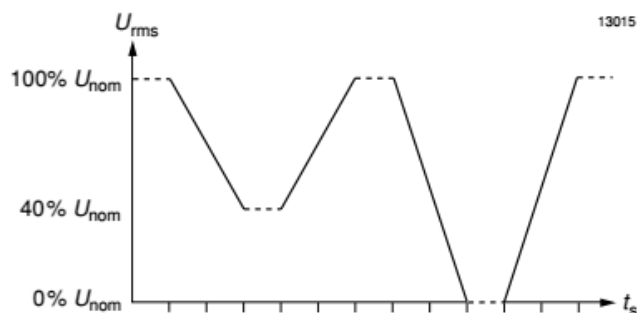
Obr. 2.2: Obdélníkový pokles napětí 40 %

Pro účely testování se navozují dle norem IEC 61000-4-11 a UL372-5 poklesy s následujícími parametry. Uroveň napětí na které výstup klesne je 0 %, 40 % a 70 % z jmenovitého napětí dané sítě. Doba těchto výpadků je 0,5; 1; 5; 10; 25 a 50 period. Dále norma vyžaduje aby tyto poklesy začínaly v různé fázi harmonického průběhu a to v 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270 a 315 stupních.

2.2.2 Kolísání napětí

Tato porucha má charakter krátkodobého kolísání napětí sítě. Může být způsobena stejnými důvody, které jsou popisované v předchozí kapitole o poklesech napětí.

Normy vztahující se k testování této poruchy jsou UL991 a IEC 61000-4-11. Typický průběh kolísání napětí znázorňuje následující obrázek.



Obr. 2.3: Kolísání napětí

Amplituda napětí klesá z nominální hodnoty na úroveň 40 % a následně roste zpět na původní hodnotu. Doba poklesu a náběhu je 2 sekundy. Na dané úrovni se drží 1 sekundu. Následuje stejný pokles o 100 %. Tento cyklus se několikrát po sobě opakuje.

2.2.3 Výpadky napětí

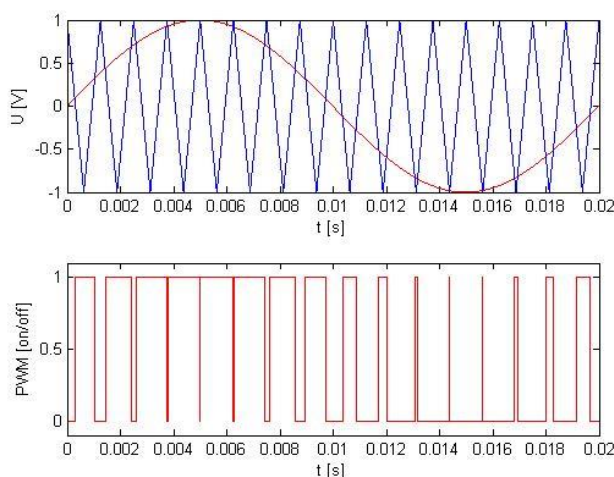
Krátkodobé výpadky napájecího napětí mohou být způsobeny také mnoha příčinami. Jedná se v podstatě o limitní stav poklesu napětí (0 %). Jeho příčinou zpravidla bývá zkratová porucha. Parametry poruchy, jako je trvání výpadku a fáze, ve které má výpadek začínat, jsou stejné jako v případě pouhých poklesů napětí.

2.3 Návrh generátoru

Zde jsou popsány jednotlivé bloky, ze kterých je navrhovaný střídač sestaven. Vždy je přiblížen základní princip činnosti daného bloku, za kterým následuje již samotný návrh.

2.3.1 PWM modulace

Pulzně šířkovou modulaci tvoří algoritmus vykonávající komparaci dvou signálů. Nosný signál tvoří trojúhelníkový průběh a modulačním signálem je požadovaný výstupní průběh, v tomto případě sinusoida. Princip je znázorněn na následujícím obrázku (2.4).



Obr. 2.4: PWM modulace

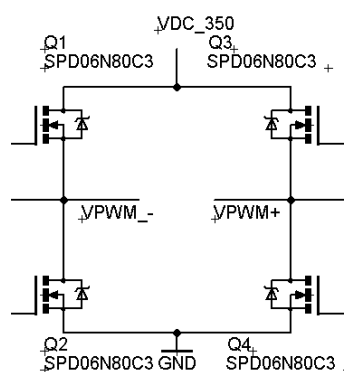
V horní části obrázku je modrou barvou znázorněna nosná frekvence trojúhelníkového průběhu, přes kterou leží modulační signál (červená). Šířka, kde není

trojúhelník protnutý, odpovídá šířce pulzu výsledné modulace.

Většina dnešních mikrokontrolérů má v sobě již zabudovaný PWM modul, který modulaci dokáže přímo obstarávat a proto odpadá výpočet trojúhelníkového signálu a jeho komparace v čase se sinusoidou. Pouze stačí měnit hloubku modulace v závislosti na amplitudě požadovaného sinusového průběhu. Frekvence nosné musí být dostatečně vzdálena od frekvence modulačního signálu. Jejich příliš malý odstup by pro rekonstrukci modulačního signálu vyžadoval dolnofrekvenční filtr vysokého řádu s velkou strmostí frekvenční charakteristiky. To by znamenalo v případě pasivního LC filtru velký počet indukčností a kapacit. Velká kapacita na výstupu znamená zároveň přídavnou zátěž pro modulační složku. Naopak příliš velká frekvence nosného signálu má za následek velké ztráty na spínacích tranzistorech a vysoké nároky na rychlost prováděného výpočtu. Jako kompromis je zvoleno 40 kHz.

2.3.2 H-můstek

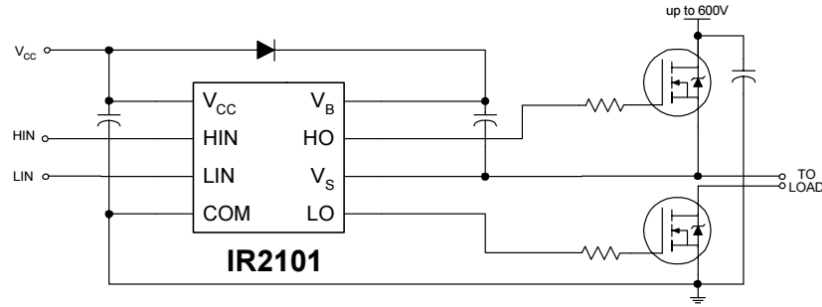
Aby bylo možné přenášet tímto způsobem dostatečný výkon, je nutné PWM signál použít pouze jako řídicí signál pro výkonový spínač. Vhodným zapojením je takzvaný H-můstek tvořený čtveřicí tranzistorů.



Obr. 2.5: H-můstek

Při bipolárním řízení je jeho vlastností komutace polarity výstupního napětí. Ta je vždy závislá na páru sepnutých protilehlých tranzistorů. Díky tomu je pro harmonický průběh výstupního signálu potřebné pouze poloviční napájecí napětí na vstupu. Tranzistory je potřeba spínat budičem. Je to nutné z důvodu relativně velkých proudů při nabíjení a vybíjení kapacity hradla což by samotný mikroprocesor nezvládl. Budič určený přímo ke spínání můstku navíc již obsahuje obvod, který zajistí dostatečné napětí U_{gs} pro horní tranzistor.

Pro každou polovinu můstku je použit jeden budič s označením IR2101 [6]. Tento budič může být řízený přímo 3,3 V logikou z mikrokontroléru. Jeho typické zapojení je na následujícím obrázku (2.6).



Obr. 2.6: Zapojení IR2101 [6]

Obvod je imunní proti negativním napětovým špičkám vznikajících spínáním indukivní zátěže. Jeho zpoždění sepnutí a rozepnutí tranzistoru činí 160 ns což je v případě nosné frekvence 40 kHz postačující. Zahrnuje v sobě i ochranu zajišťující takzvaný „deadtime“. Tím se rozumí, že mezi sepnutím horního tranzistoru a rozepnutím spodního uplyne ochranný interval, který zabrání případnému zkratu. Kapacita mezi V_b a V_s slouží jako zdroj proudu pro spínané hradlo horního tranzistoru. Její velikost závisí na spínací frekvenci a na parametrech spínaného tranzistoru. Tato kapacita je spočítána pomocí vztahu (2.3). Než bude její hodnota vyčíslena, je nutné ještě zvolit a dopočítat několik parametrů.

Tranzistory musí zvládat udržet závěrné napětí odpovídající dvojnásobku napětí spínaného, které je v tomto případě 350 V. Dále je nutné si uvědomit, že spínáním indukivní zátěže vznikají v obvodu napětové špičky. Z těchto důvodů je vybrán typ STB7NK80Z. Tento tranzistor dokáže zadržet napětí 800 V, jeho odpor R_{ds} v sepnutém stavu činí 1,5 Ω , a dokáže přenášet proud až 5,2 A. Jeho maximální ztrátový výkon může dosáhnout hodnoty 125 W. Další jeho parametry jsou k dispozici v dokumentaci od výrobce [6]. Díky známým parametrům vybraného tranzistoru již lze kapacitu k obvodu IR2101 dopočítat. Většina parametrů potřebných pro dosazení do rovnice je možné nalézt v dokumentacích výrobce k tranzistoru a k budiči. Nejprve je potřeba dopočítat maximální úbytek napětí na tranzistoru U_{ds} při jeho sepnutí.

$$I_{out_max} = \frac{P_{out}}{U_{out_min}} = \frac{100}{24} = 4,16 \text{ A} \quad (2.1)$$

$$U_{ds} = I_{out_max} \times \sqrt{2} \times R_{ds} = 4,16 \times \sqrt{2} \times 1,5 = 7,2 \text{ V} \quad (2.2)$$

Nyní již lze kapacitu k obvodu IR2101 dopočítat.

$$C \geq \frac{2 \left[2 \times Q_g + \frac{I_{qgs(max)}}{f_{sw}} + Q_{is} + \frac{I_{cgs(leak)}}{f_{sw}} \right]}{U_{cc} - U_f - U_{ls} - U_{min}} \quad [F] \quad (2.3)$$

$$C \geq \frac{2[2 \times 40 \times 10^{-9} + \frac{50 \times 10^{-6}}{40000} + 7 \times 10^{-9} + \frac{10 \times 10^{-6}}{40000}]}{12 - 0,6 - 7,2 - 3,75}$$

$$C \geq 3,93 \mu F$$

Význam jednotlivých proměnných nerovnice:

Q_g – náboj hradla tranzistoru

Q_{is} – náboj výstupního hradla budiče

$I_{qbs(max)}$ – klidový proud budičem

$I_{cbs(leak)}$ – svodový proud kondenzátoru, přibližně 250 A

U_{cc} – napájecí napětí (12 V)

U_f – úbytek napětí na diodě, přibližně 0,6 V

U_{ls} – úbytek napětí na otevřeném tranzistoru

U_{min} – minimální napětí U_{gs}

f_{sw} – maximální frekvence spínání

Kondenzátor je zvolen s rezervou na hodnotu 22 μF . Je tak učiněno proto, že mezi gate a source tranzistoru bude připojen rezistor o hodnotě jednotek kiloohmů garantující jeho bezpečné rozpojení v případě poruchy řídicího obvodu. Kondenzátor by měl mít nízkou hodnotou ekvivalentního sériového odporu, aby se stíhal dobíjet. Pro jistotu je k němu paralelně připojen menší keramický kondenzátor o hodnotě 100 nF. Dioda, přes kterou je tato kapacita nabíjena, musí být dostatečně rychlá, aby se stíhala otevírat v závislosti na frekvenci spínání hradla.

Dále je potřeba určit ztrátový výkon na tranzistorech. Celkový výkon je způsoben několika příčinami. Jedná se o výkon na odporu kanálu při protékajícím proudu, výkon závislý na přechodovém stavu tranzistoru a v poslední řadě ztráty vlivem nenulové výstupní kapacity tranzistoru. Tranzistor má dobu sepnutí 20 ns a rozepnutí mu trvá 45 ns. Jeho výstupní kapacita C_{oss} je 50 pF.

$$P_{rds} = R_{ds} \times I_{out_max}^2 = 1,5 * 4,16^2 = 25,95 W \quad (2.4)$$

$$P_{c_out} = C_{oss} \times U_{ds}^2 \times f = 50 \times 10^{-12} \times 350^2 \times 40 \times 10^3 = 0,24 W \quad (2.5)$$

$$P_{sw} = \frac{t_{on} \times V_{ds} \times I \times f}{2} + \frac{t_{off} \times V_{ds} \times I \times f}{2} \quad [W] \quad (2.6)$$

$$P_{sw} = \frac{20 \times 10^{-9} \times 350 \times 4,16 \times 40 \times 10^3}{2} + \frac{45 \times 10^{-9} \times 350 \times 4,16 \times 40 \times 10^3}{2}$$

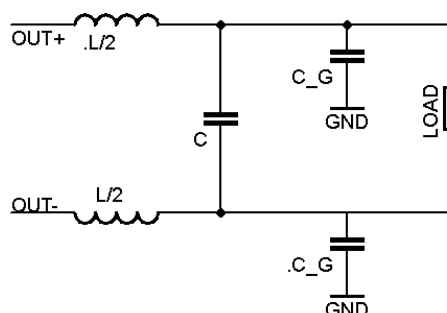
$$P_{sw} = 1,89 \text{ W}$$

$$P_t = P_{rds} + P_{c_out} + P_{sw} = 25,95 + 0,24 + 1,89 = 28,08 \text{ W}$$

Tato hodnota je hluboko pod úrovní maximálního povoleného ztrátového výkonu, takže tranzistor vydrží. Jedná se o limitní stav, který nastane jen krátkodobě při maximálním výstupním výkonu a spuštění poruše v napájení. Reálně proto stačí odvádět z tranzistoru podstatně menší výkon vhodným chladičem.

2.3.3 Výstupní filtr

Slouží pro potlačení nosné složky výstupního signálu z H - můstku. Vzhledem k tomu, že frekvence modulačního signálu je hluboko pod frekvencí nosné, tak se musí jednat o dolní propust. Filtr musí být schopen přenášet výkon 100 W do zátěže. Z toho důvodu je nutné použít filtr pasivní složený z reaktancí, kde se energie v ideálním případě pouze přenáší a neztrácí v podobě tepla.



Obr. 2.7: Symetrický LC filtr

Výstupní filtr je tedy proto tvořen kombinací indukčnosti a kapacity tvořící dolní propust. Protože obsahuje dvě reaktance, jedná se o filtr druhého řádu se strmostí frekvenčního přenosu 40 dB/dek. Mezní frekvence filtru by měla ležet mezi frekvencí nosné složky signálu a frekvencí modulačního signálu. Vzhledem ke skutečnosti že obdélníky, ze kterých je tvořena PWM modulace, zabírají teoreticky nekonečnou šířku frekvenčního spektra, je ideální, aby mezní frekvence filtru ležela ve frekvenční ose těsně nad frekvencí modulačního signálu. Tím by bylo dosaženo minimálního zkreslení, avšak je to nepraktické a zbytečné. Plně postačující je definovat maximální zvlnění proudu a napětí. Z těchto hodnot lze již vyjádřit přímo hodnoty požadované indukčnosti a kapacity. Ze vztahu (2.14) je následně ověřena mezní frekvence filtru. Pokud vyhovuje, je návrh hodnot součástek filtru u konce.

Indukčnost

Maximální povolené zvlnění proudu je zvoleno jako 10 % z maximálního proudu při maximálním výstupním napětí.

$$\Delta I = 0,1 \times \left(\frac{P}{U_{out_max}} \times \sqrt{2} \right) = 0,1 \times \left(\frac{100}{240} \times \sqrt{2} \right) = 58,9 \text{ mA} \quad (2.7)$$

Obdobně je vyjádřena maximální povolená změna napětí. Je volena také jako 10 % a je počítána z minimální hodnoty výstupního napětí, aby dosahovala co nejmenší velikosti.

$$\Delta U = 0,1 \times (U_{out_min} \times \sqrt{2}) = 0,1 \times (24 \times \sqrt{2}) = 3,394 \text{ V} \quad (2.8)$$

Při výpočtu samotné indukčnosti tlumivky se vychází ze vztahu (2.9) popisujícího její chování v obvodu, respektive závislost napětí na indukčnosti vůči změně proudu.

$$u(t) = L \times \frac{dI}{dt} \quad [V] \quad (2.9)$$

$$L = \Delta U \times \frac{1}{\Delta I \times f_{sw}} = 3,39 \times \frac{1}{58,9 \times 40} = 1,44 \text{ mH} \quad (2.10)$$

Tlumivka musí být kompenzována na maximální výstupní proud. Ten nastane při plném zatížení 100 W a minimálním výstupním napětí 24 V. Jeho efektivní hodnota je již známa ze vztahu (2.1). Aby se z pohledu výstupních svorek generátoru jednalo o filtr symetrický, je rozdělena na dvě samostatné tlumivky o poloviční velikosti, mezi které je vložena výstupní kapacita. Navržené tlumivky musí mít tedy hodnotu 720 uH / 4,16 A.

Kapacita

Hodnota výstupní kapacity je vyčíslena obdobně jako při návrhu indukčnosti a vychází ze vztahu (2.11). Tím je zaručené maximální napěťové zvlnění výstupního průběhu. Kondenzátor nesmí být polarizovaný a musí být dimenzovaný na dostatečné napětí. Toto napětí odpovídá špičkovému výstupnímu napětí poloviny periody.

$$\Delta U = \frac{\Delta I \times T}{C} \quad [V] \quad (2.11)$$

$$C = \frac{\Delta I}{\Delta U \times f_{sw}} \quad [F] \quad (2.12)$$

$$C = \frac{0,0589}{3,394 \times 20000} = 434 \text{ nF}$$

Kondenzátor je zvolen filtrační foliový. Vzhledem k tomu, že kondenzátor o této kapacitě se nevyrábí, je použita nejbližší vyšší hodnota 470 nF / 400V. Kondenzátory na obrázku (Obr. 2.7) označované jako C_G připojené na výstupu filtru slouží pro zajištění vazby mezi zemí a zajišťují tak vyhlazené napětí výstupní napětí z pohledu mikrokontroléru, který má vztažený záporný potenciál právě na zem. Jejich minimální hodnota se volí zpravidla jako 10 % z dvojnásobku výstupní kapacity filtru.

$$C_G = 0,1 \times 2 \times C = 0,2 \times 470 \times 10^{-9} = 94 \text{ nF} \quad (2.13)$$

Kontrola hodnot

Zde je ověřeno, zda reaktance navržených součástek příliš neovlivňuje chování obvodu na požadované výstupní frekvenci. Zároveň je ověřena mezní frekvence filtru, zda leží na vhodném místě ve frekvenčním spektru a může filtrovat správnou část tohoto spektra. Tuto mezní frekvenci vyjadřuje následující vzorec (2.13).

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}} \quad [Hz] \quad (2.14)$$

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{1,44 \times 470 \times 10^{-12}}} = 6117,73 \text{ Hz}$$

Z výsledku je zřejmé že filtr propustí frekvenci 60 Hz, avšak nosnou frekvenci PWM, která je 40 KHz silně potlačí. Nejhorší případ reaktance u kapacity nastane při 60 Hz, kdy představuje nejmenší paralelní odpor z pohledu zátěže. Indukčnost ovlivní výstup nejvíce také při 60 Hz, kdy její reaktance představuje z pohledu zátěže sériový odpor.

$$X_L = 2 \times \pi \times f \times L \quad [\Omega] \quad (2.15)$$

$$X_L = 2 \times \pi \times 60 \times 1,44 \times 10^{-3} = 0,54 \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \quad [\Omega] \quad (2.16)$$

$$X_C = \frac{1}{2 \times \pi \times 60 \times 0,47 \times 10^{-6}} = 5643,78 \, \Omega$$

Z těchto hodnot je možné dopočítat úbytek napětí na indukčnosti. Kritická situace nastává při maximálním výstupním napětí, kdy by již nemuselo stejnosměrné napětí ze zdroje 350 V být postačující.

$$U_L = X_L \times \frac{P}{U_{max}} \times \sqrt{2} = 0,54 \times \frac{100}{240} \times \sqrt{2} = 0,31 \, V \quad (2.17)$$

Proud unikající skrze reaktanci kondenzátoru je vyjádřen následujícím vztahem (2.17). Tento proud je nutné kompenzovat ze zdroje. Tím lze návrh LC filtru považovat za hotový.

$$I_C = \frac{U_{max}}{X_C} \times \sqrt{2} = \frac{240}{5643,78} \times \sqrt{2} = 60 \, mA \quad (2.18)$$

2.3.4 Snímací obvody

Řídicí obvod potřebuje mít k dispozici zpětnou vazbu z výstupu střídače, aby mohl regulovat odchylku od požadované hodnoty. Snímat se bude jak napětí, tak i výstupní proud. Obě měřené veličiny je potřeba normalizovat na maximální napětí použitého A/D (analogově digitální) převodníku, aby bylo využito celé jeho slovo. Snímač proudu poslouží zároveň jako pojistka proti zkratu nebo přetížení.

Snímač proudu

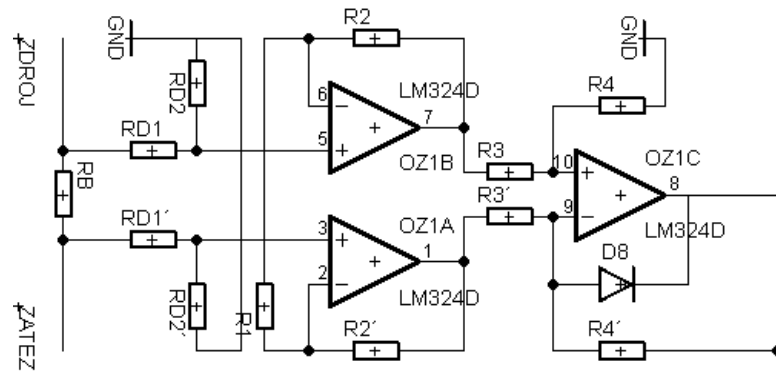
Výstupní proud je odečítán na přesném rezistoru reprezentujícím bočník. Maximální napětí, které je schopen použitý A/D převodník přetransformovat do binární hodnoty je 2,048 V, která je dána velikostí nastavené interní reference mikrokontroléru. Tomuto napětí bude tedy výstup snímače proudu odpovídat při maximálním proudovém zatížení střídače. Výběr velikosti odporu bočníku vychází z maximálního povoleného ztrátového výkonu na něm. Pro následující výpočty je tedy zvolena hodnota 0,5 W při maximálním odebíraném proudu, který je znám z rovnice (2.1) a to 4,16 A. Z této úvahy plyne, že hodnota rezistoru R_b je vyjádřena následujícím vztahem.

$$R_{b_max} = \frac{P}{I_{out_max}^2} = \frac{0,5}{4,16^2} = 0,0288 \, \Omega \quad (2.19)$$

Takový rezistor se nevyrábí, a proto je zvolen nejbližší nižší o hodnotě 0,025 Ω . Maximální úbytek napětí na tomto rezistoru při plném zatížení je vyjádřen vztahem (2.20).

$$U_{Rb_max} = R_b \times I_{out_max} \times \sqrt{2} = 0,025 \times 4,16 \times \sqrt{2} = 0,147 \, V \quad (2.20)$$

Toto napětí je příliš malé pro A/D převodník, protože by se nevyužívalo jeho celé slovo a klesala by zbytečně přesnost měření proudu. Navíc je potřeba určit diferenci napětí na bočniku, nikoliv napětí na něm vztaženou vůči zemi napájecího zdroje. K zesílení a převodu napětí poslouží diferenční zesilovač s operačním zesilovačem. Použitému zapojení se říká také přístrojový zesilovač a ilustruje jej obrázek (2.8).



Obr. 2.8: Přístrojový zesilovač

Kromě již zmíněného diferenčního zesilovače obsahuje proudový snímač také dva děliče napětí, které sníží vstupní napětí vztažené k zemi na hodnotou vhodnou pro operační zesilovače. Zesilovače jsou použity s typovým označením LM324. Jejich maximální vstupní napětí smí dle dokumentace výrobce [6] dosahovat hodnoty 32 V. Napájeny jsou diferenciálně, napětím +/- 12 V. Protože vstupní zesilovače pracují jako neinvertující se zesílením minimálně větším než 1, je výpočet proveden na maximální hodnotu napětí na vstupu 2 V. Tím se zajistí, že nedojde k saturaci a návrh bude moci být využit i pro snímač napětí.

$$\frac{R_{d2}}{R_{d1}} = \frac{U_d}{U_{out_max}} \quad [-] \quad (2.21)$$

$$\frac{R_{d2}}{R_{d1}} = \frac{2}{240 \times \sqrt{2}} = 5,89 \times 10^{-3}$$

Odpor v přímé větvi děliče R_{d1} je zvolen na hodnotu 470 k Ω . Nyní již lze dopočítat hodnotu druhého odporu R_{d2} ze vztahu (2.22) a výsledný proud děličem.

$$R_{d2} = R_{d1} \times \frac{R_{d2}}{R_{d1}} \quad [\Omega] \quad (2.22)$$

$$R_{d2} = 470 \times 10^3 \times 5,89 \times 10^{-3} = 2,77 \text{ k}\Omega$$

$$I_d = \frac{U_{out,max}}{R_{d1} + R_{d2}} = \frac{240 \times \sqrt{2}}{470 \times 10^3 + 2,7 \times 10^3} = 0,71 \text{ mA} \quad (2.23)$$

Rezistor v obvodu je použit nejbližší z vyráběné řady, takže $R_{d2} = 2,7 \text{ k}\Omega$. Rovnice popisující napěťový přenos přístrojového zesilovače je následovná.

$$K_u = \left(1 + \frac{2 \times R_2}{R_1}\right) \times \frac{R_4}{R_3} \quad [-] \quad (2.24)$$

Její první část v závorce udává přenos obou symetricky zapojených operačních zesilovačů OZ_{1A} a OZ_{1B}. Výhodou použitého zapojení přístrojového zesilovače je možnost měnit zesílení celého obvodu pouze rezistorem R_1 a oddělení teoreticky nekonečnou impedancí vstupu diferenční zesilovač od snímaného napětí. Tento rezistor tedy slouží jako regulátor zesílení difference celého obvodu a jeho hodnota bude přesně nastavena trimrem. Velikost rezistoru R_2 je zvolena na již použitou hodnotu 470 k Ω a zesílení první části bude 2.

$$R_1 = \frac{2 \times R_2}{K_u - 1} \quad [\Omega] \quad (2.25)$$

$$R_1 = \frac{2 \times 470 \times 10^3}{2 - 1} = 940 \text{ k}\Omega$$

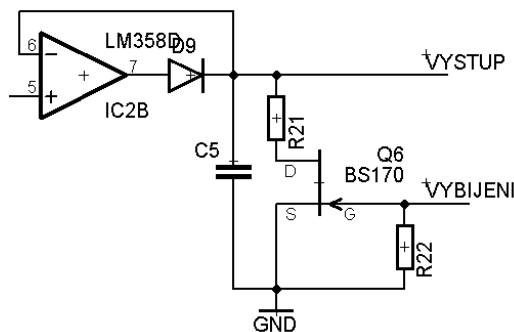
Místo rezistoru R_1 je použito sériové kombinace rezistoru 750 k Ω s trimrem 250 k Ω , kterým je možné zesílení obvodu přesně doladit. Napěťový přenos diferenciálního zesilovače tvořeného OZ₃ je tvořen druhou částí rovnice (2.24) a jeho velikost musí

odpovídat poměru výstupního napětí ze snímače o velikosti $U_c = 2,048 \text{ V}$ vůči maximálnímu úbytku napětí na bočniku zmenšenému poměrem napěťového děliče R_{d2}/R_{d1} . Hodnota rezistoru R_4 je zvolena obdobně jako u prvních dvou operačních zesilovačů na $470 \text{ K}\Omega$.

$$R_3 = K_{oz1_oz2} \times \frac{R_4}{\frac{U_c}{U_{Rb_max}} \times \frac{R_{d2}}{R_{d1}}} \quad [\Omega] \quad (2.26)$$

$$R_3 = 2 \times \frac{470 \times 10^3}{\frac{2,048}{0,147} \times \frac{470}{2,7}} = 387,59 \sim 390 \Omega$$

Hodnota takto odečítaného napětí respektive proudu se bude neustále měnit v závislosti na výstupní frekvenci. Pro účely měření špičkové hodnoty proudu je nutné navrhnout obvod, který toto maximum zaznamená a podrží po dobu periody výstupního signálu. Dále je nutné uvažovat, že střídač na výstupu generuje napětí v obou polaritách a výstup z přístrojového zesilovače tuto polaritu sleduje. Řešením je připojení na výstup přístrojového zesilovače usměrňovač s operačním zesilovačem, na kterém nevznikne žádný úbytek napětí a na jeho výstup připojit kapacitu která bude udržovat měřené maximum. Hodnota napětí na této kapacitě musí být každou periodu vybíjena tranzistorem přes vybíjecí rezistor. Zapojení je patrné z následujícího obrázku (2.9).



Obr. 2.9: Výstupní obvod snímače

Maximální velikost rezistoru, který absorbuje náboj z kondenzátoru, je stanovena z časové konstanty RC obvodu. Vychází se z předpokladu, že velikost kapacity je zvolena na 100 nF a doba vybíjecího pulsu trvá desetinu půlperiody výstupního signálu.

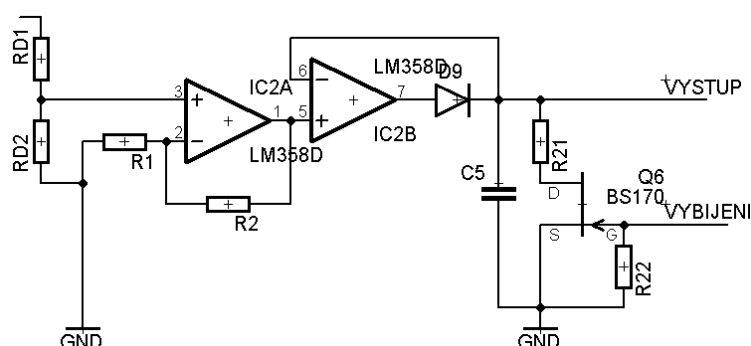
$$R = \frac{1}{20 \times f \times C} \quad [\Omega] \quad (2.27)$$

$$R = \frac{1}{20 \times 60 \times 100 \times 10^{-9}} = 8,3 \text{ K}\Omega$$

Naopak minimální velikost rezistoru je omezena pouze maximálním proudem skrz použitý tranzistor a maximálním výstupním proudem z výstupu operačního zesilovače.

Snímač napětí

Snímání napětí je prováděno odlišným způsobem než v případě proudu. Přístrojový zesilovač s jednocestným usměrňovačem nelze použít, protože by detekoval pouze polovinu periody a zbytečně by se zpomalovala napěťová zpětná vazba. Řešením je použití dvou napěťových převodníků tvořených operačními zesilovači s tím, že výsledná diference bude dopočítávána až v mikrokontroléru. Zapojení jednoho ze snímačů ilustruje následující obrázek.



Obr. 2.10: Snímač napětí

Oba snímače jsou naprosto identické, proto je zde popsán návrh pouze jednoho z nich. První částí snímače je opět ošetření maximálního napětí na pinu operačního zesilovače. To je řešeno stejným napěťovým děličem jako v případě snímače proudu. V tomto případě je nutné k maximálnímu výstupnímu napětí střídače připočítat chybu vzniklou úbytkem na R_{ds} (2.2). Výstupní napětí z děliče může dosahovat hodnoty U_d vyčíslenou následujícím vztahem.

$$U_d = \frac{R_{d2}}{R_{d1}} \times \left(U_{max} \times \sqrt{2} + \frac{U_{max} \times \sqrt{2}}{P_{max}} \times R_{ds} \right) \quad [V] \quad (2.28)$$

$$U_d = \frac{2,7}{470} \times \left(240 \times \sqrt{2} + \frac{240 \times \sqrt{2}}{100} \times 1,5 \right) = 1,98 \text{ V}$$

Toto napětí je potřeba transformovat na 2,048 V vhodných pro A/D převodník. Operaci provede neinvertující operační zesilovač. Rezistor mezi záporným vstupem zesilovače a zemí označený jako R_1 je zvolen na hodnotu 470 k Ω . Druhý rezistor R_2 ve zpětné vazbě operačního zesilovače vychází z přenosu neinvetujícího zesilovače a je dopočítán pomocí vztahu (2.29).

$$R_2 = \left(\frac{U_{out}}{U_{in}} - 1 \right) \times R_1 \quad [\Omega]$$

(2.29)

$$R_2 = \left(\frac{2,048}{1,98} - 1 \right) \times 470 \times 10^3 = 16,37 \text{ k}\Omega$$

Místo rezistoru R_2 bude použita kombinace rezistoru 15 k Ω a trimru 10 k Ω pro přesné nastavení.

3 NÁVRH ZDROJE NAPĚTÍ

Zařízení potřebuje zdroj konstantního napětí, ze kterého je posléze generován výsledný harmonický průběh. Výstupní napětí zdroje musí převyšovat amplitudu napětí půlperrody, kvůli ztrátám na regulačních prvcích. Dále zdroj musí generovat diferenciální napětí potřebné pro napájení operačních zesilovačů a řídicích obvodů včetně mikrokontroléru.

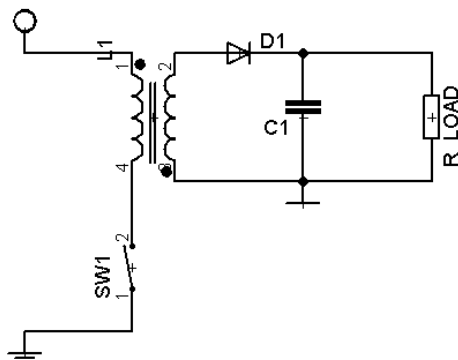
Z praktických důvodů jako je hmotnost zařízení, rozměry a širší rozpětí vstupních napětí byly lineární zdroje rovnou zavrženy a práce se zajímá pouze o zdroje impulsní.

3.1 Topologie zdrojů

Zde jsou principálně rozebrány nepoužívanější topologie spínání zdrojů s galvanickým oddělením pomocí impulzního transformátoru. Na konci jsou shrnuty jejich parametry, jejich výhody a samozřejmě také nevýhody. Na základě těchto závěrů je vybrána nejvhodnější topologie a následně s ní proveden návrh zdroje.

3.1.1 Blokující zapojení

Tento měnič je schématicky znázorněn na obrázku (3.1). Při sepnutí spínače začne narůstat proud primárním vinutím a obvod začne ukládat energii do jádra. Dioda na výstupu není polarizována a výstupní zátěž odebírá energii pouze z kapacity na výstupu. Po rozepnutí spínače dochází k polarizaci diody a přečerpání energie z jádra do výstupní kapacity. Celý cyklus se opakuje s pracovní frekvencí zdroje. Tento popis platí pouze pro ideální stav, kdy jsou zanedbány veškeré parazitní vlastnosti součástek.



Obr. 3.1: Blokující zapojení

Výhody

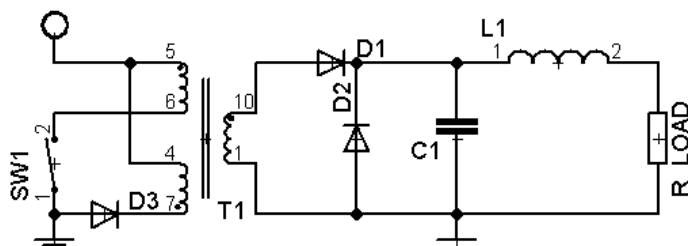
- nízký počet součástek ve srovnání s jinými topologiemi
- schopen generovat vysoké napětí
- vhodný pro výkony do 150 W

Nevýhody

- složitější návrh transformátoru
- dimenzování součástek na větší napětí

3.1.2 Propustné zapojení

V okamžiku sepnutí spínače začne primární částí impulzního transformátoru lineárně vzrůstat proud. Tato energie je přímo přenášena na sekundární vinutí podobně jako v lineárním zdroji. Proud protéká do zátěže přes diodu D1. Po rozepnutí spínače je vlivem poklesu napětí primárním vinutím opět vyvolána indukce v sekundárním vinutí. Proud prohází diodou D2. Zároveň se indukuje napětí v pomocném vinutí, které slouží jako rekuperační vinutí pro energii přenášející se zpět z transformátoru na vstup. Tím je zajištěna demagnetizace.



Obr. 3.2: Propustné zapojení

Výhody

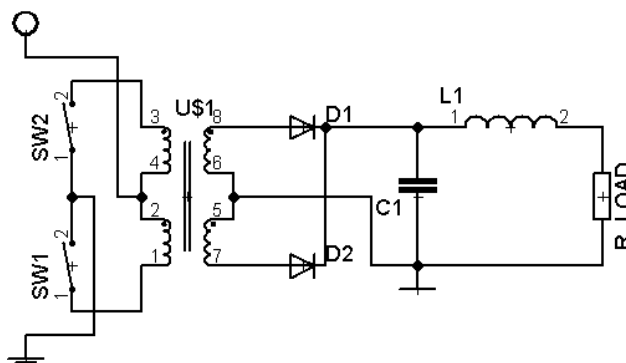
- přímý přenos energie na výstup
- vhodný pro výkony nad 150 W
- vyšší výstupní proudy

Nevýhody

- nutnost demagnetizace transformátoru
- další indukčnost na vstupu

3.1.3 Dvojčinné zapojení

Obvod obsahuje dva spínací prvky pro dvě primární vinutí. Sekundární strana má také dvě vinutí. Spínače jsou buzeny vždy opačně a jsou jimi tedy vždy připojovány příslušná vinutí k napájení. Toto napětí je přímo transformováno na sekundární stranu a usměrněno diodami obdobně jako v propustném měniči. Hlavním rozdílem je, že jádro je magnetizováno střídavě v opačných směrech. Jejich sepnutí musí být vždy kratší než polovina periody spínací frekvence kvůli magnetizaci jádra a mezi jejich přepnutím musí být ochranný interval závislý na době zotavení použitých součástek.



Obr. 3.3: Dvojčinné zapojení

Výhody

- přímý přenos energie na výstup
- vhodný pro výkony okolo 300 W
- široký regulační rozsah výstupního napětí

Nevýhody

- více součástek
- vysoké napětí na spínacích prvcích

3.2 Návrh

Pro toto zařízení byla vybrána topologie flyback tedy blokuující zapojení. Bylo tak učiněno z důvodu jednoduché realizace s minimem součástek. Zdroj je navrhován pro vstupní napětí v rozmezí 195 V / 50 Hz až 265 V / 50 Hz. Řízení impulzního zdroje obstarává obvod UCC28600. Celý návrh zdroje proto vychází z dokumentace ke zmiňovanému obvodu [8]. Transformátor musí obsahovat hned několik vinutí. Na primární straně se jedná o vstupní vinutí a pomocné vinutí pro řídicí obvod zdroje. Sekundární strana transformátoru musí obsahovat kromě výstupního vinutí také dvojici identických vinutí s několika závity pro diferenciální napájení operačních zesilovačů a

řídícího obvodu střídače.

Výstupní špičkové napětí půlperiody harmonického signálu o velikosti $240 V_{rms}$ odpovídá špičkové hodnotě:

$$V_{pk-pk} = V_{rms} \times \sqrt{2} \quad [V] \quad (3.1)$$

$$V_{pk-pk} = 240 \times \sqrt{2} = 339,41 V$$

S uvažáním jisté rezervy je zvoleno výstupní napětí hlavního sekundárního vinutí transformátoru na hodnotu $350 V_{dc}$. Pomocné výstupní vinutí pro řídící logiku generátoru harmonického průběhu je zvoleno diferenciálních $2 \times 15 V_{dc}$. Výkon do zátěže má být $100 W$. S uvažáním odběru pro řídící logiku $5 W$ a ztrát na samotném střídači, které mohou dosahovat v extrémním případě přibližně $50 W$ je zdroj navržen na $150 W$. Dále je potřeba uvážit, že zdroj není nikdy schopen přeměnit veškerou energii bez ztrát. Účinnost zdroje je pro návrh odhadnuta na 82% . Celkový vstupní výkon, na který je zdroj navrhován je tedy:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad [W] \quad (3.2)$$

$$P_{in} = \frac{150}{0,82} = 182 W$$

Minimální napětí, na které musí být spínací tranzistor dimenzován je dáno součtem napětí vstupního a napětí zpětně přenášeného při rozepnutí tranzistoru. Je tedy závislé na poměru závitů mezi primárním a sekundárním vinutím. Pro hrubý návrh je zvolen tento poměr $n = 1:2$.

$$U_{ds_min} = U_{ac_max} \times \sqrt{2} + n \times U_{out} \quad [V] \quad (3.3)$$

$$U_{ds_min} = 265 \times \sqrt{2} + 2 \times 350 = 1075 V$$

Tranzistor je vybrán s typovým označením STW6N120K3 [6], který vydrží závěrné napětí do $1200 V$. Základní parametry zdroje shrnuje následující tabulka.

Parametr	Hodnota	Popis
V_{ac_min}	195 V _{ac}	Minimální vstupní napětí
V_{ac_max}	265 V _{ac}	Maximální vstupní napětí
P_{out}	150 W	Výstupní výkon
η	85 %	Účinnost zdroje
V_{out}	350 V _{dc}	Výstupní napětí
V_{out_ripple}	0,5 V _{dc}	Výstupní zvlnění
V_{ds}	1200 V _{dc}	Maximální napětí drain-source
U_f	1,7 V _{dc}	Prahové napětí výstupní diody

Tab.1: Definované parametry zdroje

3.2.1 Transformátor

Pro flyback topologii se nejedná ani tak o transformátor jako o tlumivku s vázanými indukčnostmi z důvodu použité vzduchové mezery ve které se ukládá přenášená energie. Vzhledem k uvažovanému výkonu je použito jádro ETD39 [9] s feromagnetikem označovaným jako CF139 [10]. Základem návrhu je výpočet indukčnosti primárního vinutí, kterým je syceno jádro na maximální definovanou mez. Tyto a další výpočty jsou provedeny kalkulátorem SLVC104 [7] od firmy Texas Instruments, který je přímo k použitému obvodu nabízený. Dále je potřeba na vybrané jádro dopočítat potřebné počty závitů a jejich poměry vůči sekundárním vinutím. Nakonec se určí, jakou tloušťkou vodičů je nutné použít pro vinutí. Při tom se nesmí zapomenout vzít v úvahu vznikající skinefekt.

Po spuštění kalkulátoru SLVC104 jsou zadány vstupní parametry z tabulky (Tab.1). Vše ostatní co není uvedeno v tabulce, zůstalo ponecháno v implicitních hodnotách. Výsledkem jsou data informující o proudech v transformátoru, poměrech závitů jednotlivých vinutí a velikosti vstupní indukčnosti.

Parametr	Hodnota	Popis
L_p	570,3 μ H	Indukčnost primárního vinutí
N_p/N_s	1,109	Poměr závitů primár / sekundár
I_{p_pk}	2,878 A	Špičkový proud primárním vinutím
I_{p_rms}	1,303 A	Střední hodnota proudu primárním vinutím
I_{s_rms}	1,052 A	Střední hodnota proudu sekundárním vinutím

Tab.2: Výsledné parametry zdroje

Dále je potřeba dopočítat poměr závitů mezi primárním vinutím transformátoru a pomocným vinutím N_p/N_b pro řídicí obvod. Uvažované napájecí napětí pro tento obvod je 15 V_{dc}. Stejně napětí a tedy poměr závitů budou mít další dvě sekundární napětí, které

budou sloužit pro realizaci diferenciálního zdroje sloužícího k napájení řídicí logiky.

$$\frac{N_p}{N_b} = \frac{N_p}{N_s} \times \frac{V_{out}}{V_{bias}} \quad [-] \quad (3.4)$$

$$\frac{N_p}{N_b} = 1,109 \times \frac{350}{15} = 25,87$$

Pro následující výpočty je potřeba mít k dispozici ještě několik parametrů o použitém jádru. Feromagnetikum se bude sytit maximální indukcí 0,25 T. Jádru ETD39 má průměr vnitřního sloupku 125 mm², efektivní délku l_e 92,2 mm a relativní permeabilita použitého materiálu je μ_i o hodnotě 2100. Nyní již lze vypočítat potřebné počty závitů N_p , N_s , N_b respektive N_d .

$$N_p = \frac{I_{p_pk} \times L_p}{B_{max} \times S} \quad [z] \quad (3.5)$$

$$N_p = \frac{2,878 \times 570,3 \times 10^{-6}}{0,25 \times 125 \times 10^{-6}} = 52,52 \Rightarrow 53 \text{ z}$$

$$N_s = N_p \div \frac{N_p}{N_s} \quad [z] \quad (3.6)$$

$$N_s = 53 \div 1,109 = 47,79 \Rightarrow 48 \text{ z}$$

$$N_b = N_d = 53 \div 25,87 = 2,048 \Rightarrow 3 \text{ z}$$

Vzhledem k tomu že se jedná o flyback transformátor, což je vlastně tlumivka, musí obsahovat vzduchovou mezeru, ve které se akumuluje většina přenášené energie. Její velikost se získá ze vztahu (3.7) následujícím výpočtem:

$$l_v = \left(\frac{N_p^2}{L_p} - \frac{l_e}{\mu_i \times \mu_0 \times S} \right) \times \mu_0 \times S \quad [m] \quad (3.7)$$

$$l_v = \left(\frac{53^2}{570,3 \times 10^{-6}} - \frac{92,2 \times 10^{-3}}{2100 \times \mu_0 \times 125 \times 10^{-6}} \right) \times \mu_0 \times 125 \times 10^{-6}$$

$$l_v = 0,73 \text{ mm}$$

Proudová hustota je zvolena $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$. Řídicí obvod vyžaduje k provozu dle

dokumentace 20 mA. Je uvažována rezerva proto $I_b = 35 \text{ mA}$. Výstupní proud jedné části diferenciálního zdroje odpovídá hodnotě $I_d = 0,3 \text{ A}$ při maximální uvažované zátěži 5 W. Minimální potřebné průměry vodičů tedy jsou:

$$S_p = \frac{I p_{rms}}{J} \quad [m^2] \quad (3.8)$$

$$d_p = \sqrt{\frac{4 \times S_p}{\pi}} \quad [m] \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} S_p &= \frac{1,3}{2,5} = 0,52 \text{ mm}^2 & d_p &= \sqrt{\frac{4 \times 0,48}{\pi}} = 0,81 \text{ mm} \\ S_s &= \frac{1,1}{2,5} = 0,42 \text{ mm}^2 & d_s &= \sqrt{\frac{4 \times 0,44}{\pi}} = 0,73 \text{ mm} \\ S_b &= \frac{0,035}{2,5} = 0,014 \text{ mm}^2 & d_b &= \sqrt{\frac{4 \times 0,014}{\pi}} = 0,13 \text{ mm} \\ S_d &= \frac{0,3}{2,5} = 0,12 \text{ mm}^2 & d_d &= \sqrt{\frac{4 \times 0,08}{\pi}} = 0,39 \text{ mm} \end{aligned}$$

Maximální pracovní kmitočet UC8600 je 130 kHz. Při takové frekvenci je již skin efekt nezanedbatelný a je nutno spočítat maximální hloubku vniku proudu do vodiče. Hloubka vniku se spočítá pomocí vzorce (3.10).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2 \times \pi \times f \times \mu \times \gamma}} \quad [m] \quad (3.10)$$

Kde μ je absolutní magnetická permeabilita vodiče a γ je měrná vodivost. Vinutí je z mědi proto hloubka vniku odpovídá:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2 \times \pi \times 130000 \times \pi \times 4^{-7} \times 0,99999 \times 58,108 \times 10^6}} = 0,1831 \text{ mm}$$

Z této rovnice plyne, že vodič použitý k výrobě vinutí transformátorů může mít průměr maximálně 0,37 mm. Kvůli tomu je potřeba některé vinutí vytvořit z paralelní kombinace více slabších vodičů.

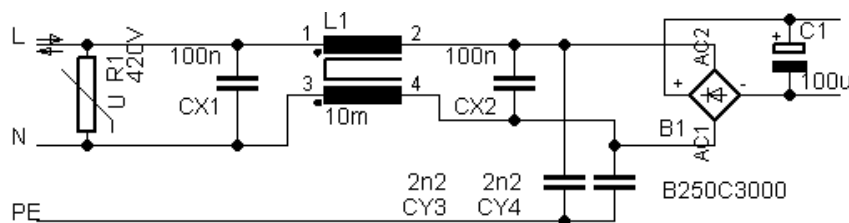
Vzhledem k nutnosti dodržení bezpečného izolačního napětí 4 KV mezi primární a sekundární stranou, je nutné jednotlivá vinutí transformátoru prokládat izolací a po realizaci transformátoru jeho izolační vlastnosti experimentálně ověřit.

3.2.2 Zapojení zdroje

Celkové zapojení zdroje vychází z dokumentace k UC8600. Opět je využito při návrhu kalkulátoru SLVC104. Na vstupu zdroje je potřeba navrhnout usměrňovač. Dále je potřeba určit parametry součástek v okolí řídicího obvodu včetně galvanicky oddělené napěťové zpětné vazby ze sekundárního vinutí. Nesmí být zapomenuto na R²CD snubber v primární části transformátoru pro ochranu spínacího tranzistoru před vznikajícími napěťovými špičkami. Nakonec jsou určeny parametry výstupních usměrňovačů.

Vstupní filtr a usměrňovač

Vzhledem k tomu, že impulzní zdroj generuje značné rušení zpět do sítě, je vhodné zařadit z hlediska EMC na vstup odrušovací filtr. Na vstupu je připojen varistor, sloužící jako jednoduchá přepětová ochrana. Základ filtru je tvořen dvěma cívkami navinutými proti sobě na společném jádře pro eliminaci soufázového rušení. Přidáním kondenzátorů je vytvořen filtr typu dolní propust, který odstraní rušivé složky vzniklé spínáním primární indukčnosti. Kondenzátory mezi L a N jsou použity s označením X z důvodu možného výskytu napěťových špiček větších než 1,2 KV. Proti ochrannému vodiči PE jsou použity bezpečnostní kondenzátory označované jako Y. Kapacity a indukčnosti použité ve filtru jsou voleny experimentálně.

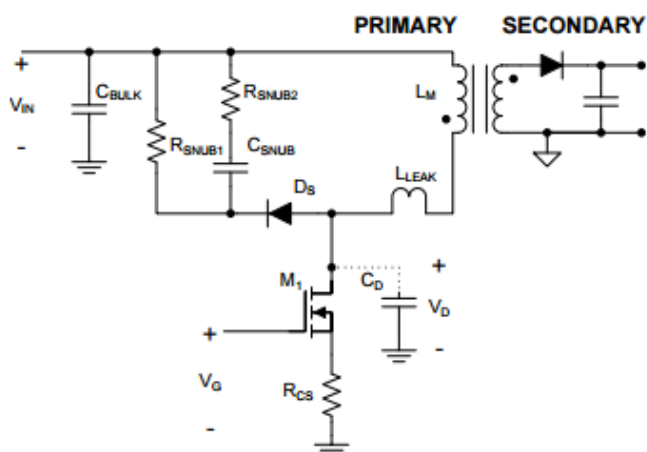


Obr. 3.4: Vstupní filtr

Za filtrem se nachází vstupní usměrňovač, který tvoří graetzův můstek. Jeho diody musí být dimenzovány na závěrné napětí minimálně dvojnásobné, než je maximální vstupní napětí a samozřejmě na maximální proud dodávaný do zdroje. S menší rezervou je zvolen můstkový usměrňovač na proud 3 A se závěrným napětím 1000 V. Toto napětí je nutné vyhladit filtračním kondenzátorem. Kondenzátor je nutné dimenzovat na maximální možné napětí za můstkem, tedy minimálně na 375 V. Velikost jeho kapacity je možné určit z kalkulátoru SLVC104, kde vychází 100 μ F což je přímo vyráběný kondenzátor.

R²CD Snubber

Než bude popsáno detailně zapojení samotného řídicího obvodu UCC28600 je nutné ještě navrhnout R²CD snubber, který slouží k pohlcování energie napěťových špiček vznikajících při spínání vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru. Tyto špičky by mohly zničit výstupní tranzistor. Zapojení tohoto tlumicího obvodu je na následujícím obrázku.



Obr. 3.5: R²CD snubber [8]

Návrh vychází z úvahy, že rozptylová indukčnost tvoří 3 % z indukčnosti primárního vinutí.

$$L_{leak} = 0,03 \times L_p \quad [H] \quad (3.11)$$

$$L_{leak} = 0,03 \times 570,3 \mu = 16,6 \mu H$$

Hodnoty součástek jsou dopočítány pomocí kalkulátoru k řídicímu obvodu a jsou shrnuty níže. V reálném obvodu jsou použity reálné součástky z řady výrobce s co nejbližšími parametry.

$$R_{snub1} = 142,8 \text{ k}\Omega / 5,867 \text{ W}$$

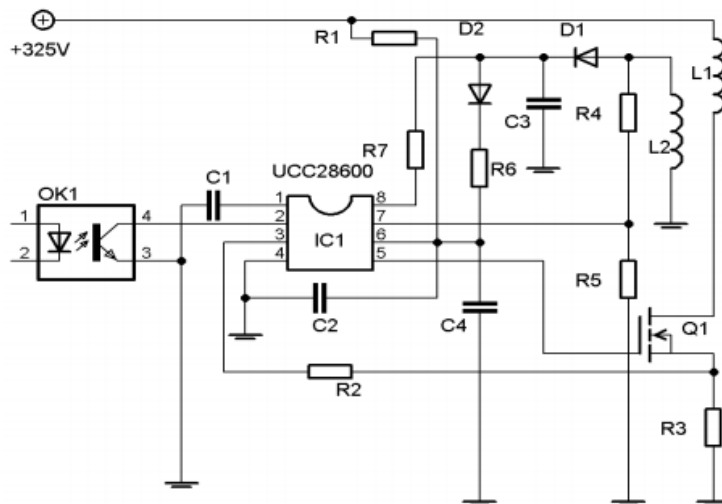
$$R_{snub2} = 464,87 \text{ }\Omega$$

$$C_{snub} = 513,5 \text{ pF}$$

Zapojení obvodu UCC28600

Obvod je schopný pracovat v kvazirezonančním režimu, čímž eliminuje ztráty. Jde o to, že využívá rezonance mezi primárním vinutím a kapacitou spínacího tranzistoru.

Transformátor je vždy spínán nebo rozpínán vždy v nule proudu nebo v nule napětí. Tím je sníženo i vznikající rušení. Obvod má v sobě integrovány ochrany proti přetížení nebo proti přehřátí. Typické zapojení znázorňuje obrázek (3.6).



Obr. 3.6: Zapojení UCC28600 podle dokumentace [8]

Pin číslo 1 složí pro nastavení soft-startu obvodu pomocí kondenzátoru. Na druhý pin se připojuje tranzistor z optického oddělovače vůči zemi a je jím řízena napěťová zpětná vazba. Třetí pin slouží jako výkonová limitace a proudová zpětná vazba. Je nastavena dvěma rezistory. Jejich hodnoty jsou určeny také z kalkulátoru SLVC104. Rezistor R_2 slouží pro nastavení výkonové citlivosti, má odpor 1,7 k Ω . Pro snímání proudu se je v obvodu rezistor R_3 o hodnotě 210 m Ω a ztráty na něm dosahují maximálně 0,535 W. Vývod číslo 5 slouží k buzení spínacího tranzistoru a je schopen dodávat proud až 750 mA při maximálním napětí, které je napájecí případně do limitní hodnoty 13 V snížených o úbytky na výstupním budiči. Šestý pin slouží jako napájecí. Než se zdroj rozeběhne a je schopen se živit sám z pomocného vinutí N_b , zde označovaného jako L_2 , tak je energie dodávána z kapacity C_4 o minimální velikosti 88 μ F. Ta je nabíjena přes rezistor R_1 , jehož hodnota se spočítá rovnicí (3.12), přičemž startovací proud se volí typicky 25 μ A.

$$R_1 = \frac{U_{min}}{I_{startup}} \quad [\Omega] \quad (3.12)$$

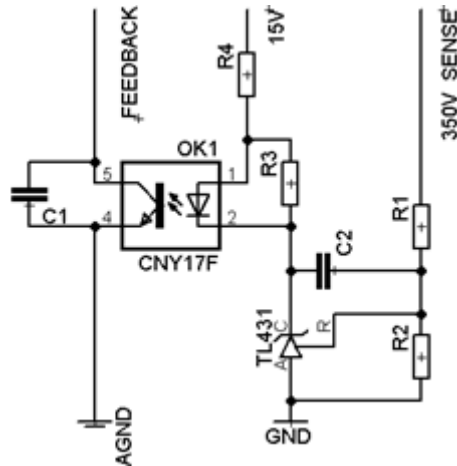
$$R_1 = \frac{195}{25 \times 10^{-6}} = 7,8 \text{ M}\Omega$$

Napěťový dělič R_4/R_5 slouží pro nastavení přepěťové ochrany, kterou snímá pin 7. Jakmile je na tomto pinu větší napětí než 3,75 V, dojde k vypnutí zdroje. Velikosti rezistorů byly získány taktéž z kalkulátoru a jsou $R_4 = 35,2 \text{ K}\Omega$, $R_5 = 10 \text{ K}\Omega$. Pin 8 se nazývá status-pin a slouží k indikaci úsporného režimu obvodu a pro přepínání mezi

pracovními režimy.

Napěťová zpětná vazba

Slouží k detekci odchylky mezi referenční hodnotou výstupního napětí a aktuální hodnotou na výstupu. Jako zdroj referenčního napětí je použit známý obvod TL431 [6], který funguje principiálně jako řízená zenerova dioda.



Obr. 3.7: Zpětná vazba zdroje

Pokud je na „sense“ vstup (označeno jako R) přivedeno napětí větší než 2,5 V obvod se otevře a sepne optočlen. Pomocí napěťového děliče R_1/R_2 je nastavena velikost výstupního napětí, respektive při správném výstupním napětí je na R_2 úbytek napětí 2,5 V. Proud do „sense“ vstupu obvodu TL431 činí 2 μA . S rezervou je dělič nastaven na protékající proud 0,5 mA:

$$R_1 = \frac{V_{out} - 2,5}{I} \quad [\Omega] \quad (3.13)$$

$$R_1 = \frac{350 - 2,5}{0,5 \times 10^{-3}} = 695 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2,5}{0,5 \times 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega$$

Obvodem TL431 musí protékat nějaký pomocný proud, díky kterému lze garantovat jeho definované parametry. Pokud proud byl nulový, mohl by se pracovní bod pohybovat v nelineární části voltampérové charakteristiky. Zpravidla se volí 1 mA. Optočlen, který zajistí zpětnou vazbu je použit CNY17-3 [6]. Proud pro vybuzení diody je dle dokumentace 60 mA při úbytku napětí 1,4 V. Při tomto napětí protéká přes pomocný rezistor R_3 proud 1 mA, takže hodnota tohoto rezistoru je 1,4 K Ω .

$$R_3 = \frac{U_d}{I_{R3}} = \frac{1,4}{1 \times 10^{-3}} = 1,4 \text{ k}\Omega \quad (3.14)$$

Optočlen je buzen z napěťové větve pro mikroprocesor, na které je 15 V. Při sepnutí optočlenu musí protékat celkový proud 61 mA. Hodnota předřadného rezistoru je tedy vyjádřena následujícím vztahem.

$$R_3 = \frac{U_{cc} - U_d}{I} = \frac{15 - 1,4}{61 \times 10^{-3}} = 222 \sim 220 \Omega \quad (3.15)$$

Celé zapojení má fungovat jako PI regulátor, proto je mezi katodu a „sense“ vstup zařazena kapacita. Ze stejného důvodu je i kapacita mezi kolektorem a emitorem výstupního tranzistoru. Ty v obvodu mají efekt lineární integrace. Jejich hodnoty jsou definovány podle následujících vztahů. Frekvence přenosu f_p a f_z se určují z přenosové charakteristiky regulátoru, avšak pro zjednodušení je možné experimentálně odhadnout jejich hodnoty. Hodnota f_p byla stanovena jako minimální pracovní frekvence zdroje a hodnota f_z je zvolena jako 100 Hz.

$$C_1 = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{pulup} \times f_p} = \frac{1}{2 \times \pi \times 20 \times 40 \times 10^6} = 199 \text{ pF} \quad (3.16)$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times f_z} = \frac{1}{2 \times \pi \times 695 \times 10^3 \times 100} = 2,28 \text{ nF} \quad (3.17)$$

Toto zjednodušení je uskutečněno proto, že napájení optočlenu je vedeno z jiné větve než z větve otevírající TL431. Větev, ze které je optočlen napájen, je totiž nezávisle jinak zatěžována a napětí na ní bude také občas nezávisle kolísat. Stabilita zdroje bude proto po sestavení ověřena a hodnoty těchto kapacit budou případně experimentálně upraveny.

Aby měly větve sloužící pro diferenciální zdroj dostatečný příkon, i když hlavní sekundární vinutí nebude nijak zatěžováno, je nutné jej zatížit přídavným rezistorem. Výkon, o který se na něm bude zdroj ubírat, je zvolen na 2 W. Rezistor, připojený na výstupu sekundárního vnutí, má minimální hodnotu podle následujícího vzorce (3.18).

$$R_{out} = \frac{U^2}{P} = \frac{350^2}{100} = 61,25 \text{ k}\Omega \quad (3.18)$$

Výstupní usměrňovač

Jedná se o jednocestný usměrňovač s vyhlazovacím kondenzátorem. Vzhledem k tomu, že spínací frekvence dosahuje 130 KHz, je nutné, aby dioda byla dostatečně rychlá. Zároveň je důležité, aby filtrační kondenzátor měl tak malý ekvivalentní sériový odpor ESR, který se stihne při těchto frekvencích nabíjet. Kalkulátor vyhodnotil, že lze použít pouze kondenzátory s maximální hodnotou ESR 156,6 mΩ. V případě kondenzátoru filtrujícího výstupní napětí 350 V nejsou „LOW ESR“ kondenzátory k dispozici. Řešením je v použití více menších kondenzátorů zapojených paralelně.

$$C \geq \frac{I_{out}}{\Delta U \times f_{sw}} \quad [F] \quad (3.19)$$

$$C_s \geq \frac{1,052}{0,5 \times 40 \times 10^3} \gg C_s \geq 52,6 \mu F$$

$$C_d \geq \frac{0,3}{0,5 \times 40 \times 10^3} \gg C_d \geq 15 \mu F$$

Dimenzování závěrných napětí výstupních diod je principiálně stejné jako dimenzování závěrného napětí spínacího tranzistoru.

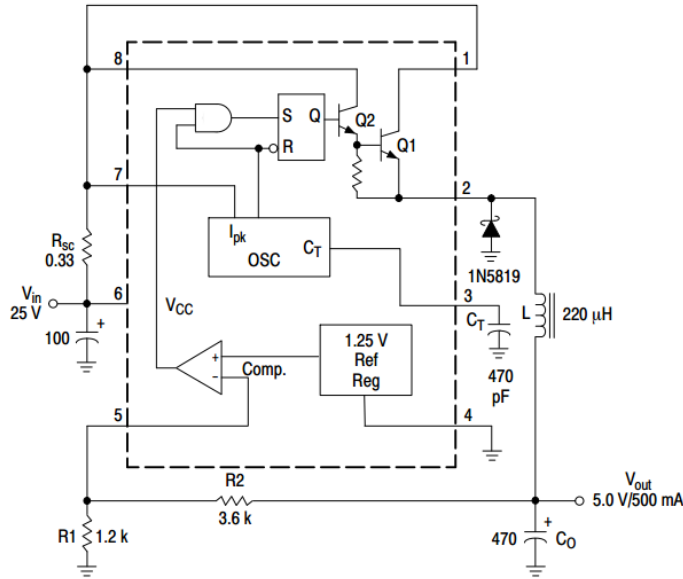
$$V_r \geq V_{out} + V_{in} \times \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad [V] \quad (3.20)$$

$$V_{r_s} \geq 350 + 375 \times \left(\frac{48}{53} \right) > V_{r_s} \geq 689,62 V$$

$$V_{r_b} = V_{r_d} \geq 15 + 375 \times \left(\frac{3}{53} \right) > V_{r_b} = V_{r_d} \geq 36,22 V$$

Aby mikrokontrolér řídící PWM byl schopný vidět na výstupní napětí, musí být všechny zdroje vztaženy na společný potenciál. Napětíová zpětná vazba je zavedena pouze z hlavního sekundárního vinutí N_s , takže zbylé zdroje je nutné dodatečně stabilizovat na požadovanou úroveň lineárními stabilizátory. Zapojení je patrné z v příloze se schématem.

Nejvíce zatěžovaná je větev 5 V a použití lineárního stabilizátoru by bylo nevhodné z důvodu nutného velkého úbytku napětí na něm respektive jeho velkým výkonovým ztrátám. Na místo něj je použit spínaný měnič MC34063 [6] který sníží napětí s podstatně vyšší účinností. Je tedy zapojen jako step-down konvertor a zapojení vychází přímo z dokumentace výrobce.



Obr. 3.8: Zapojení MC34063 [6]

Stejně tak návrh součástek vychází z této dokumentace. Nejprve je vyjádřena střída spínání tohoto měniče pomocí rovnice (3.21). Parametr V_f udává úbytek napětí na výstupní diodě a parametr V_{sat} definuje saturační napětí výstupního spínače integrovaného v obvodu.

$$\frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{V_{out} + V_f}{V_{in_min} - V_{sat} - V_{out}} = \frac{5 + 1}{15 - 1 - 5} = 2/3 \quad (3.21)$$

Dále dokumentace výrobce říká, že obvod je schopný pracovat do frekvence 100 KHz a není žádný důvod, proč by na této frekvenci neměl pracovat i v tomto případě. Z této úvahy lze vyjádřit periodu spínání, ze které se následně určí čas t_{on} a t_{off} .

$$t_{on} + t_{off} = \frac{1}{f} = \frac{1}{100000} = 10 \mu s \quad (3.22)$$

$$t_{on} = \frac{1}{100000} \times \frac{2}{5} = 4 \mu s$$

$$t_{off} = \frac{1}{100000} \times \frac{3}{5} = 6 \mu s$$

Nyní již lze pomocí vztahu (3.23) dopočítat velikost kapacity C_T , jež řídí periodu

spínání měniče.

$$C_t = 4 \times 10^{-5} \times t_{on} = 4 \times 10^{-5} \times 4 \times 10^{-6} = 160 \text{ pF} \quad (3.23)$$

Dále lze pomocí následujícího vztahu (3.24) vyjádřit velikost odporu R_{sc} . Tento odpor slouží jako proudová limitace. Maximální výstupní proud je stanoven s rezervou na 500 mA.

$$R_{sc} = \frac{0,3}{2 \times I_{out_max}} = \frac{0,3}{2 \times 0,5} = 0,3 \, \Omega \quad (3.24)$$

Minimální velikosti výstupní indukčnosti a kapacity jsou definovány pomocí těchto dvou vzorců (3.25 a 3.26). Kromě těchto parametrů je nutné při výběru součástek brát zřetel na proudové respektive napěťové dimenzování. Pro výpočet výstupní kapacity je potřeba stanovit maximální výstupní zvlnění, a to $V_{ripple} = 5 \text{ mV}$.

$$L_{min} = \frac{V_{in_min} - V_{sat} - V_{out}}{2 \times I_{out_max}} \times t_{on} = \frac{15 - 1 - 5}{2 \times 0,5} \times 4 \times 10^{-6} = 36 \, \mu H \quad (3.25)$$

$$C_o = \frac{I_{out_max} \times (t_{on} + t_{off})}{8 \times V_{ripple}} = \frac{0,5 \times 10 \times 10^{-6}}{8 \times 0,005} = 1 \text{ mF} \quad (3.26)$$

V závěru návrhu zbývá navrhnout napěťovou zpětnou vazbu, jež určí velikost výstupního napětí. Je tvořena dvojicí odporů R_1 a R_2 , přičemž pro návrh je zvolen R_1 na hodnotu $1 \text{ k}\Omega$. Vztah popisující jejich poměr vůči výstupnímu napětí je následovný.

$$V_{out} = 1,25 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3.27)$$

$$R_2 = \frac{R_1 \times (V_{out} - 1,25)}{1,25} = \frac{1000 \times (5 - 1,25)}{1,25} = 3 \text{ k}\Omega$$

4 ŘÍZENÍ

V této kapitole je popsán způsob řízení výstupního signálu pomocí mikrokontroléru. Dále je zde rozebrán princip zpětnovazební napěťové regulace. V poslední části této kapitoly je popsán způsob komunikace s osobním počítačem a samotné vzdálené ovládání zařízení.

4.1 Strídač

O řízení výstupního signálu se stará mikroprocesor PIC18F64K22 [6], který dokáže pracovat na frekvenci až 64 MHz. Na začátku programu se inicializuje lookup tabulka s amplitudami sinusoidy. Generování výstupního PWM signálu modulovaného sinusoidou probíhá ve vlastní smyčce spouštěné přerušením časovače. Vždy když přeteče časovač a vyvolá přerušení, tak dojde ke změně hloubky modulace v závislosti na lookup tabulce. Frekvence výstupního signálu je proto přímo závislá na frekvenci přetékání časovače. Změna amplitudy výstupního signálu je realizována násobením hodnoty z lookup tabulky konstantou, která odpovídá poměru změny amplitudy. Princip je tedy identický, jaký lze nalézt u arbitrary waveform generatorů. V průběhu této smyčky je každou půlperiodu odečítáno výstupní napětí a proud a zároveň je pomocí nich provedena regulace odchylky výstupního napětí.

Ve druhé smyčce přerušení probíhá nezávisle případný příjem dat, které jsou ukládána do bufferu. Zároveň jsou zde načítány změny ovládacích prvků, jako jsou tlačítka a enkodér.

V hlavní smyčce programu probíhá cyklická aktualizace informací na LCD zobrazovač. Dále zde je kontrolován příchozí buffer, zda neobsahuje přijatý příkaz. Pokud ano dojde k jeho vykonání.

4.2 Regulator

Jak již bylo popsáno výše v principu generování výstupního PWM signálu, výstupní napětí je úměrné hloubce modulace. Tato hloubka modulace bohužel nemůže být nastavena přímo, ale je nutné ji korigovat pomocí napěťové zpětné vazby. Je to z důvodu proměnlivé výstupní zátěže. Nejběžněji používaný zpětnovazební regulátor je označován jako PID (proporcionálně integračně derivační) a je popsán následujícím vztahem (3.1).

$$u(t) = Kp \times e(t) + Ki \times \int_0^t e(t)dt + Kd \times \frac{de(t)}{dt} \quad (3.1)$$

Kde jednotlivé proměnné jsou:

e – regulační odchylka

Kp – zesílení proporcionální složky

Ki – zesílení integrační složky

Kd – zesílení derivační složky

Tento algoritmus vždy určí regulační odchylku mezi požadovanou hodnotou na výstupu a reálně změřenou hodnotou. Odchylka je následně zesílena, integrována a derivována. Součet těchto jednotlivých částí udává opravenou (zregulovanou) hodnotu, kterou je potřeba nastavit na výstup. Uváděný popis regulátoru je pro lineární systém. Navrhovaný systém provádí korekci výstupního napětí každou půlperiodu, proto je nutné jej převést na regulátor diskretní označovaný jako PSD. Děje se tak nahrazením integrace sumací regulačních odchylek a nahrazením derivace jejich diferencí.

$$u(k) = Kp \times e(k) + Ki \times \sum_{i=0}^k e(i) + Kd \times (e(k) - e(k-1)) \quad (3.2)$$

Proporcionální část pouze zesiluje regulační odchylku. Větší zesílení má za následek rychlejší odezvu regulace, avšak při příliš velkém zesílení může způsobovat nestabilitu systému. Pouze proporcionální regulátor nikdy nemůže ustálit hodnotu na hodnotě požadované, proto se zavádí integrační část. Ta sleduje vývoj regulační odchylky s tím, že čím vyšší hodnoty bude odchylka dosahovat, tím vyšší bude integrační část a naopak. Zároveň snižuje rychlost odezvy a zvyšuje stabilitu regulovaného systému. Tím lze dosáhnout rozumné regulace na přesně požadovanou úroveň. Derivační část kompenzuje rychlé změny, proto zrychluje odezvu a stabilitu. Respektive čím vyšší bude změna regulační odchylky, tím víc bude regulátor zesilovat případně zeslabovat. Tato vlastnost derivační části může zavádět do systému velké překmity.

PS regulátor

V případě navrhovaného střídače je regulace prováděna redukovanou variantou PSD regulátoru s pouze proporcionální a integrační částí (PS regulátor). Diferenční část je záměrně vynechána, protože při rychlosti zpětné vazby odpovídající polovině periody výstupního signálu by velké skoky požadovaného napětí znamenaly vždy velkou chybu výstupního výkonu. Zároveň tím klesnou nároky na výpočetní výkon. Níže je ukázaný příklad implementace jednoduché regulační smyčky v programu MATLAB [5].

```
clc; clear; close all;
%% KONSTANTY REGULATORU
Kp = 0.4;      % zesileni proportionalni casti
Ki = 80;       % zesileni integracni casti
%% DEFINICE CASU
fvz = 100;    % rychlost vzorkovani vystupniho napeti
dt = 1/fvz;
t = 0:dt:0.1; % definice casu simulace
%% POMOCNE KONSTANTY
```

```

integ = 0;
%% POZADAVKY REGULACE
U_poz = 250; % pozadovane vyst. napeti
U_max = 350; % maximalni vyst. napeti
U_out = 300; % pocatecni vyst. napeti
%% REGULACNI SMYCKA
for i = 1:numel(t)

    odchylka = U_poz - U_out; % P
    integ = integ + odchylka*dt; % S

    U_out_nove = Kp*odchylka+Ki*integ;
    m = (U_out_nove/U_max); % hloubka modulance

    if m>2 % zavedeni saturace
        m=2;
    end

    U_out = 0.95*m*U_max; % zavedeni nedokonalého přenosu
    % z důvodu simulace
    out(i) = (U_out); % uložení výstupního napeti
end
%% VYKRESLENÍ
plot(t,out)

```

Nastavení zesílení

Konstanty PS regulátor se budou nastavovat až na hotovém výrobku experimentálně. Nejprve bude zvolena metoda pokus-omyl. Je mnoho postupů jak se pokoušet najít vhodné parametry. Nejčastěji se eliminuje integrační složka a proporcionální složka je zvyšována dokud v systému nenastanou netlumené kmity. Proporcionální složka je následně nastavena na polovinu této hodnoty. Následně se zavede integrační složka a zvedá se opět do úrovně, než systém začne znova kmitat. Nakonec je zesílení integrační složky sníženo na třetinu. Další možností jak získat přibližný nástřel jednotlivých konstant je použití Ziegler-Nicholsovy metody. Opět v prvním kroku návrhu určíme maximální velikost proporcionální složky K_k , kdy systém začne kmitat netlumenými kmity. Následně je určena perioda těchto kmitů, označovanou jako T_k . Pomocí empirických vzorců (3.3) a (3.4) pro PS regulátor jsou zjištěny požadované konstanty zesílení.

$$K_p = 0,45 \times K_k \quad [-] \quad (3.3)$$

$$K_s = \frac{1,2}{f_{vz} \times T_k} \quad [-] \quad (3.4)$$

4.3 Komunikace

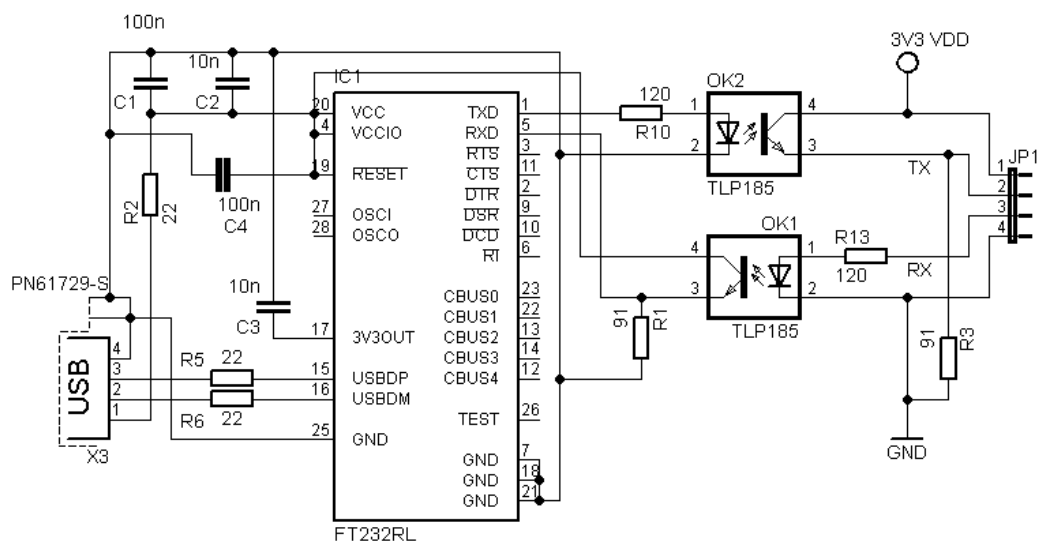
Zařízení má mít možnost si mezi počítačem vyměňovat data reprezentující nastavené výstupní parametry a reálné změřené výstupní parametry. Pro jejich vzájemné propojení slouží sériová linka, jež je implementována v mikroprocesoru. Vzhledem k faktu, že ne každý moderní počítač obsahuje sériovou linku, na kterou stačí převézt napěťové úrovně z mikroprocesoru, je nutné najít jiné řešení. Tím je použití vhodného převodníku sériové komunikace na USB. Převodníkem je myšlen obvod FT232RL od společnosti FTDI [4]. Zapojení je použité doporučené od výrobce z dokumentace k obvodu. Jediná úprava je provedena na připojení komunikačních pinů k mikrokontroléru. Připojením převodníku respektive mikrokontroléru k PC by došlo k přizemnění zařízení a to je nechtěný stav. Z tohoto důvodu je nutné oddělit komunikaci galvanicky pomocí dvojice optočlenů. Použité optočleny mají označení TLP185 [6]. Z dokumentace od výrobce je patrné, že proud budící diodou je 16 mA a úbytek napětí na diodě činí okolo 1,4 V. Mikrokontrolér, stejně jako převodník pracují na 3,3 voltové logice. Aby nedošlo k přebuzení a k poškození budící diody v optočlenu, je nutné vstupní proud snížit předřadným rezistorem.

$$R = \frac{U_{cc} - U_d}{I_d} \quad [\Omega]$$

(3.5)

$$R = \frac{3,3 - 1,4}{16 \times 10^{-3}} = 118,75 \, \Omega$$

Použitý předřadný rezistor se nevyrábí a je proto použitý o hodnotě 120 Ω . Dále je nutné na oba R_x piny přidat pulldown rezistor zajišťující nízkou úroveň pokud komunikace neprobíhá. Celkový způsob připojení počítače k mikrokontroléru je ilustrován následujícím obrázkem.



Obr. 4.1: Oddělený převodník USB -> sériová linka

4.3.1 Komunikační protokol

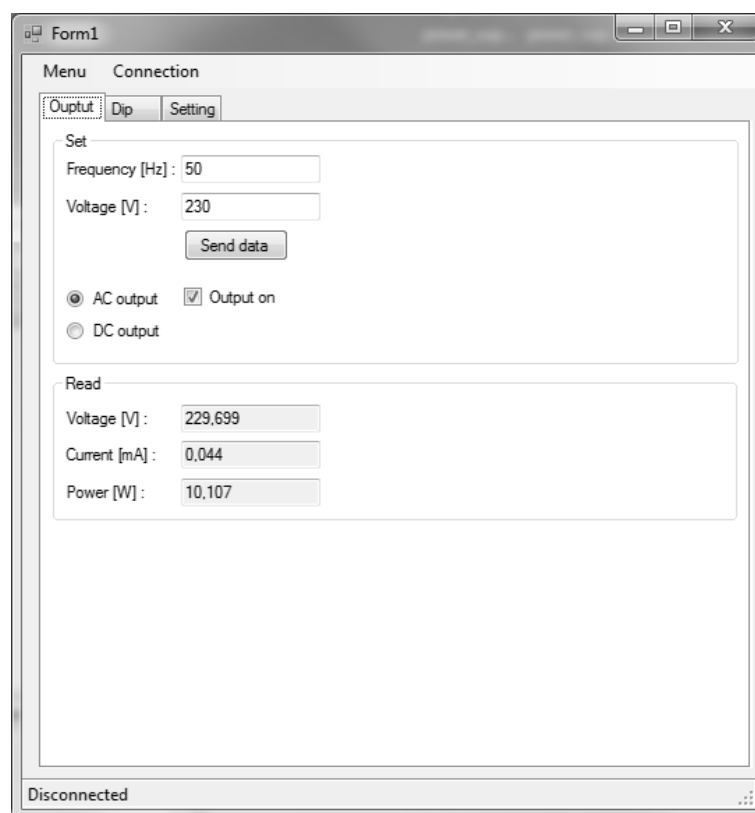
Pro účely výměny dat zahrnujících nastavení zdroje a jeho aktuální stav je navržen jednoduchý komunikační protokol. Rychlost sériové komunikace je zvolena na 19200 Bd. Komunikace probíhá pomocí řetězců zakončených znakem CR. Dotazy na parametr končí znakem „?“. Oddělení příkazu od dat je zajištěno mezerou. Pro zajištění správnosti přijatých dat, které mohou být poškozeny vlivem vnějšího rušení, je na konec odesílaného řetězce vždy přidán kontrolní součet CRC. Po přijetí řetězce je vždy tento kontrolní součet ověřen, a pokud nesouhlasí, dojde k zahození příkazu a vyslání chybového hlášení. Pokud tato situace nastane, je příkaz zaslán opakovaně. Kontrolní součet je vyjádřen dvojicí ASCII znaků reprezentujících hexadecimální číslo. Je spočítán jako XOR přes všechny znaky odesílaného řetězce. Následující seznam popisuje jednotlivé možné příkazy a jejich parametry:

- END
 - Ukončení komunikace a předání řízení na panel zdroje
- PING
 - Dotaz jestli je zařízení aktivní
 - Pokud ano, zařízení odpoví PONG
- VOLT uuu
 - Nastaví požadované výstupní napětí „uuu“ ve voltech
 - Možnost dotazovat se na aktuální nastavení pomocí VOLT?
- FREQ ff
 - Nastaví požadovanou výstupní frekvenci „ff“ v hertzech
 - Možnost dotazovat se pomocí FREQ?
- OUTP 1/0
 - Připojí (1) nebo odpojí (0) výstup zdroje
 - Možnost dotazovat se pomocí OUTP?
- PIDE 1/0
 - Zapíná (1) nebo vypíná (0) zpětnovazební regulaci
 - Možnost dotazovat se pomocí PIDE?
- ACDC 1/0
 - Přepíná mezi střídavým výstupem (1) a stejnosměrným (0)
 - Experimentální funkce
 - Možnost dotazovat se pomocí ACDC?
- DIPE 1/0
 - Spouští (1) případně vypíná (0) simulované poklesy v napájení
 - Možnost dotazovat se pomocí DIPE?
- DIPL ppp
 - Nastaví požadovanou hloubku poklesu napájení v procentech
 - Možnost dotazovat se pomocí DIPL?
- DIPC cccc
 - Nastaví počet půlperiod, během kterých potrvá pokles v napájení
 - Možnost dotazovat se pomocí DIPC?
- DIPP hhh
 - Nastaví fázi, ve které se má spustit pokles v napájení ve stupních

- Možnost dotazovat se pomocí DIPP?
- REPN nn
 - Nastaví počet cyklů, kolikrát má pokles v síti být proveden
 - Možnost dotazovat se pomocí REPN?
- REPT ssss
 - Nastaví dobu po mezi jednotlivými cykly v sekundách
 - Možnost dotazovat se pomocí REPT?
- REPD?
 - Dotaz kolik času v sekundách již uběhlo během cyklu výpadku napájení
- REPA?
 - Vráť, kolikátý cyklus právě probíhá

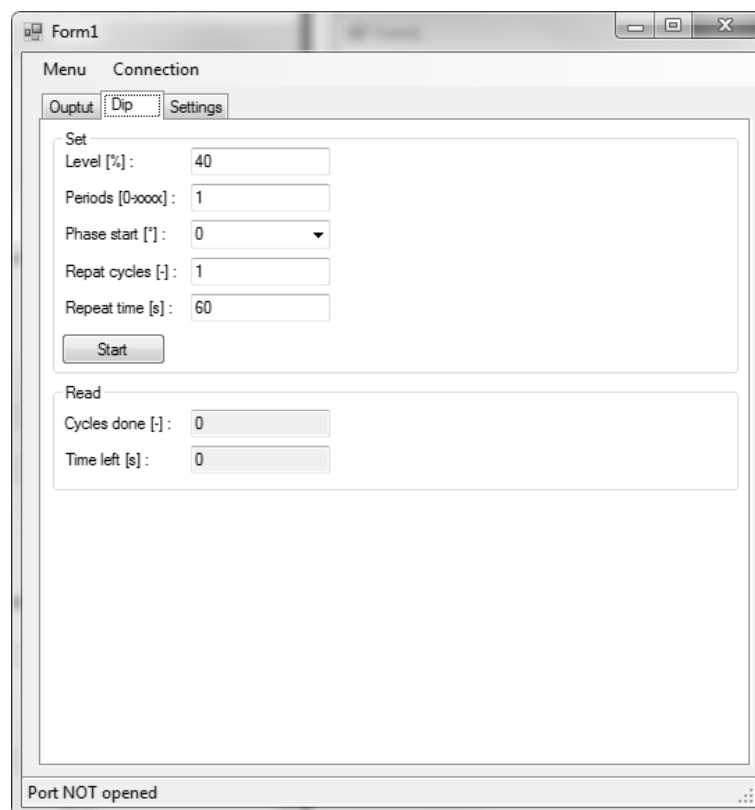
4.4 Ovládací program

Program je vytvořen v prostředí Microsoft Visual Studio Community 2015. Použitý programovací jazyk je C++. Jeho funkce spočívá pouze v odesílání dat z „textboxů“ a cyklickým dotazováním se na aktuální stav zařízení. Veškeré řídicí funkce jsou již přímo zahrnuty uvnitř programu mikrokontroléru. Kontrola dat pomocí CRC je samozřejmě implementována i zde. Grafické rozhraní programu obsahuje tři záložky. V první z nich nazvané „Output“ je zahrnuto základní nastavení výstupních parametrů zdroje. Zároveň zobrazuje aktuální měřené hodnoty napětí a proudu na výstupu.



Obr. 4.2: Ovládací program – karta Output

Druhá záložka nazvaná „Dip“ obsahuje nastavení simulovaných poklesů v napájecí síti. Dále zobrazuje aktuální průběh spuštěné poruchy, respektive kolik zbývá času do konce testu a kolikátý cyklus právě probíhá. V poslední kartě „Settings“ je pouze ovládání zpětnovazební regulace a to jen její zapínání nebo vypínání.



Obr. 4.3: Ovládací program – karta Dip

Se znalostí způsobu komunikace je možné tento ovládací program zavrhnout a přistupovat ke zdroji vzdáleně například pomocí prostředí LabVIEW [14]. Tím lze podstatně rozšířit využití tohoto zdroje. Možné využití může být použití jej jako programovatelný zdroj pro automatizované měřicí pracoviště.

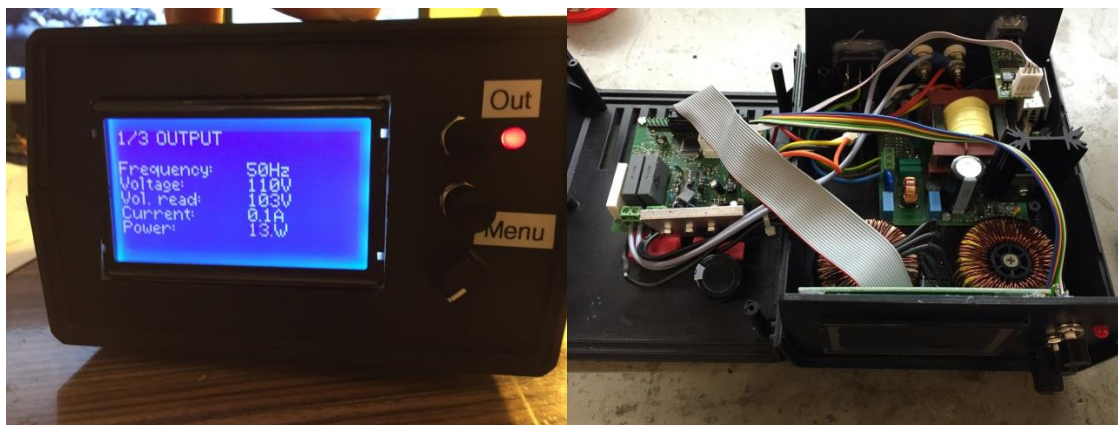
5 REALIZACE

Tato kapitola shrnuje dosažené výsledky přístroje. Obsahuje fotodokumentaci a změřené základní vlastnosti.

5.1 Realizovaný přístroj

Přístroj lze kromě vzdáleného řízení ovládat také pomocí enkodéru a dvou tlačítek

na přední straně. Pro zobrazování aktuálního nastavení a informací o stavu přístroje je na předním panelu velký LCD displej. Na displeji je možné přepínat mezi třemi menu. První z nich zobrazuje informace o výstupním napětí. Menu číslo 2 obsahuje nastavení poruchového stavu sítě a jeho aktivaci. V posledním menu se skrývá zapínání zpětné napěťové vazby.



Obr. 5.1: Realizovaný zdroj

Výstup zdroje je vyveden na dvě přístrojové zdířky v zadní straně zdroje. Ze zadní strany se také připojuje napájení a USB komunikace.

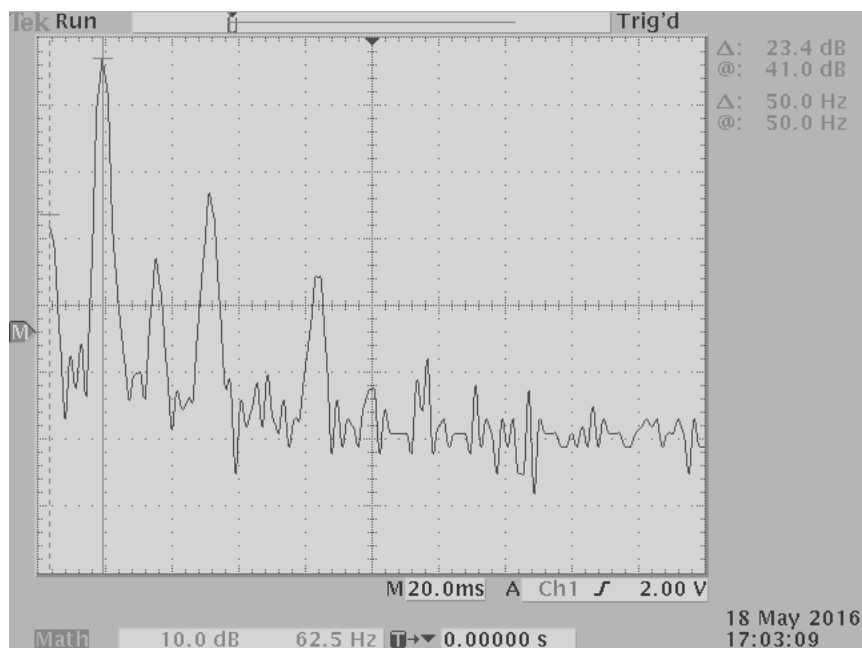
5.2 Parametry výstupního signálu

THD

Činitel harmonického zkreslení udává poměr efektivní hodnoty vyšších harmonických složek obsažených v signálu vůči složce základní harmonické. Jedná se o kvantitativní vyjádření zkreslení výstupního signálu. Jeho výpočet je proveden pomocí následovného vzorce (3.5).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \quad [\%] \quad (3.5)$$

Měření bylo provedeno pomocí osciloskopu se zapnutým výpočtem rychlé Fourierovi transformace. Zdroj byl nastaven na výstupní napětí 110 V / 50 Hz. Zátěž byla čistě rezistivní 10 W.



Obr. 5.2: Spektrum výstupního signálu

Jednotlivé velikosti byly odečítány pomocí kurzorů na osciloskopu. Velikosti nejsilnějších harmonických složek shrnuje následující tabulka (3).

Frekvence [Hz]	50	100	150	250	350
Amplituda [dBV]	41	10,8	20,6	8,6	-3,4
Amplituda [V]	112,2018	3,467369	10,71519	2,691535	0,676083

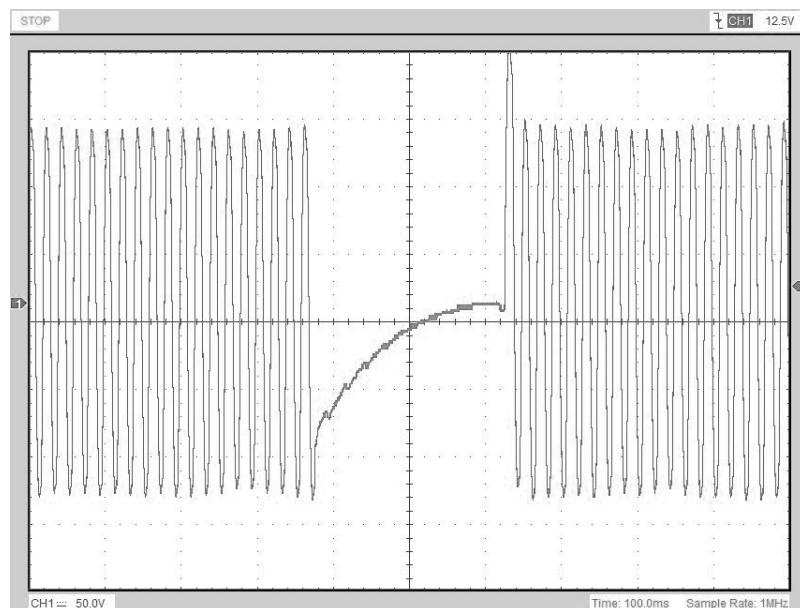
Tab.3: Harmonické složky výstupního průběhu

Z těchto dat je vyčíslen činitel harmonického zkreslení pomocí zmiňovaného vzorce (3.5).

$$THD = \frac{\sqrt{112,2^2 + 3,467^2 + 10,71^2 + 2,691^2 + 0,676^2}}{112,2018} \times 100 = 12,25 \%$$

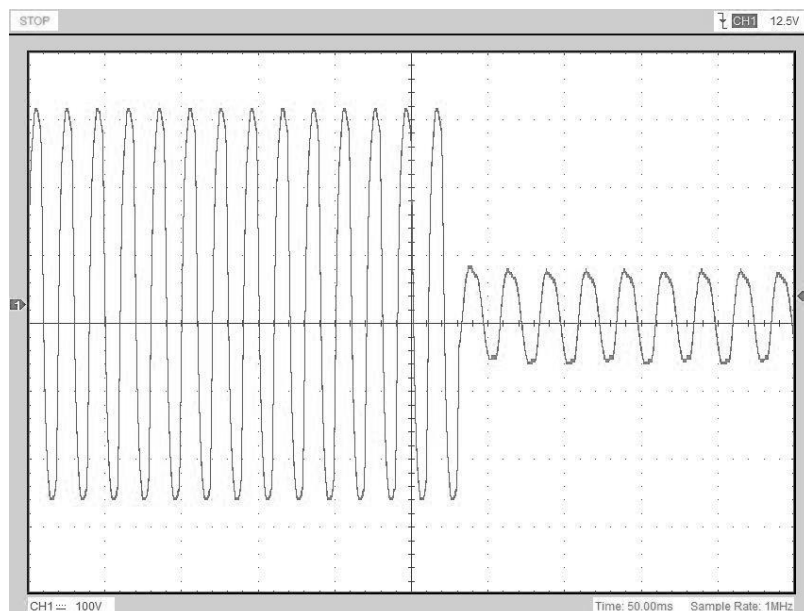
Aktivace poruchových stavů sítě

První obrázek ukazuje, jak zareaguje výstup zdroje při simulovaném poklesu napájení a zapnuté regulační smyčce. Regulační smyčka je kvůli své vlastní stabilitě natolik pomalá, že nestihne správně zareagovat na skokovou změnu výstupního napětí.



Obr. 5.3: Pokles napájení na 20 % ve 315° (10 period)

Další obrázek ilustruje obdobnou situaci, avšak v tomto případě je regulační smyčka vypnutá. Je nutno poznamenat, že v obou případech probíhalo měření na čistě rezistivní zátěži s pevnou hodnotou.

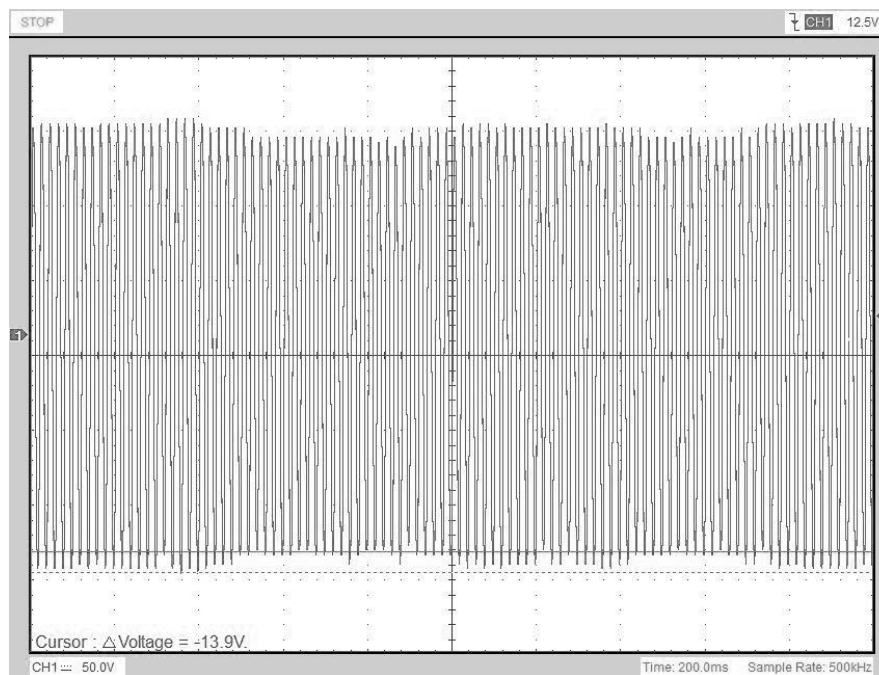


Obr. 5.4: Simulovaný pokles na 40 % v 0°

Vše funguje jak má v případě, že zařízení nemusí skokově snížit napětí na určitou hodnotou, a následně se na ní snažit stabilizovat. Tento stav nastane při totálních výpadcích napájení, kdy je výstup odpojen a následně připojen zpět.

Stabilita zpětné vazby

Každou půlperiodu je kontrolována amplituda výstupního napětí a prováděna její korekce PS regulátorem. Oscilogram na obrázku (5.5) zobrazuje záznam výstupního průběhu dlouhý dvě sekundy. Během té doby byl zaregistrován rozkmit amplitudy až 13,9 V. Referenční výstupní napětí bylo nastaveno na 110 V / 50 Hz.



Obr. 5.5: Stabilita zpětné vazby

Procentuální vyjádření rozkmitu (3.5) udává, že amplituda výstupního napětí může kolísat až o 12,6 %.

$$\frac{13,9}{110} \times 100 = 12,6 \% \quad (3.5)$$

5.3 Účinnost impulzního zdroje

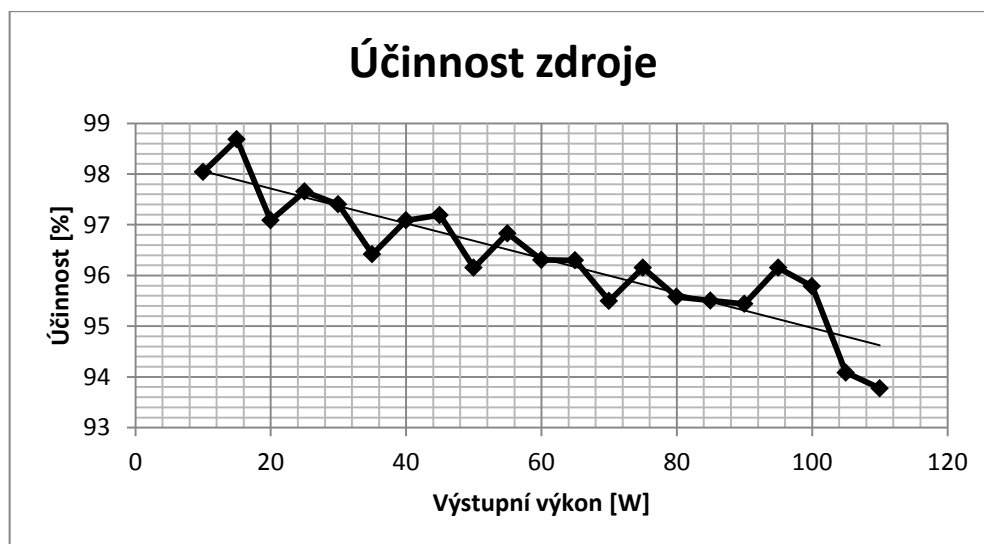
Základním parametrem každého zdroje je jeho účinnost. Měření bylo prováděno na vstupním napětí 230 V_{ac} / 50 Hz. To bylo získáno z programovatelného zdroje Elgar CW801 [15] na kterém byla odečítána hodnota dodávaného výkonu. Impulzní zdroj udržuje na svém výstupu konstantní napětí, takže pro změření zatěžovací charakteristiky byla pouze měněna velikost rezistivní zátěže, respektive odebíraného proudu. Ten byl měřen multimetrem Fluke 179 [13]. Účinnost je definována jako poměr výstupního výkonu vůči vstupnímu.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad [\%] \quad (3.5)$$

$$\eta = \frac{10}{10,3} \times 100 = 97,08 \%$$

Výkon na zátěži [W]	10	15	20	25	30	35
Vstupní výkon [W]	10,20	15,10	20,60	25,60	30,80	36,30
Účinnost zdroje [%]	98,03922	99,33775	97,08738	97,65625	97,4026	96,41873
Výkon na zátěži [W]	40	45	50	55	60	65
Vstupní výkon [W]	41,20	46,30	52,00	56,80	62,30	67,50
Účinnost zdroje [%]	97,08738	97,19222	96,15385	96,83099	96,30819	96,2963
Výkon na zátěži [W]	70	75	80	85	90	95
Vstupní výkon [W]	73,30	78,00	83,70	89,00	94,30	98,80
Účinnost zdroje [%]	95,49795	96,15385	95,57945	95,50562	95,44008	96,15385
Výkon na zátěži [W]	100	105	110			
Vstupní výkon [W]	104,40	111,60	117,30			
Účinnost zdroje [%]	95,78544	94,08602	93,77664			

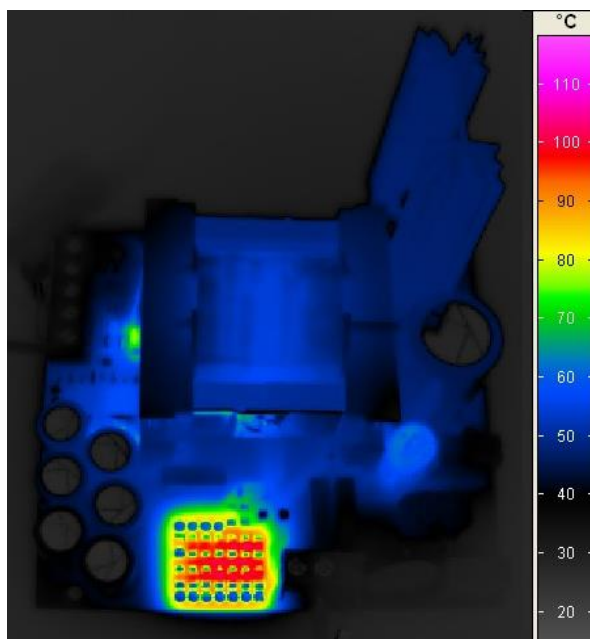
Tab.4: Změřená účinnost zdroje



Obr. 5.6: Účinnost spínaného zdroje

Po dokončení tohoto měření setrval zdroj zatížen na 100 W po dalších 10 minut. Infrakamerou FLIR VarioCAM[®] HD [12] byl pořízen termogram (5.7) zobrazující teplotní namáhání jednotlivých částí zdroje. Z obrázku je patrné, že největší ztráty vznikají tlumícím obvodu, kde teplota přesahuje 100 °C. Vše ostatní se jeví jako

správně dimenzované.



Obr. 5.7: Termogram spínaného zdroje

Během měření účinnosti zdroje nebyla zaznamenána žádná nestabilita experimentálně navržené zpětnovazební smyčky.

6 ZÁVĚR

V předešlém textu je popsán návrh řízeného střídavého zdroje. Hlavním zamýšleným užitím je testování elektromagnetické kompatibility připojených zařízení. Jednotlivé kapitoly se zabývají všemi stěžejními částmi zařízení a jejich teoretickou přípravou pro následnou realizaci.

V první kapitole byly popsány poruchové stavy, které by měl být zdroj schopen nasimulovat. Následně byl zvolen princip generování výkonového nízkofrekvenčního signálu pomocí pulzně šířkové modulace. Tento princip byl rozpracován s konkrétními parametry navrhovaného zdroje. Další část této práce se věnuje návrhu stejnosměrného galvanicky izolovaného zdroje, který slouží jak pro napájení výkonové části zařízení, tak pro napájení řídicích obvodů. Na okraj jsou zmíněny možné topologie impulzních zdrojů, ze kterých je vybrána topologie blokujícího měniče. Během návrhu je využíván kalkulátor od výrobce použitého řídicího obvodu impulzního zdroje. Třetí část popisuje programové vybavení přístroje. Nejprve je popsán princip činnosti řídicího mikrokontroléru, a to především jak je generován výstupní signál pro H-můstek. Dále je v této části popsán princip zpětnovazební napěťové smyčky a ukázka její implementace. V závěru třetí části je popsán způsob komunikace zařízení s osobním počítačem a grafický program sloužící k tomuto účelu.

Teoreticky zpracovaný koncept byl realizován a odzkoušen. Zvolený způsob generování výstupního signálu nevykazuje žádné razantní nedostatky. Činitel harmonického zkreslení výstupního signálu byl vyčíslen na 12 %. Tato hodnota nemá zásadní vliv při testování výpadků napájení. Navržený impulzní transformátor dosahuje účinnosti 90%. Jeho případnou slabinou může být tlumicí obvod, který by bylo vhodné lépe chladit. Komunikace mezi osobním počítačem funguje dle očekávání a ochrana pomocí CRC kódu zajišťuje její spolehlivost. Jediné v čem navrhované zařízení bohužel selhává, je zpětnovazební regulační smyčka. Ta je příliš pomalá a zdroj nestíhá reagovat na rychlé změny výstupního napětí. Namísto osmibitového mikrokontroléru by bylo vhodné použít digitální signální procesor a tuto regulaci urychlit.

Během této práce bylo nutné zkombinovat znalosti z mnoha oborů elektroniky, jako jsou impulzní zdroje, elektromagnetická kompatibilita, filtry, řízení a regulace, embeded programování aj. Samotná realizace byla také poměrně náročná, vzhledem k výrobě impulzních transformátorů, vytváření programů a následného celkového odladování.

LITERATURA

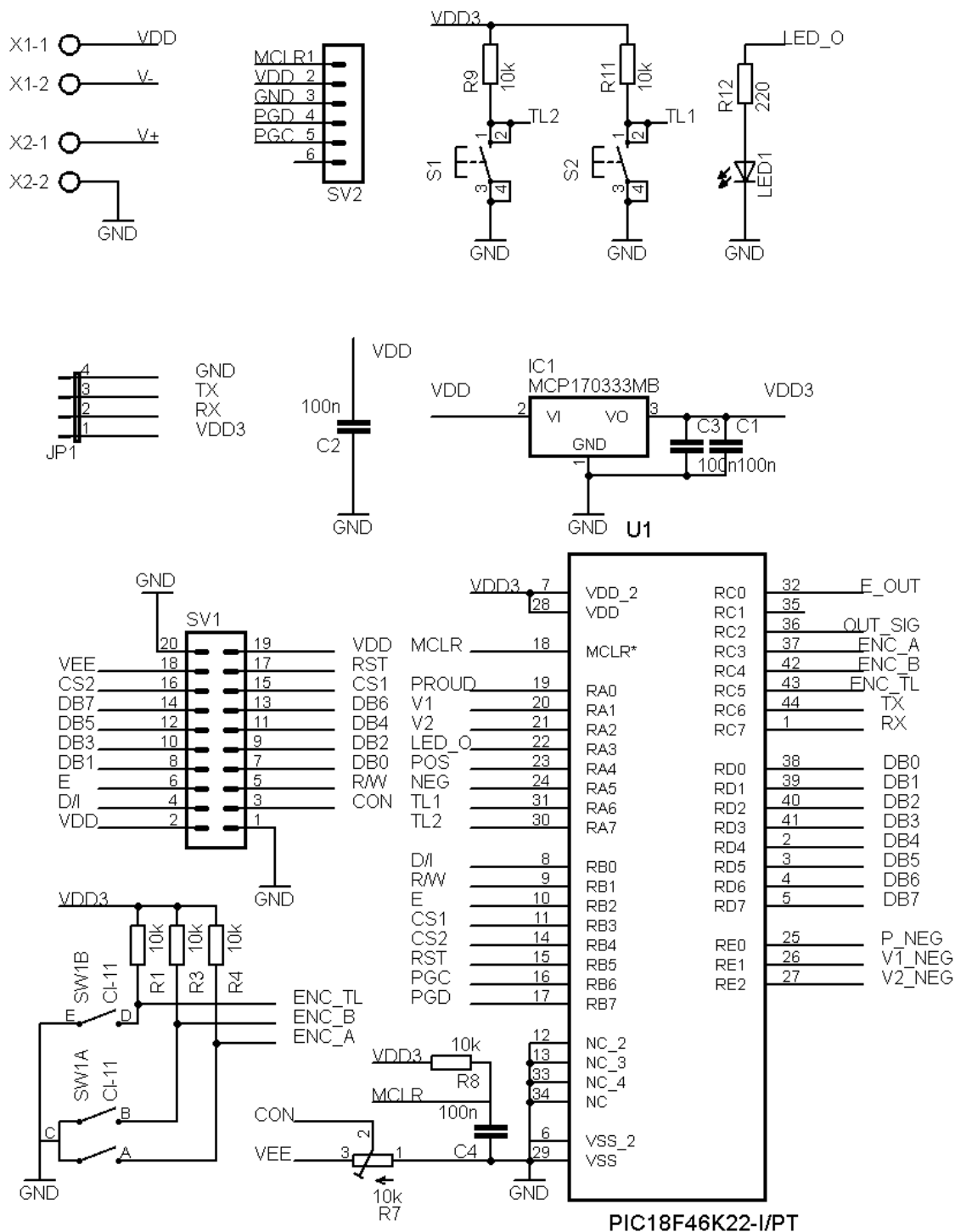
- [1] PRESSMAN, A., BILLINGS, K., MOREY, T. Switching Power Supply Design. 3rd Ed. New York: McGraw-Hill, 2009. 848 p. ISBN: 978-0071482721.
- [2] WILLIAMS, T. EMC for Product Designers, 4th Edition. Boston: Newnes, 2007. 512 p. ISBN: 978-0750681704
- [3] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektrotechnice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. Brno: VUTUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [4] FUTURE TECHNOLOGY DEVICES INTERNATIONAL. FT232R [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z: <http://www.ftdichip.com/>
- [5] MATLAB [online]. HUMUSOFT. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z: <http://www.humusoft.cz/matlab/matlab.htm/>
- [6] Katalogové listy [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z <http://www.alldatasheet.com/>
- [7] Texas Instruments. UCC28600 Design Calculator (Rev. I) [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z <http://www.ti.com/lit/zip/slvc104>
- [8] Texas Instruments. Katalogový list UCC28600 [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28600.pdf>
- [9] TDK. Katalogový list ETD39 [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z http://en.tdk.eu/inf/80/db/fer_13/etd_39_20_13.pdf
- [10] Cosmoferrites. Katalogový list CF139 [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z <http://www.cosmoferrites.com/Downloads/Alnh/CF139.pdf>
- [11] HOTSET. Metody regulace [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z http://www.hotset.cz/uws_files/navody/pid_regulace_zaklady.pdf
- [12] FLIR [online]. [cit. 2016-05-14]. Dostupné z <http://www.flir.eu>
- [13] Fluke 170 série digitálních multimetrů [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z www.fluke.com/fluke/czcs/digitalni-multimetry/fluke-170.htm?pid=56027
- [14] LabVIEW - grafické vývojové prostředí pro návrh systémů [online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z <http://czech.ni.com/labview>
- [15] Elgar CW801M AC Manual Power Supply 800VA 45-500Hz[online]. [cit. 2015-11-27]. Dostupné z http://www.signaltestinc.com/v/vspfiles/assets/datasheet/Elgar_CW_Datasheet.pdf

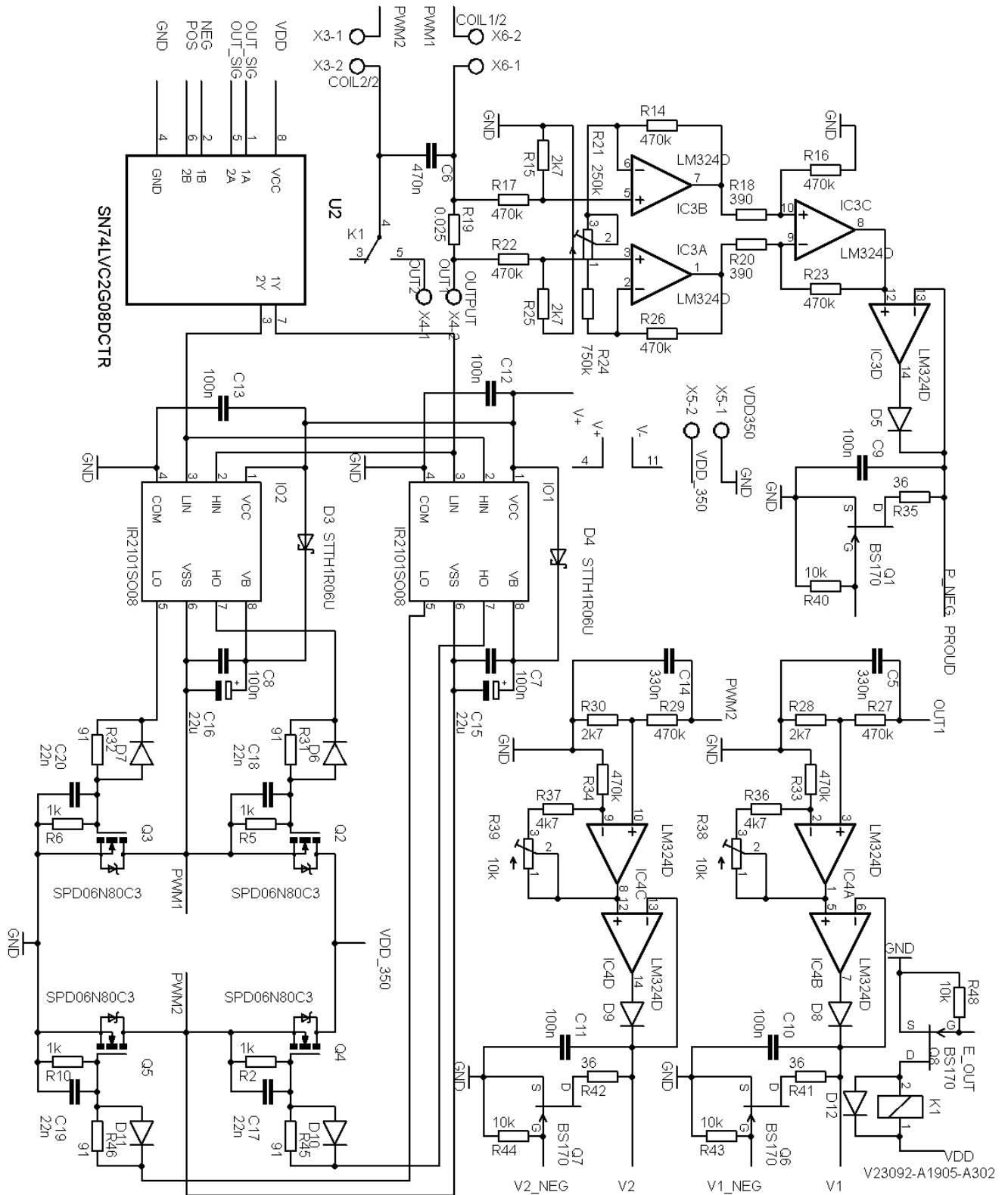
SEZNAM PŘÍLOH

A	Generátor	54
A.1	Obvodové zapojení	54
A.1	Deska plošného spoje - top (strana součástek)	56
A.2	Deska plošného spoje - bottom (strana spojů)	56
A.3	Rozmístění součástek - top	57
A.4	Rozmístění součástek - bottom	57
A.5	Seznam součástek	58
B	Zdroj	61
B.1	Obvodové zapojení	61
B.2	Deska plošného spoje - top (strana součástek)	62
B.3	Deska plošného spoje - bottom (strana spojů)	62
B.4	Rozmístění součástek.....	63
B.5	Seznam součástek	63
C	Převodník	65
C.1	Obvodové zapojení	65
C.1	Deska plošného spoje - top (strana součástek)	66
C.2	Deska plošného spoje - bottom (strana spojů)	66
C.1	Seznam součástek	66

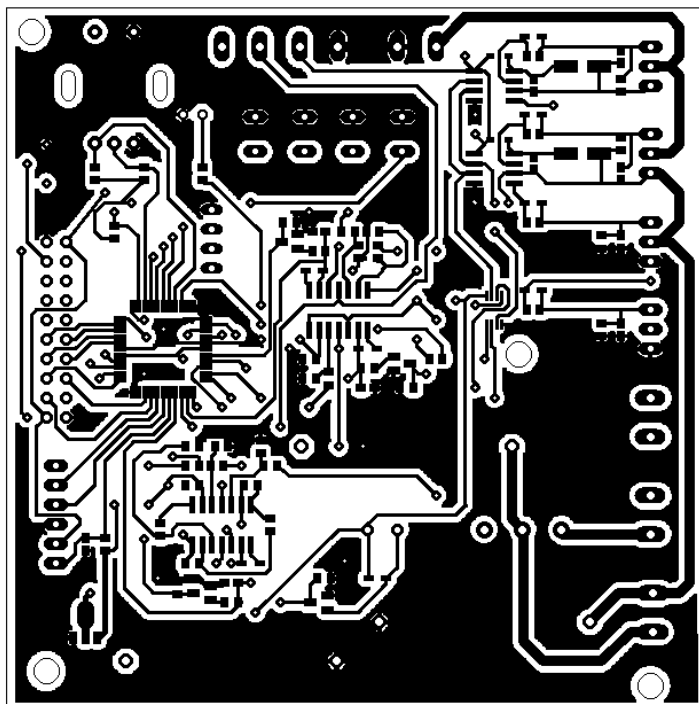
A GENERÁTOR

A.1 Obvodové zapojení



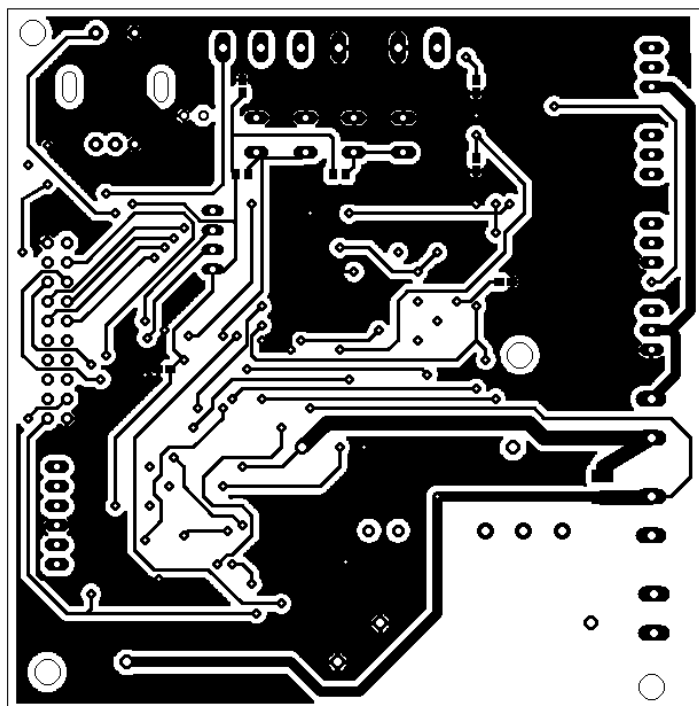


A.1 Deska plošného spoje - top (strana součástek)



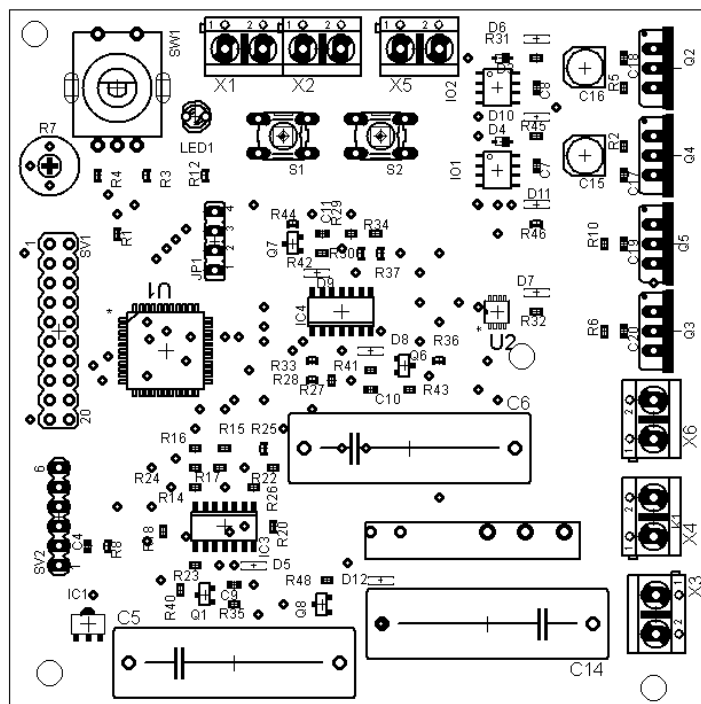
Měřítko 1:1

A.2 Deska plošného spoje - bottom (strana spojů)

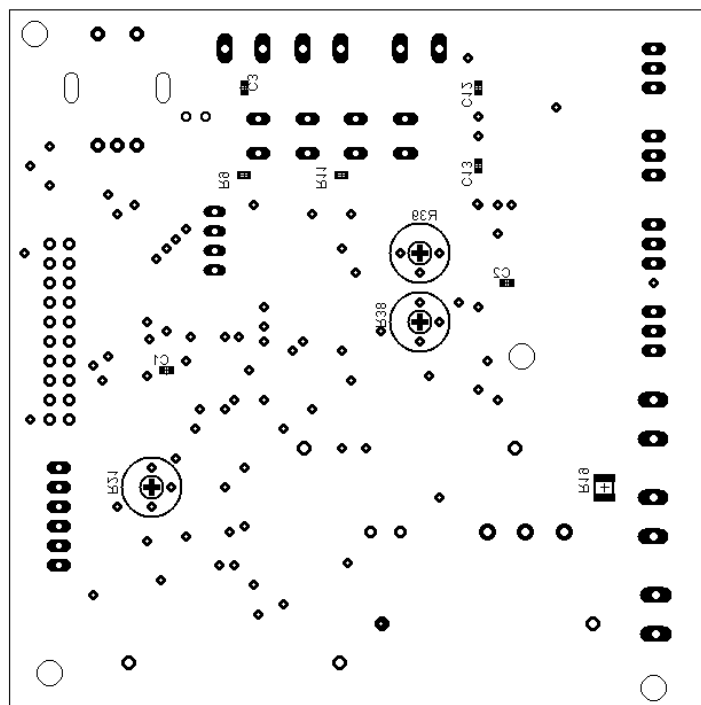


Měřítko 1:1

A.3 Rozmístění součástek - top



A.4 Rozmístění součástek - bottom



A.5 Seznam součástek

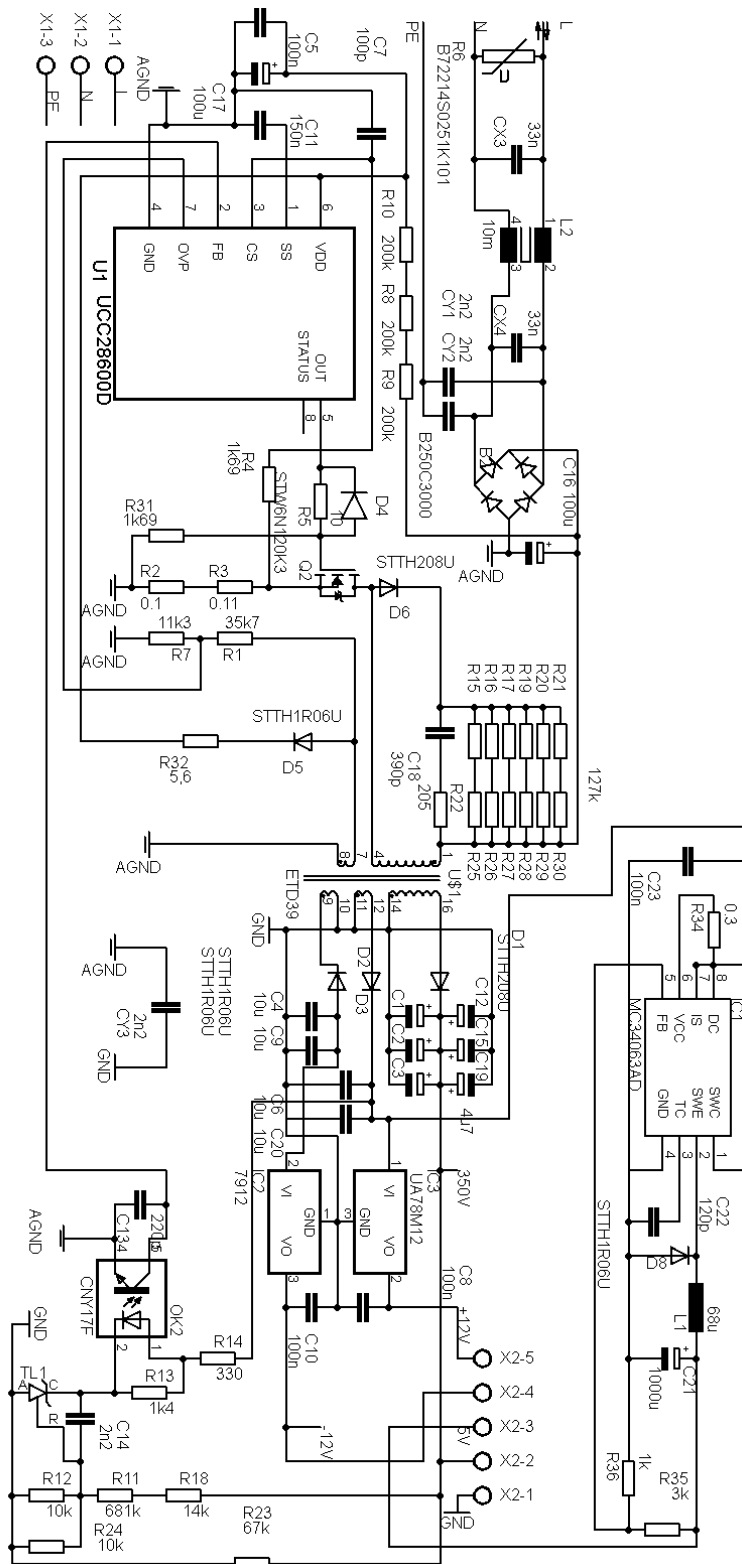
Označení	Hodnota	Pouzdro
C1	100n	C0603
C2	100n	C0603
C3	100n	C0603
C4	100n	C0603
C5	330n	C275-093X316
C6	470n	C275-093X316
C7	100n	C0603
C8	100n	C0603
C9	100n	C0603
C10	100n	C0603
C11	100n	C0603
C12	100n	C0603
C13	100n	C0603
C14	330n	C275-093X316
C15	22u	153CLV-0505
C16	22u	153CLV-0505
C17	22n	C0603
C18	22n	C0603
C19	22n	C0603
C20	22n	C0603
D3	STTH1R06U	SOD323_ST
D4	STTH1R06U	SOD323_ST
D5	1N4148	SOD80
D6	1N4148	SOD80
D7	1N4148	SOD80
D8	1N4148	SOD80
D9	1N4148	SOD80
D10	1N4148	SOD80
D11	1N4148	SOD80
D12	1N4148	SOD80
IC1	MCP170333MB	SOT89
IC3	LM324D	SO14
IC4	LM324D	SO14
IO1	IR2101SO08	SO08
IO2	IR2101SO08	SO08
JP1	JP4	jumper
K1	V23092-A1905-A302	FTR-LYC
LED1	LED3MM	led
Q1	BS170	SOT23
Q2	SPD06N80C3	TO220BV

Označení	Hodnota	Pouzdro
Q3	SPD06N80C3	TO220BV
Q4	SPD06N80C3	TO220BV
Q5	SPD06N80C3	TO220BV
Q6	BS170	SOT23
Q7	BS170	SOT23
Q8	BS170	SOT23
R1	10k	R0603
R2	1k	R0603
R3	10k	R0603
R4	10k	R0603
R5	1k	R0603
R6	1k	R0603
R7	10k	RTRIM3339P
R8	10k	R0603
R9	10k	R0603
R10	1k	R0603
R11	10k	R0603
R12	220	R0603
R14	470k	R0603
R15	2k7	R0603
R16	470k	R0603
R17	470k	R0603
R18	390	R0603
R19	0.025	R1210
R20	390	R0603
R21	250k	RTRIM3339P
R22	470k	R0603
R23	470k	R0603
R24	750k	R0603
R25	2k7	R0603
R26	470k	R0603
R27	470k	R0603
R28	2k7	R0603
R29	470k	R0603
R30	2k7	R0603
R31	91	R0603
R32	91	R0603
R33	470k	R0603
R34	470k	R0603
R35	36	R0603
R36	4k7	R0603
R37	4k7	R0603

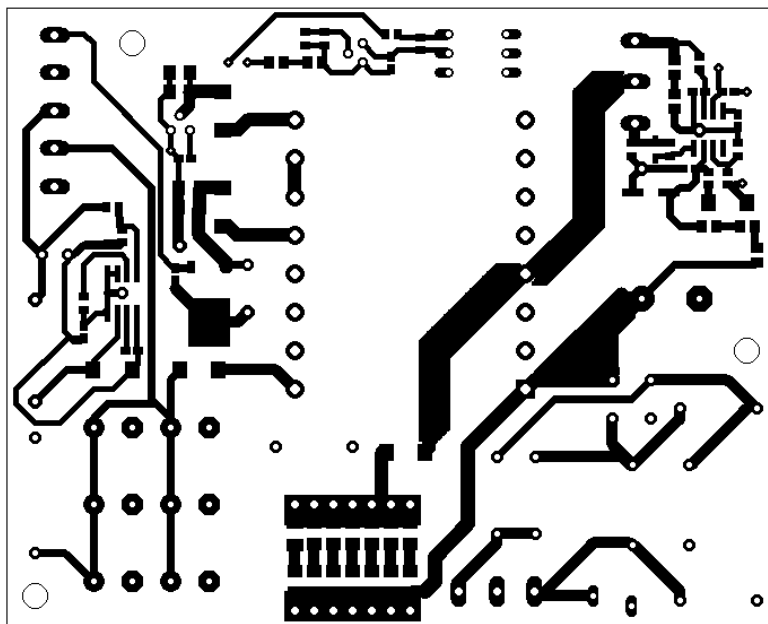
Označení	Hodnota	Pouzdro
R38	10k	RTRIM3339P
R39	10k	RTRIM3339P
R40	10k	R0603
R41	36	R0603
R42	36	R0603
R43	10k	R0603
R44	10k	R0603
R45	91	R0603
R46	91	R0603
R48	10k	R0603
S1	B3F-10XX	switch-omron
S2	B3F-10XX	switch-omron
SV1	MA10-2	con-lstb
SV2	MA06-1	con-lstb
SW1	CI-11	CI-11
U1	PIC18F46K22-I/PT	QFP80P1200X1200X120-44N
U2	SN74LVC2G08DCTR	SOP65P400X130-8N
X1	AK500/2	con-ptr500
X2	AK500/2	con-ptr500
X3	COIL2/2	AK500/2
X4	OUTPUT	AK500/2
X5	VDD350	AK500/2
X6	COIL1/2	AK500/2

B ZDROJ

B.1 Obvodové zapojení

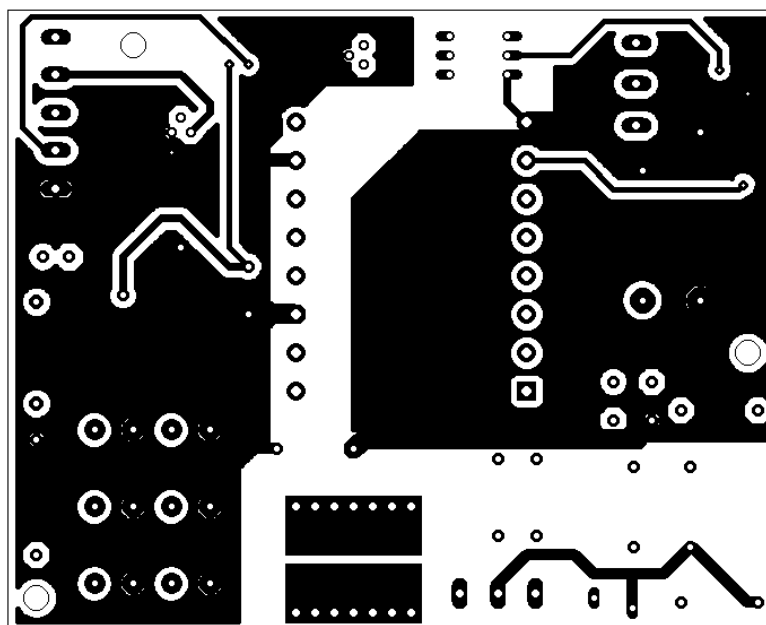


B.2 Deska plošného spoje - top (strana součástek)



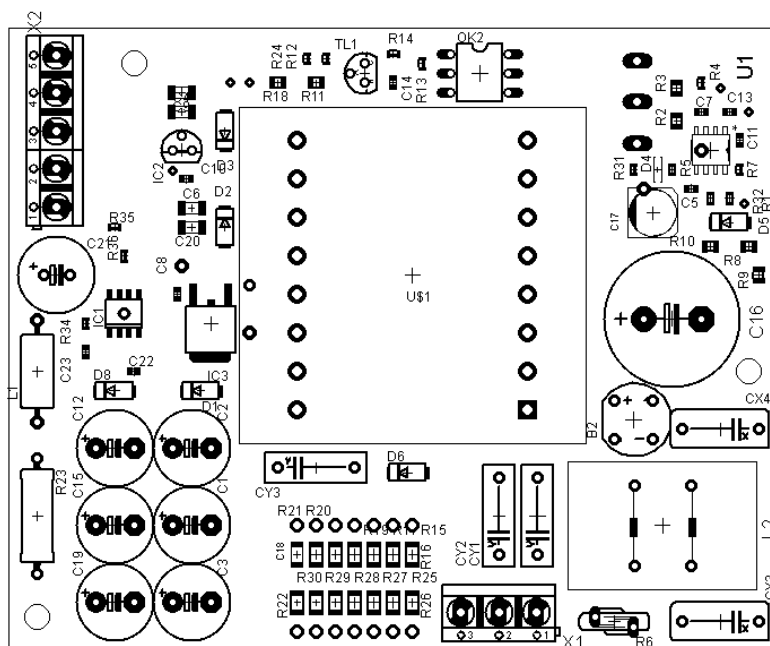
Měřítko 1:1

B.3 Deska plošného spoje - bottom (strana spojů)



Měřítko 1:1

B.4 Rozmístění součástek

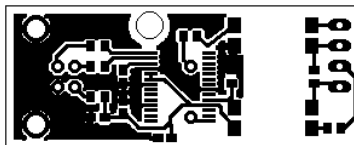


B.5 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro
B2	B250C3000	RB1A
C1	4u7	E5-10,5
C2	4u7	E5-10,5
C3	4u7	E5-10,5
C4	10u	C1206
C5	100n	C0603
C6	10u	C1206
C7	100p	C0603
C8	100n	C0603
C9	10u	C1206
C10	100n	C0603
C11	150n	C0603
C12	4u7	E5-10,5
C13	220p	C0603
C14	2n2	C0603
C15	4u7	E5-10,5
C16	100u	E7,5-18
C17	100u	UD-6,3X7,7_NICHICON
C18	390p	C1206K
C19	4u7	E5-10,5

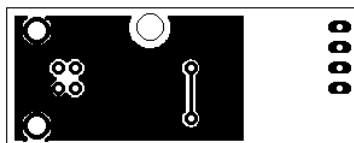
Označení	Hodnota	Pouzdro
C20	10u	C1206
C21	1000u	E3,5-10
C22	120p	C0603
C23	100n	C0603
CX3	33n	XC10B5
CX4	33n	XC10B5
CY1	2n2	YC10B4
CY2	2n2	YC10B4
CY3	2n2	YC10B4
D1	STTH208U	DO214AA
D2	STTH1R06U	DO214AA
D3	STTH1R06U	DO214AA
D4	SOD80	#_GM99
D5	STTH1R06U	DO214AA
D6	STTH208U	DO214AA
D8	STTH1R06U	DO214AA
IC1	MC34063AD	SOIC8
IC2	7912	TO92
IC3	UA78M12	TO252
L1	68u	IR-4
L2	10m	WE-CMB_M
OK2	CNY17F	DIL06
Q2	STW6N120K3	P-TO247
R1	35k7	R0603
R2	0.1	R0805
R3	0.11	R0805
R4	1k69	R0603
R5	10	R0603
R6	B72214S0251K101	S07K11
R7	11k3	R0603
R8	200k	R0805
R9	200k	R0805
R10	200k	R0805
R11	681k	R0805
R12	10k	R0603
R13	1k4	R0603
R14	330	R0603
R15	127k	R1206
R16	127k	R1206
R17	127k	R1206
R18	14k	R0805
R19	127k	R1206

C.1 Deska plošného spoje - top (strana součástek)



Měřítko 1:1

C.2 Deska plošného spoje - bottom (strana spojů)



Měřítko 1:1

C.1 Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1	100n	C0603
C2	10n	C0603
C3	10n	C0603
C4	100n	C0603
IC1	FT232RL	SSOP28
JP1	JP4	jumper
OK1	TLP185	SMD4-7
OK2	TLP185	SMD4-7
R1	91	R0603
R2	22	R0603
R3	91	R0603
R5	22	R0603
R6	22	R0603
R10	120	R0603
R13	120	R0603
X3	PN61729-S	PN61729-S