

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Procesorem řízený síťový spínaný regulovatelný napěťový
zdroj 0–50V/10A**

autor práce: Bc. Václav Špán

vedoucí práce: Ing. Matouš Bárta

Plzeň 2013

Anotace

Tato práce popisuje návrh procesorem řízeného síťového spínaného regulovatelného napětového zdroje. Řídící jednotka je od firmy Texas Instrument. Zdroj lze regulovat od 0 do 50 voltů a jeho proudová zatížitelnost je 10 ampér. Teoretická část obsahuje modifikace měničů a výběr procesoru. Praktická část obsahuje návrh měniče.

Klíčová slova

Spínaný stabilizovaný zdroj, měnič, procesor, řídicí obvod, vstupní obvod, výstupní obvod, transformátor.

Abstract

This work describes the design of microprocessor controlled regulated power line switching mode power supply. The control unit is made by Texas Instrument. Source can be regulated from 0 to 50 volts. Maximal current load is 10 amperes. The theoretical part contains modification of convertors and processor selection. Practical part contains design of converter.

Keywords

Switching stabilized power supply, converter, processor, control unit, input circuit, output circuit, and transformer.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 11.5.2014

Václav Špán

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Matouši Bartlovi za podporu při psaní diplomové práce a za jeho cenné a profesionální rady.

Seznam obrázků

Zapojení blokujícího měniče	14
Zapojení propustného měniče	15
Zapojení plného můstku	16
Zapojení Půl můstku s kapacitním středem.....	17
Zapojení Půl můstku s vyvedeným středem primárního vinutí.....	18
Blokové schéma spínaného stabilizovaného zdroje	21
Blokové schéma měniče.....	25
Funkční schéma blokujícího měniče	26
Funkční schéma obvodu UC3842/3/4/5 [převzato z [1]]	27
Závislost mrtvého času na kondenzátoru C_t	28
Závislost rezistoru R_t na požadované frekvenci oscilátoru.....	28
Odbočky pomocného zdroje.....	30
průběhy proudů v primárním a sekundárním vinutí blokujícího transformátoru.....	31
náhradní tepelný obvod tranzistoru	35
Kapacitní střed měniče	38
průchod proudu vodičem.....	41
Průběh proudu primárním vinutím transformátoru	42
Charakteristika průměrné ztráty výkonu na diodě v závislosti na proudu. [převzato z [7]]	46
Obvod pro měření vstupního napětí zdroje	48
Závislost CTR na procházejícím proudu diodou. [Převzato z [8]].....	49
Obvod pro měření výstupního napětí	50
Závislost výstupního napětí obvodu ACS712 na procházejícím proudu. [Převzato z [9]]	51
Obvod pro měření výstupního proudu	51
Budič tranzistoru – vstupní část	52
Budič tranzistoru – výstup část	53
Schéma pomocného zdroje.....	59
Schéma hlavního měniče.....	60
Schéma obvodu pro měření vstupního napětí	61
Schéma obvodu pro měření výstupního napětí	61
Schéma pro měření výstupního proudu.....	61

Schéma zapojení budiče pro jeden tranzistor	62
Deska plošných spojů pomocného zdroje	63
Osazovací plán pomocného zdroje.....	63
Deska plošných spojů hlavního měniče	64
Osazovací plán hlavního měniče.....	65
Deska plošných spojů a osazovací plán budiče tranzistoru.....	65

Seznam symbolů

PFC	-	Obvod pro kompenzaci účinníku
MOSFET	-	Unipolární tranzistor
IGBT	-	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
LC	-	Článek složený s cívky a kondenzátoru složky
RC	-	Článek složený s rezistoru a kondenzátoru složky
DPS	-	Deska plošných spojů
DSP	-	Digitální signálový procesor
CAN, SCI, SPI	-	Komunikační rozhraní
GPIO	-	Univerzální vstup/výstup
MIPS	-	Milión instrukcí za sekundu
EMI	-	Elektromagnetické vyzařování
EMS	-	Elektromagnetická odolnost
TTL	-	Tranzistorově tranzistorová logika

Obsah

Seznam obrázků	7
Seznam symbolů	9
1 Úvod	12
2 Teoretická část	13
2.1 DC-DC měniče galvanicky izolované transformátorem	13
2.1.1 Blokující měnič	13
2.1.2 Jednočinný propustný měnič	14
2.1.3 Plný můstek	15
2.1.4 Půl-můstek s kapacitním středem	16
2.1.5 Dvojjinný měnič s vyvedeným středem primárního vinutí (Push-Pull).....	17
2.2 Stabilizovaný zdroj	19
2.2.1 Spínaný stabilizovaný zdroj napětí	19
2.3 Procesory teoreticky	22
2.4 Zásady návrhu desek plošných spojů	23
3 Praktická část	24
3.1 Blokové schéma měniče	24
3.2 Návrh pomocného zdroje – blokující měnič	25
3.2.1 Princip řízení pomocného zdroje	25
3.2.2 Integrovaný obvod UC3845.....	26
3.2.3 Určení napěťových úrovní pomocného zdroje	28
3.2.4 Návrh blokujícího transformátoru.....	30
3.2.5 Ztráty a chlazení spínacího tranzistoru	34
3.3 Návrh hlavního měniče – Půl můstek s kap. středem	37
3.3.1 Volba filtračního kondenzátoru pro vstupní stranu zdroje	37
3.3.2 Návrh filtrační tlumivky	38
3.3.3 Návrh transformátoru	41

3.3.4	Volba výkonových tranzistorů a chladiče.....	43
3.3.5	Volba výkonového usměrňovače a chladiče	45
3.3.6	Volba filtračního kondenzátoru pro výstupní stranu zdroje.....	47
3.3.7	Princip měření vstupního napětí	47
3.3.8	Princip měření výstupního napětí a jeho vizualizace	49
3.3.9	Princip měření výstupního proudu a jeho vizualizace.....	50
3.3.10	Obvod budiče tranzistoru	52
3.4	Procesor.....	54
4	Závěr	56
	Použitá literatura	57
	Přílohy.....	59
	Schémata zapojení:.....	59
	Desky plošných spojů a osazovací plány.....	63

1 Úvod

V dnešní době se spínané zdroje používají v mnoha aplikacích. Zejména tam, kde je potřeba vysoký výstupní výkon. Výhodou spínaného zdroje jsou malé rozměry a vysoká efektivita. Za nevýhodu může být považována vyšší cena a větší rušení napájecí sítě a okolních elektrických zařízení.

Je mnoho druhů spínaných zdrojů, nejčastější bývají napěťové zvyšovače, snižovače, izolující měniče, patřící do skupiny DC-DC měničů používaných pro změnu velikosti stejnosměrného napětí, nebo DC-AC měniče (střídače), které ze stejnosměrného napětí vytvářejí střídavé. Většina těchto zdrojů má pevně nastavené výstupní napětí. Spínané zdroje s nastavitelnými parametry se hlavně používají v laboratorním prostředí. Nevýhodou je jejich vysoká cena.

V této práci se pokusím navrhnout spínaný zdroj s regulovatelným výstupním napětím 0–50 voltů. Výkon tohoto měniče by měl být 500 wattů. Napájení bude síťové (230V/50Hz). Tento zdroj bude řízený mikroprocesorem TMS320F28044. Zdroj bude možné použít v mnoha aplikacích. Od různých experimentů, kde je potřeba regulovatelného napěťového zdroje, až po nepřetržité napájení 500 wattového stejnosměrného obvodu do napětí 50 V.

Diplomová práce se skládá ze dvou částí. První část je teoretická a jsou v ní popsány principy nejpoužívanějších měničů, procesory obecně a zásady návrhu desky plošných spojů.

Druhá, rozsáhlejší část se týká samotného návrhu spínaného zdroje a obsahuje blokové schéma celého zdroje, návrh pomocného zdroje, návrh tlumivky hlavního měniče, návrh impulzního transformátoru, návrhy filtrů, princip měřících a budících obvodů, volbu výkonových součástek a výpočet jejich ztrát, popis použitého mikroprocesoru atd.

2 Teoretická část

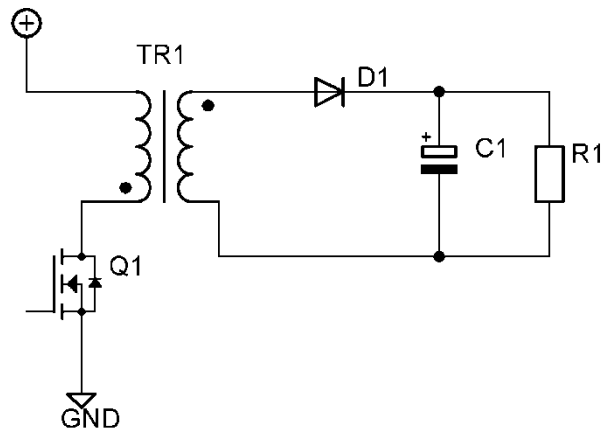
2.1 DC-DC měniče galvanicky izolované transformátorem

Na vstup každého zde uvedeného měniče se přivádí usměrněné a vyfiltrované napětí. Používají se vysoké frekvence spínání (vyšší nežli síťový kmitočet) z důvodu menších rozměrů induktivních a kapacitních součástek, na úkor spínacích ztrát výkonových součástek. Frekvenci lze zvyšovat jen s přihlédnutím na dynamické parametry použitých součástek. Zejména se jedná o výkonové polovodiče (doby sepnutí a rozepnutí), vliv parazitních kapacit a indukčností, skinefektu, většího rozsah rušení atd.

2.1.1 Blokující měnič

Tento měnič s impulzním transformátorem (Obr. 2.1) se nejčastěji používá do výkonu 100W. V tomto obvodu má transformátor spíše funkci dvou-vinuťové tlumivky, nežli transformátoru, protože energie se nepřenáší rovnou z primárního vinutí na sekundární, ale naakumuluje se v jádře transformátoru a poté se přenáší na sekundární vinutí. Transformátor je rozměrnější, než u propustného měniče. Výhodou tohoto zapojení je jednoduchost, snadná možnost dosažení zkratové odolnosti a možnost tvorby více napěťových úrovní.

Funkce: Při sepnutí tranzistoru $Q1$ dochází k nárůstu proudu. Proud tekoucí transformátorem v něm indukuje magnetické pole. Diodou $D1$ proud neprochází, protože je polarizována závěrně. Při rozepnutí tranzistoru $Q1$ dochází k zanikání magnetického pole transformátoru, polarita napětí na sekundárním vinutí se otočí. Tím se dioda $D1$ uvede do propustného stavu a proud tekoucí obvodem se uzavírá přes zátěž. Kondenzátor $C1$ slouží k filtraci napětí.

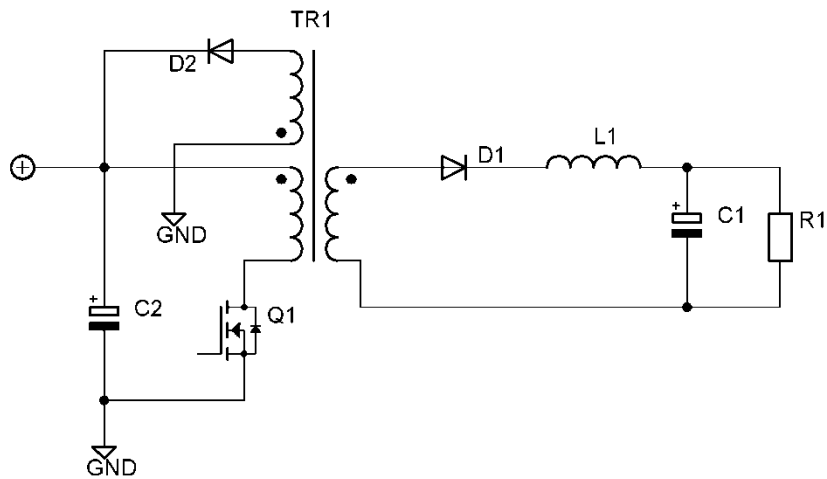


Obr. 2.1: Zapojení blokujícího měniče

2.1.2 Jednočinný propustný měnič

Pokud spínáme větší výkony, je tento měnič vhodnější, než měnič blokující. Měnič (Obr. 2.2) má kromě primárního vinutí a sekundárního vinutí i demagnetizační vinutí, které slouží k odmagnetování jádra transformátoru, když je spínač S vypnut, jinak by docházelo ke ztrátě účinnosti měniče, protože by se naakumulovaná energie mařila v jádře.

Funkce: Po sepnutí tranzistoru $Q1$ dochází k nárůstu proudu primárním vinutím, kde dochází k indukci magnetického pole. V sekundárním vinutí se indukují napětí v závislosti na počtu závitů a přes diodu $D1$, která je v propustném stavu se uzavírá proud do zátěže $R1$. Po vypnutí spínače začne zanikat magnetické pole transformátoru a polarita napětí se otočí. Dioda $D1$ je nyní v závěrném stavu a napětí na demagnetizačním vinutí je polarizované tak, že dioda $D2$ je v propustném stavu a magnetická indukce v jádře transformátoru klesá. Tímto se energie indukovaná v jádře vrací zpět do zdroje. Kondenzátor $C1$ a tlumivka $L1$ slouží jako výstupní filtr. Demagnetizační vinutí je možné zapojit jak na primární stranu transformátoru, tak i na stranu sekundární.

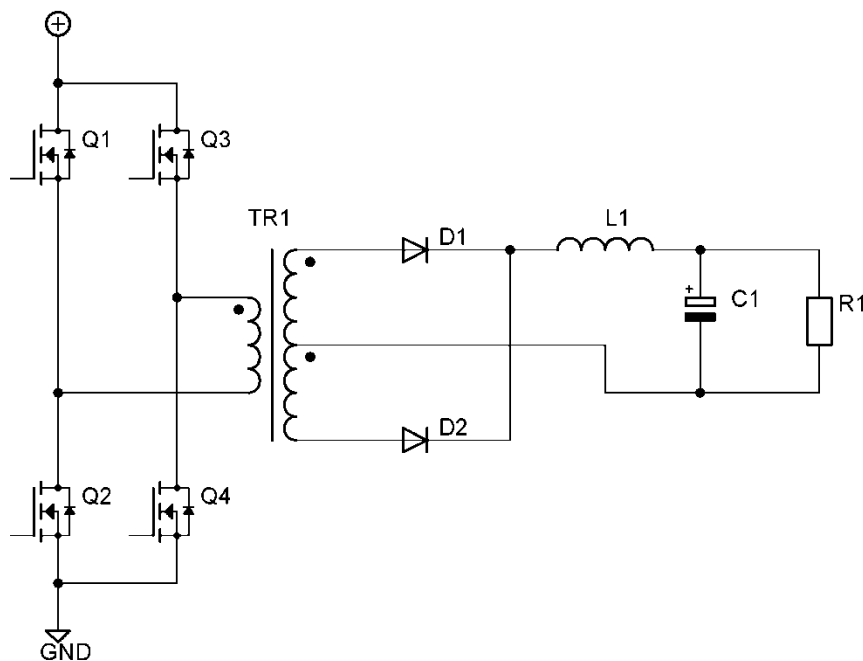


Obr. 2.2: Zapojení propustného měniče

2.1.3 Plný můstek

Dvojitý plný můstek (Obr. 2.3) je vhodný pro vysoké výstupní výkony. Jedná se o složitější zapojení vzhledem k předchozím měničům, hlavně z pohledu řízení spínacích součástek. Zapojení obsahuje čtyři spínací součástky, u kterých se musíme zvláště vyvarovat sepnutí dvou v jedné větvi. Abychom sepnutí zamezili, používají řídicí obvody tzv. mrtvé časy, které poskytují dostatečnou časovou prodlevu pro vypnutí tranzistorů. Transformátor plného můstku má při stejném výkonu menší rozměry, než propustný měnič, protože využívá dvojnásobný rozsah magnetické indukce (kladný i záporný).

Funkce: Spínací součástky $Q2$ a $Q3$ jsou sepnuty a $Q1$ a $Q4$ jsou vypnuté. Proud transformátorem $TR1$ narůstá a s ním i magnetický tok jádrem. V sekundárním vinutí se indukují napětí. Dioda $D1$ je v propustném stavu a uzavírá se přes ni proud do zátěže, dioda $D2$ je v závěrném stavu. V dalším cyklu jsou $Q1$ a $Q4$ sepnuty a $Q2$ a $Q3$ vypnuty. Magnetizační tok v jádru klesá. Na sekundárním vinutí se otočí polarita napětí, tudíž dioda $D2$ je v propustném stavu a uzavírá se přes ni proud do zátěže, dioda $D1$ je v závěrném stavu. Tlumivka $L1$ a kondenzátor $C1$ slouží stejně jako v předchozím případě jako výstupní filtr.



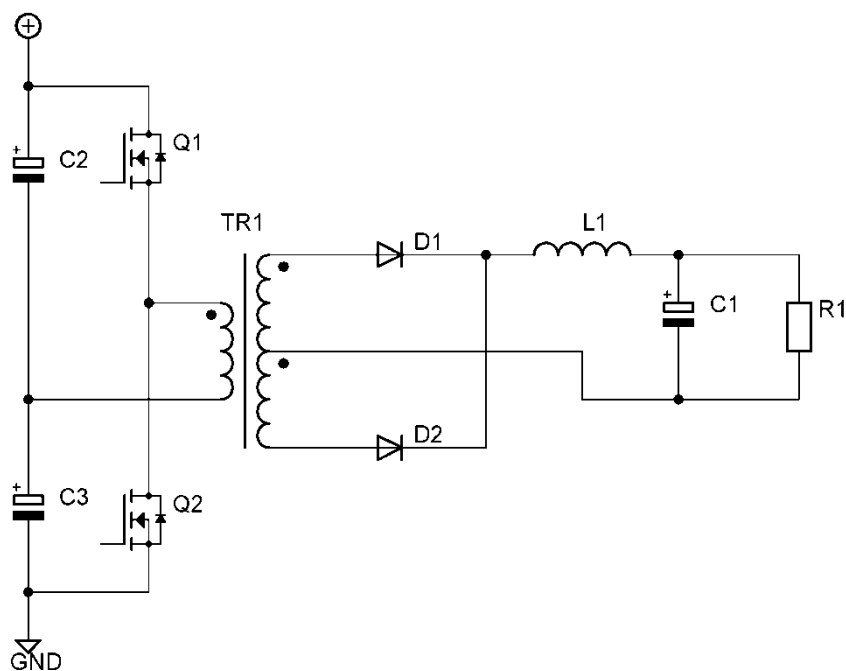
Obr. 2.3: Zapojení plného můstku

2.1.4 Půl-můstek s kapacitním středem

Výhodou tohoto zapojení (Obr. 2.4) je jednodušší zapojení pro řízení spínacích součástek, než u plného můstku. Stejně jako u předešlého zapojení, nesmí dojít k sepnutí spínačů v jedné větvi ($Q1$ a $Q2$). Jelikož napětí, které spínáme výkonovými obvody, je poloviční, než u plného můstku, tak pro stejný výkon měniče musíme spínat dvakrát vyšší proudy.

Funkce: Kondenzátory $C2$ a $C3$ tvoří napěťový dělič, kde je v ideálním případě na každém kondenzátoru poloviční napětí. Pokud je sepnut tranzistor $Q1$, $Q2$ musí být vypnut. Proud primárním vinutím lineárně narůstá a budí v jádře transformátoru $TR1$ magnetický tok. Na sekundárním vinutí se indukují napětí. Dioda $D1$ je v propustném stavu a prochází přes ni proud, dioda $D2$ je ve stavu závěrném a tudíž nevede.

Pokud je sepnut tranzistor $Q2$, $Q1$ musí být vypnut. Magnetický tok v jádru transformátoru $TR1$ klesá. Na sekundárním vinutí se indukují napětí s opačnou polaritou, než v předchozím případě. Dioda $D2$ je v propustném stavu a prochází přes ni proud, dioda $D1$ je ve stavu závěrném a tudíž nevede. Tlumivka $L1$ a kondenzátor $C1$ slouží jako výstupní filtr.

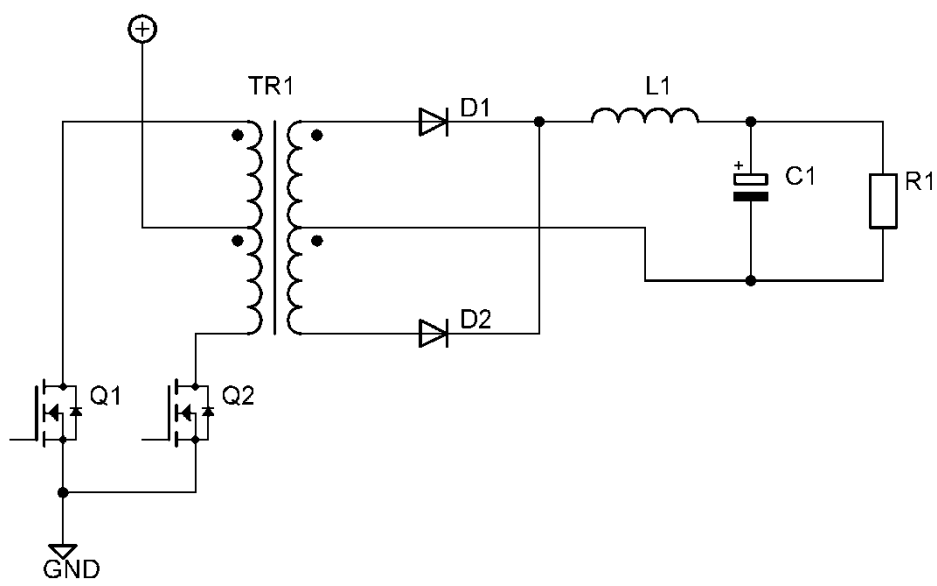


Obr. 2.4: Zapojení Půl můstku s kapacitním středem

2.1.5 Dvojitý měnič s vyvedeným středem primárního vinutí (Push-Pull)

Výhoda tohoto měniče (Obr. 2.5) je jednoduchosti obvodů pro spínací součástky, už jen proto, že mohou být na stejném potenciálu. Nevýhodou je transformátor s vyvedeným primárním vinutím, jehož konstrukce je složitější a dvojnásobné napěťové namáhání spínacích prvků.

Funkce: spínací prvek $Q2$ je sepnut a $Q1$ je vypnut. V magnetickém obvodu transformátoru $TR1$ narůstá magnetický tok. Tento tok se uzavírá přes sekundární vinutí a na tom se indukuje napětí. Dioda $D1$ je v propustném stavu a dioda $D2$ v závěrném. Pokud je tranzistor $Q1$ sepnut a $Q2$ je vypnut. Proud na primárním vinutí začíná lineárně klesat a na sekundárním vinutí se otočí polarita napětí. Dioda $D2$ je nyní v propustném stavu a dioda $D1$ v závěrném. Tlumivka $L1$ a kondenzátor $C1$ slouží jako výstupní filtr.



Obr. 2.5: Zapojení Půl můstku s vyvedeným středem primárního vinutí

2.2 Stabilizovaný zdroj

Stabilizovaný zdroj je zařízení, které dodává elektrickou energii do napájeného elektrického obvodu. Pokud se jedná o zdroj proudu, je díky stabilizaci výstupní proud konstantní. U zdroje napětí dochází ke stabilizaci výstupního napětí.

2.2.1 Spínaný stabilizovaný zdroj napětí

Spínaný stabilizovaný zdroj (Obr. 2.6) se skládá ze vstupního filtru (EMI), vstupního usměrňovače, výkonového spínače, vysokofrekvenčního (impulzního) transformátoru, výstupního usměrňovače, výstupní filtru a řídicího obvodu.

Vstupní filtr slouží k odfiltrování rušivých signálů, které vytváří vysokofrekvenční spínací obvod. Chrání napájecí síť. Ideální filtr by měl propouštět jen užitečný signál o frekvenci 50Hz a vyšší kmitočty nepropustit, ve skutečnosti takový filtr nelze vyrobit, proto je snaha se k ideálnímu filtru aspoň co nejvíce přiblížit. Při špatném návrhu vstupního filtru může zdroj sloužit, jako zdroj vysokofrekvenčního rušení. Rušení se může projevat v audiotecnice jako pískání, může dojít k rušení citlivých elektronických systémů, nebo k vlastnímu rušení, například řídicího obvodu.

Usměrňovač usměrňuje střídavé napětí ze sítě.

Výkonový spínač je tvořen unipolárním tranzistorem (při spínání nižších napětí) nebo bipolárním tranzistorem. Spínací frekvence spínaných zdrojů bývá v řádu desítek kHz pro zdroje řádově do několika jednotek KW. Pro velmi vysoké výkony řádů stovek KW, až jednotek MW používané například pro vlakovou nebo trolejbusovou dopravu jsou spínací frekvence v řádu jednotek KHz. Jako spínací součástka u takto velkých výkonů je většinou použit IGBT (isolated gate bipolar transistor). Jedná se o kombinaci bipolárního a unipolárního tranzistoru. Pro řídicí část se používá unipolární technologie a pro výkonovou část bipolární.

Vysokofrekvenční transformátor transformuje napětí, které je spínané výkonovým spínačem. Protože má vysokou spínací frekvenci, nemusí být transformátor tak rozměrný a

tudíž tak hmotný jako u stabilizátoru napájeného ze síťového transformátoru. Na materiály jader transformátorů jsou, oproti síťovým transformátorům, kladeny zvláštní požadavky vzhledem k vysokým spínacím frekvencím. Do 2–3 KHz je možné použít železo, u vyšších frekvencí se používá ferit.

Usměrňovač za VF transformátorem musí být z rychlých diod (shottkyho), z důvodu rychlého uzavření PN přechodu v blokovacím stavu. Používá se můstkové zapojení nebo transformátor s vyvedeným středem se dvěma diodami.

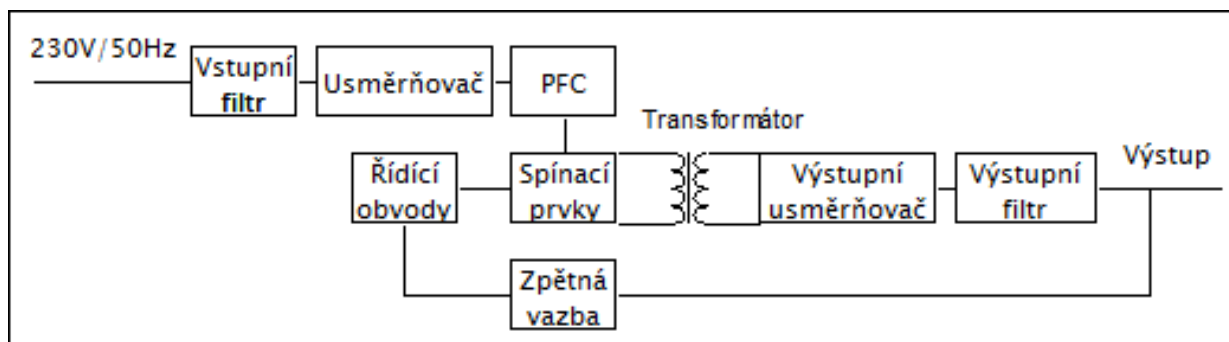
Výstupní filtr slouží k vyhlazení sekundárního a primárního proudu transformátoru. U propustných měničů se skládá z tlumivky.

Pro realizaci zpětné vazby a tedy stabilizaci výstupního napětí je hodnota výstupního napětí snímána a v podobě signálu závisejícím na druhu převodníku a přiváděna na řídicí obvod. Řídicí obvod vyhodnocuje signál z čidla a přizpůsobuje tomu střidu sepnutí výkonového spínače. Řídicí obvod je většinou realizován jako integrovaný obvod, v mém případě mikroprocesor. Podle výstupního napětí, které se porovnává se zadanou hodnotou v mikroprocesoru, se vyhodnocuje střída pulzní šířkové modulace (PWM). PWM signál spíná výkonový spínač.

Výhodou spínaných zdrojů je vysoká efektivita a nízká hmotnost a na rozdíl od lineárních stabilizovaných zdrojů cena s výkonem neroste tak rychle, jako u lineárních zdrojů.

Nevýhodou je složitost obvodu, a tvorba vyšších rušivých signálů a tedy i větší nároky na filtrační obvody a návrh aplikace.

PFC (Power Factor Correction) je zkratka, která označuje obvod pro kompenzaci účinnosti. Existují pasivní a aktivní PFC. Pasivní PFC je tvořen vstupní tlumivkou před filtračním kondenzátorem. Aktivní PFC je tvořen zvyšovacím měničem, který moduluje odebíraný proud ze sítě tak, aby co nejvíce připomínal sinusovku. Ideálně dochází k odběru činného výkonu, tedy s nulovým jalovým a deformačním výkonem.



Obr. 2.6: Blokové schéma spínaného stabilizovaného zdroje

2.3 Procesory teoreticky

Základním parametrem je výpočetní výkon. Udává se v jednotkách MIPS (Million Instruction per second) a vyjadřuje kolik milionů instrukcí za sekundu je procesor schopen vykonat.

Dalším parametrem je šířka datové sběrnice. V nynější době jsou nejčastěji používány 32 bitové procesory.

Důležitá je také dostatečný počet periférií. Pro spínané aplikace se jedná například o vstupní-výstupní brány (GPIO), druhy komunikačních rozhraní jako je SCI, SPI nebo CAN a hlavně dostatek PWM výstupů a přítomnost A/D převodníku. Pro minimalizaci pinů procesoru jsou některé piny sdílené, jinak řečeno jeden pin může sloužit jako GPIO nebo jako PWM. Musíme tedy s tímto sdílením počítat.

Velice důležitá je paměť. Většinou jsou paměti kombinované. Jako datová paměť se používá RAM, protože je rychlejší, ale po odpojení napájení neuchovává svůj obsah. Pro programovou paměť je většinou použita FLASH, která si uložená data (v našem případě program) uchovává, ale jako datová paměť je pomalejší než RAM a má jen omezený počet přepisů. Důležitými parametry paměti jsou tedy rychlost čtení u FLASH a počet přepisů, rychlost zápisu/čtení u RAM a velikost paměti. Pokud nestačí vnitřní paměť, bývá možnost připojit paměť externí.

2.4 Zásady návrhu desek plošných spojů

Jedná se hlavně o minimalizaci elektromagnetického rušení, které vyzařuje zařízení a o maximalizaci elektromagnetické odolnosti.

Elektromagnetické vyzařování lze snížit malými plochami spojů s impulzními průběhy napětí a proudů o vyšších výkonech, připojení oscilátoru co nejbližší procesoru, výkonové součástky soustředit co nejvíce k sobě, Použitím RC článků pro signálové vodiče, nebo jiného filtru.

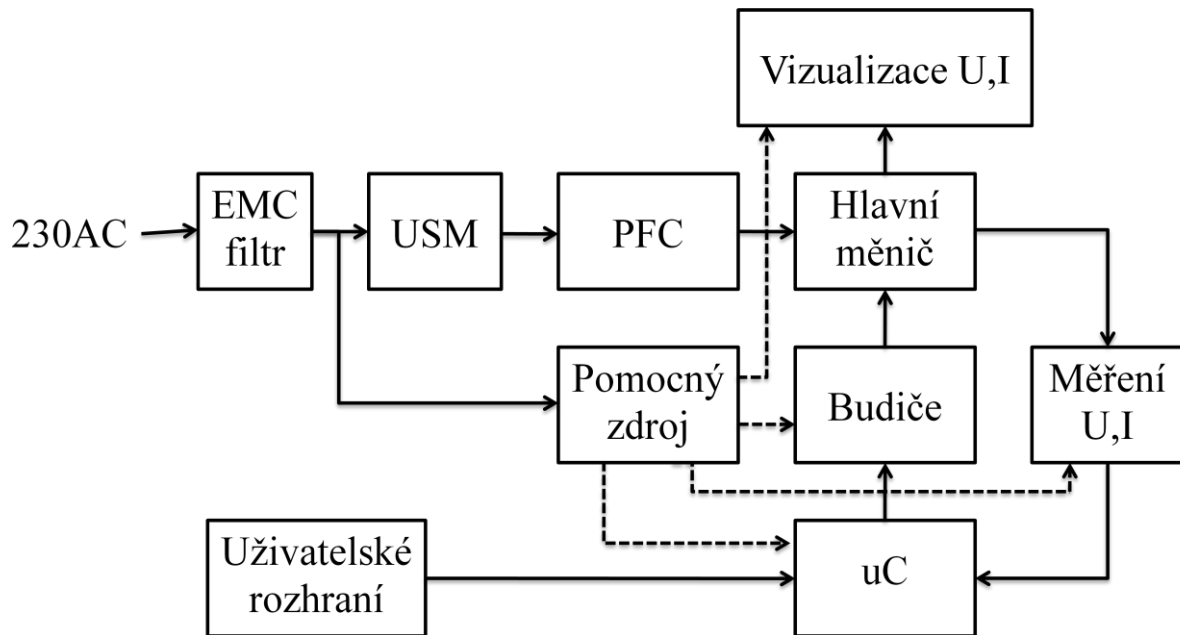
Odolnost proti elektromagnetickému rušení a to hlavně u signálových vodičů zvýšíme, co nejkratším vedením signálových vodičů. Dále použitím větších proudů v signálových vodičích. Proti rušení blízkým magnetickým polem (indukcí) se používá kroucených vodičů. A také vyhýbání se proudovým smyčkám.

3 Praktická část

Praktická část obsahuje postupy, volby a návrhy, které bylo potřeba vykonat k fyzické realizaci měniče. Je rozdělena na čtyři části, kde v první je blokové schéma celého měniče, ve druhé návrh pomocného zdroje, ve třetí návrh hlavního měniče i s měřícími a budícími obvody a v poslední čtvrté části je mikroprocesor.

3.1 Blokové schéma měniče

Návrh blokového schéma vychází ze zadání diplomové práce a slouží jako rychlý přehled celého měniče. Nejdůležitější blok celého je hlavní měnič, kde dochází k transformaci usměrněného napětí na požadovanou hodnotu volenou uživatelem. Hlavní měnič je řízen PWM signálem, který je generován v mikroprocesoru. Střída PWM signálu závisí na naměřených hodnotách (U , I) na výstupu měniče a uživatelem nastavených hodnotách. PWM signál je galvanicky oddělen a proudově zesílen přes budiče tranzistoru. Vizualizace výstupních hodnot hlavního měniče jsou zprostředkovány panelovým voltmetrem a ampérmetrem. Napájení dílčích obvodů zajišťuje pomocný zdroj. Dílčí napětí pomocného zdroje jsou galvanicky oddělená. Neřízený usměrňovač poskytuje napájecí napětí hlavnímu měniči. PFC filtr potlačuje rušení způsobené provozem hlavního měniče.



Obr. 3.1: Blokové schéma měniče

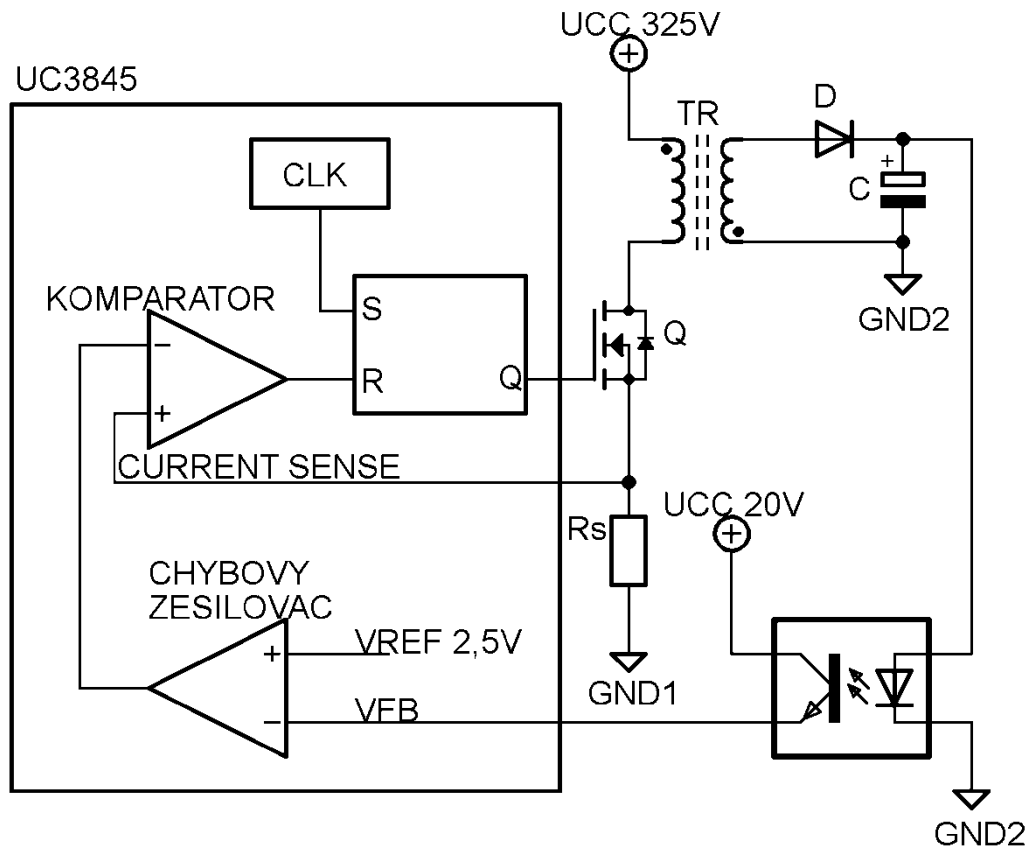
3.2 Návrh pomocného zdroje – blokující měnič

Pro správnou funkci měniče je potřeba zajistit napájení některých dílčích obvodů. Měnič vyžaduje více napěťových úrovní a je zde i požadavek na galvanické oddělení. Z toho důvodu byla zvolena topologie blokujícího měniče, u které se snadno realizuje několik galvanicky oddělených napěťových větví a jeho cena není vysoká. Výkon zdroje se bude pohybovat v řádu jednotek až desítek wattů. Princip a funkce zdroje je popsána v teoretické části práce (2.1.1 - Blokující měnič).

3.2.1 Princip řízení pomocného zdroje

Řídicím prvkem pomocného měniče je integrovaný obvod UC3845, který generuje PWM signál a spíná tranzistor Q. Střída PWM signálu je závislá na velikosti napětí na rezistoru R_s , neboli na velikosti protékajícího proudu primárním vinutím transformátoru T_r a na velikosti výstupního napětí na filtračním kondenzátoru C. Oscilátor generuje pulzy, které spínají RS klopný obvod. Frekvence oscilátoru je pevně nastavena a dochází tedy jen ke změně šířky

pulzu, po který je tranzistor otevřen. Pokud napětí na rezistoru R_s přesáhne komparační úroveň na neinvertujícím vstupu komparátoru, výstup komparátoru se přeploží do vysoké úrovně a resetuje RS klopný obvod, který uzavře tranzistor. Chybový zesilovač zesiluje odchylku mezi referenčním napětím a napětím VFB, přímo-úměrně závislém na výstupním napětí na kondenzátoru C. Z důvodu galvanického oddělení je pro snímání výstupního napětí použit optočlen PC817.

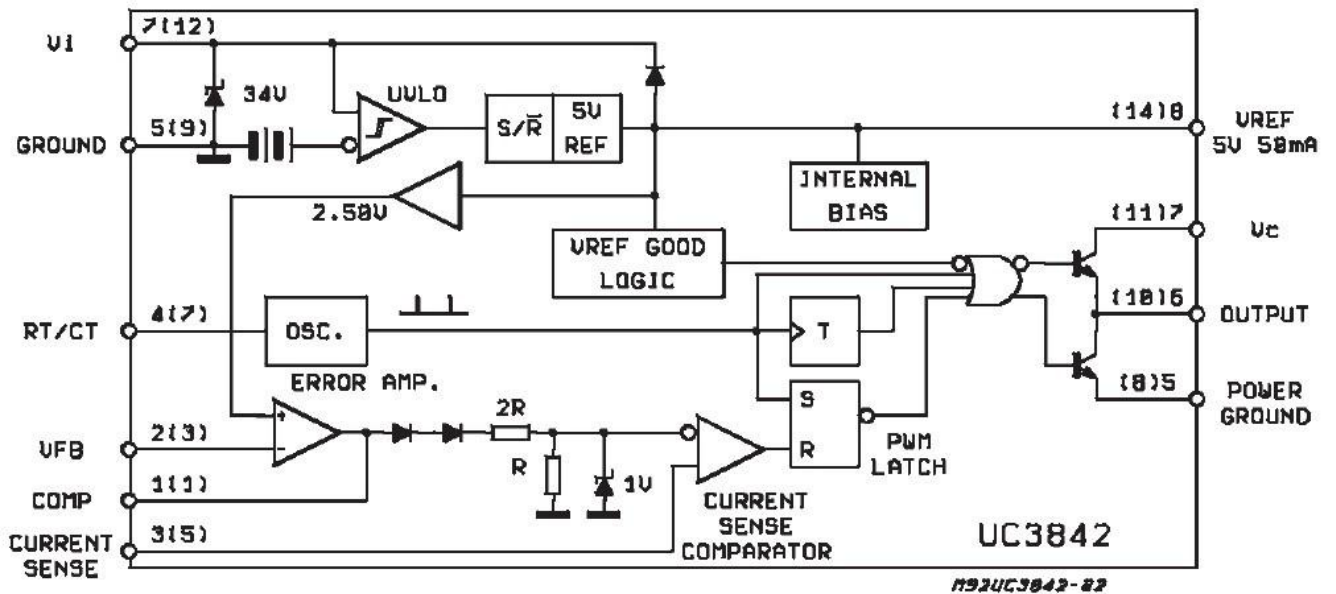


Obr. 3.2: Funkční schéma blokujícího měniče

3.2.2 Integrovaný obvod UC3845

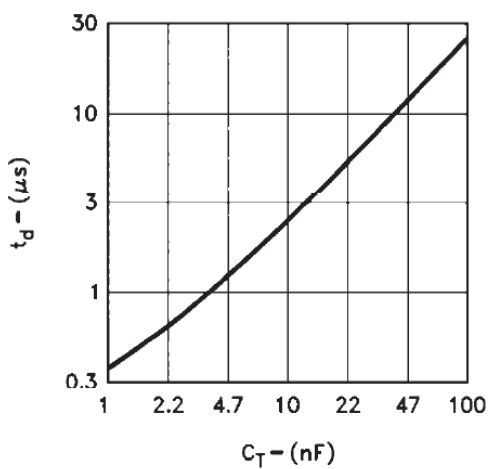
Obvod je optimalizovaný pro DC/DC měniče. Je z rodiny kontrolérů UC3842/3/4/5 poskytující nezbytné funkce pro proudovou regulaci s minimálním počtem přidaných externích součástek. Je vybaven podpěťovou ochranou UVLO viz (Obr. 3.3) pin 8. Dvojitá značení pinů na funkčním schématu znamená dvojitá provedení pouzdra součástky (8/16 pinové). Práh podpěťové ochrany u obvodu UC3843/5 je 8,5 V (on) a 7,9 V (off), u ostatních

se liší. Maximální střída obvodů UC3842/3 dosahuje 100% u ostatních typu je střída nižší, než 50%. Minimální startovní proud 1 mA bude přiveden přes sériový odpor. Po rozběhu kontroléru už bude napájen z pomocného vinutí. Součástka obsahuje 2,5 V zdroj napětí pro napájení oscilátoru, a poskytuje referenční napětí pro chybový zesilovač.

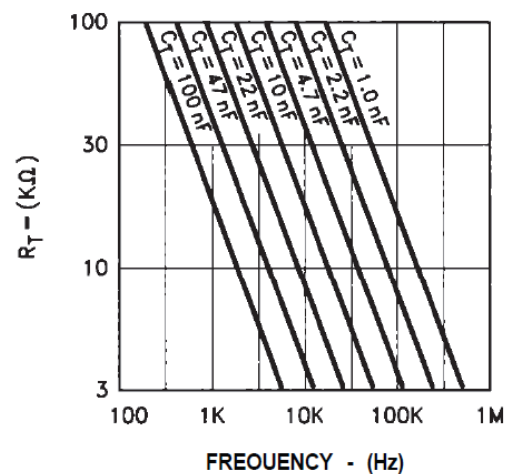


Obr. 3.3: Funkční schéma obvodu UC3842/3/4/5 [převzato z [1]]

Nastavení oscilátoru se provádí připojením rezistoru R_t na piny 8 a 4 a kondenzátoru C_t mezi piny 4 a 5 (zem). Kondenzátor také slouží pro nastavení mrtvého času. Je tedy vhodné nejprve zvolit velikost kondenzátoru podle požadovaného mrtvého času (



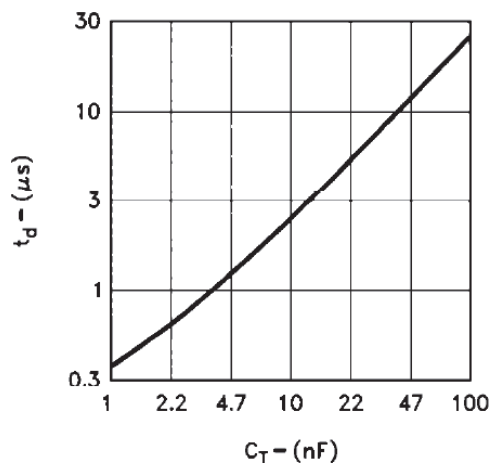
Obr. 3.4: Závislost mrtvého času na kondenzátoru C_t



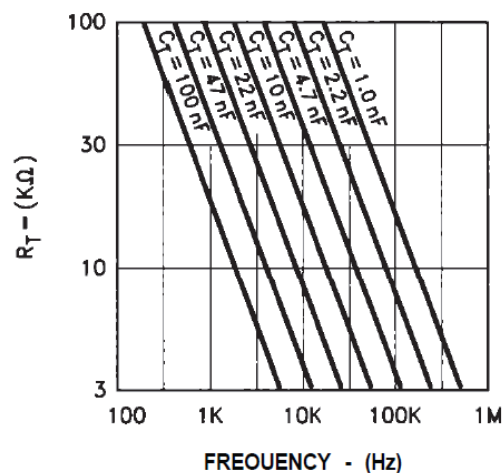
Obr. 3.5: Závislost rezistoru R_t na požadované frekvenci oscilátoru

|převzato z [1]|

) a následovně rezistor R_T podle požadované frekvence oscilátoru (Obr. 3.5).



Obr. 3.4: Závislost mrtvého času na kondenzátoru C_T



Obr. 3.5: Závislost rezistoru R_T na požadované frekvenci oscilátoru

|převzato z [1]|

Piny 1 a 2 jsou připojen k chybovému zesilovači. Jeho výstup s maximálním napěťovým omezením 1V, je na komparátoru porovnáván s napětím na rezistoru R_s , snímající proud primárním vinutím transformátoru. Princip řízení je popsán v kapitole 3.2.1. Rezistor R_s se vypočítá ze vztahu (3.1).

$$R_s = \frac{1V}{I_m} [\Omega] \quad (3.1)$$

Pin 8 slouží jako zdroj referenčního napětí a na pin 5 se připojí gate řízeného tranzistoru. Budící proud poskytovaný součástkou je 1A.

3.2.3 Určení napěťových úrovní pomocného zdroje

Protože pomocný zdroj napájí většinu obvodů v měniči, je nutné zajistit jeho funkci od minimální hranice napájecího napětí ze sítě určené rovnicí (3.2).

$$U_{1min} = 230 * \sqrt{2} * 0,9 \cong 290 \quad [V] \quad (3.2)$$

Toto napětí bude přivedeno na primární vinutí L_p viz Obr. 3.6). Jak už bylo zmíněno v kapitole 3.2.2, integrovaný obvod UC3845 potřebuje ke startu minimální proud 1 mA. Tento proud je zajištěn pomocí sériového rezistoru R_s . Po náběhu obvodu se jmenovitý proud pohybuje okolo 15–20 mA. Při průchodu takto vysokého proudu by na sériovém rezistoru vnikala značná ztráta, proto je na transformátoru pomocné budící vinutí L_b , které napájí řídicí obvod po náběhu a dále slouží, jako zdroj budícího napětí pro tranzistor Q. Napětí odbočky je 20V a výstupní výkon 2W, je tedy počítáno s maximálním výstupním proudem 100 mA.

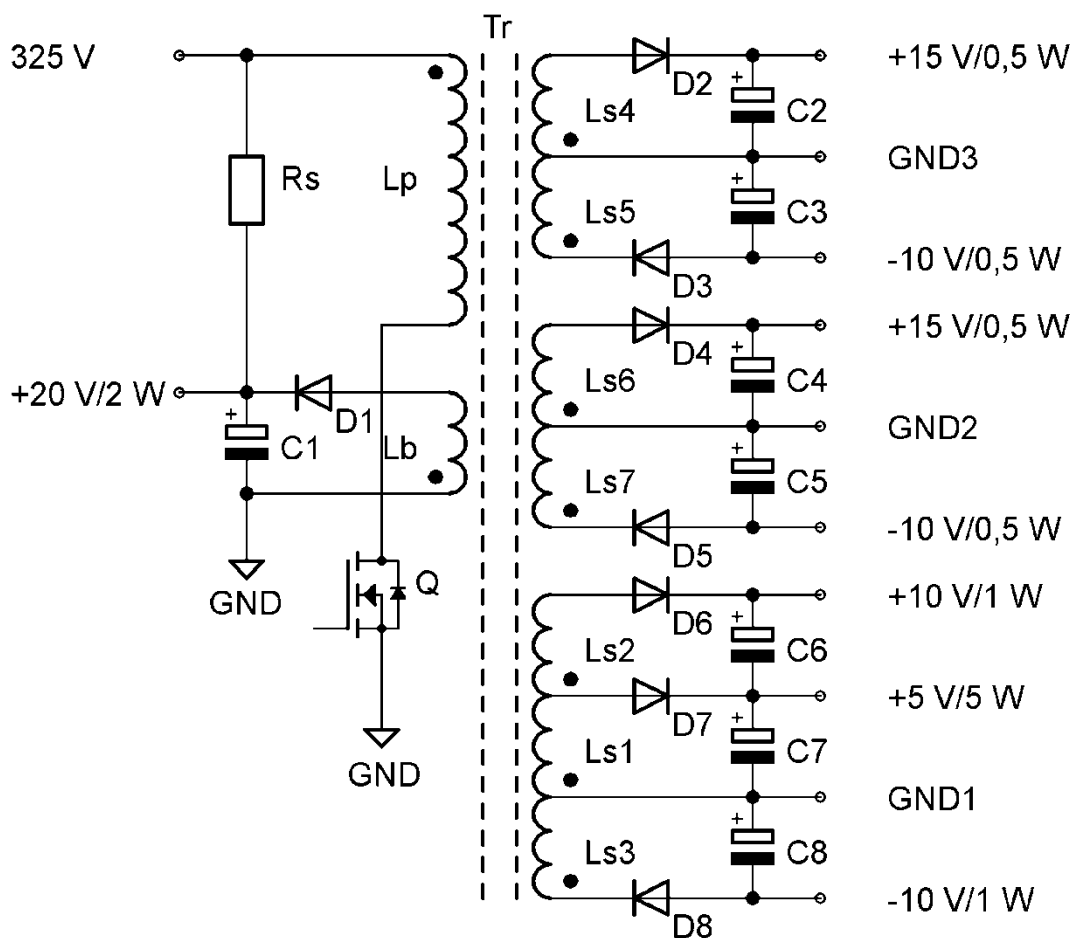
Odbočky L_{s1} s výstupním napětím 5 V slouží pro napájení většiny obvodů hlavního měniče, jedná se o napájení měřících obvodů výstupního napětí, výstupního proudu, vstupního napětí a lineární stabilizátor pro mikroprocesor umístěný na vývojovém kitu. Odhadovaný proud této odbočky by neměl překročit 1 A.

Odbočky L_{s2} a L_{s3} jsou použity pro napájení operačních zesilovačů, externího panelového voltmetru a panelového ampérmetru. Pro tuto větev je odhadovaný proud 100 mA.

Pro spínání výkonových tranzistorů hlavního měniče s topologií půl-můstku je potřeba dvou galvanicky oddělených větví. Tranzistory jsou otvírány napětím +15V a pro rychlejší zavření je použita 10V větev. Jak ukazuje Obr. 3.6) pro jeden tranzistor je použito vinutí L_{s4} pro otevření, L_{s5} pro zavření a pro druhý tranzistor L_{s6} pro otevření a pro zavření L_{s7} . Pro výpočet potřebných výkonů pro spínání tranzistorů byla použita rovnice (3.3),

$$P_{tr} = \frac{1}{2} Q_g * U_g * f_s = \frac{1}{2} * 72 * 10^{-9} * 30 * 10^5 = 0,108 \quad [W] \quad (3.3)$$

kde P_{tr} je výkon odpovídající spínání jednoho tranzistoru, Q_g je celkový náboj gatu pro použitý tranzistor a f_s je spínací frekvence měniče. Obě odbočky jsou navrženy s rezervou.



Obr. 3.6: Odbočky pomocného zdroje

3.2.4 Návrh blokujícího transformátoru

V minulé kapitole 3.2.3 byly určeny potřebné odbočky transformátoru. Celkový potřebný výkon přenášený transformátorem dostaneme, když sečteme výkony všech odboček zobrazených na Obr. 3.6: Odbočky pomocného zdroje), který je roven $P_{tr} = 11 \text{ W}$. Minimální napětí U_{1min} , při kterém má pomocný zdroj pracovat bylo určeno v kapitole 3.2.3 viz vzorec (3.2).

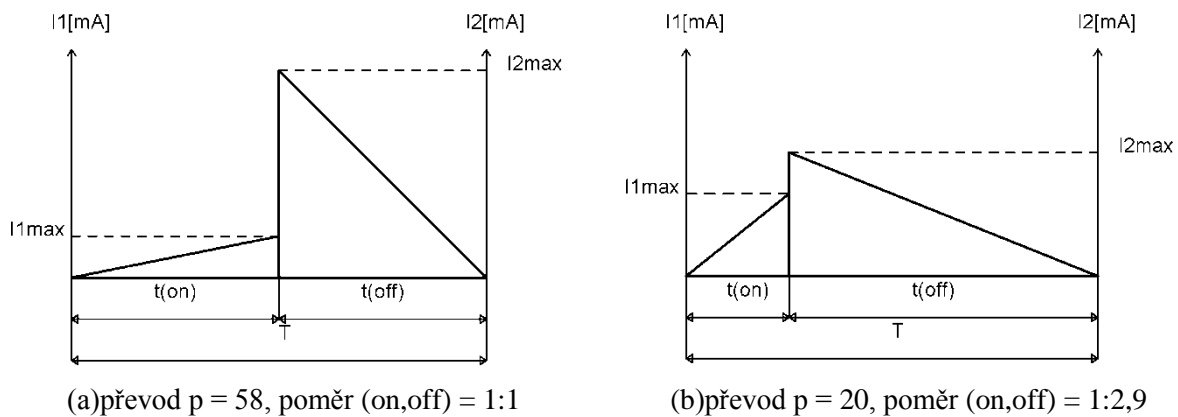
Výpočty jsou provedeny pro sekundární jmenovité napětí $U_{2j} = 5V$, další odbočky jsou od tohoto napětí odvozeny počtem závitů. Pro výpočet převodu transformátoru je použita rovnice (3.4).

$$p = \frac{U_{1min}}{U_{2j}} = \frac{290}{5} = 58 \quad [-] \quad (3.4)$$

Takto vysoký převod má velkou zpětnou transformaci, způsobenou průchodem proudů sekundárním vinutím, který se transformuje přes jádro transformátoru na primární vinutí a sčítá se s napájecím napětím zdroje a je roven (3.5)

$$U_{zt} = U_{1max} + p * U_{2j} = 230 * \sqrt{2} * 1,1 + 58 * 5 = 648 \quad [V] \quad (3.5)$$

Pro takto vysoké napětí je potřeba dimenzovat součástky na primárním vinutí transformátoru. Zejména se jedná o výkonový tranzistor, který má při vyšším jmenovitém napětí horší spínací parametry. Je tedy vhodné snížit zpětnou transformaci nižším převodem transformátoru z $p = 58$ závitů na $p_n = 20$. Při tomto převodu je hodnota napětí rovna $U_{zt} = 458V$. Také se změnil průběhy proudů v primární a sekundárním vinutí,



Obr. 3.7: průběhy proudů v primárním a sekundárním vinutí blokujícího transformátoru

kde na obrázku Obr. 3.7 (a) jsou doby vypnutí (t_{off}) a zapnutí (t_{on}) tranzistoru stejné a při nově zvoleném poměru vinutí na Obr. 3.7 (b) se doba sepnutí (t_{on}) zkrátí na $1/3,9$ periody T a doba vypnutí (t_{off}) prodlouží na $(2,9/3,9)$ tento poměr vychází z rovnice (3.6).

$$\frac{p}{p_n} = \frac{58}{20} = 2,9 \quad [-] \quad (3.6)$$

Střední hodnota proudu primárním vinutí se spočte dle rovnice (3.7).

$$I_{1(AV)} = \frac{P_{tr}}{U_{1min}} = \frac{11}{290} = 0,038 \quad [A] \quad (3.7)$$

Maximální hodnota primárního a sekundárního proudu je:

$$I_{1max} = 2 * I_{1(AV)} * \frac{T}{(t_{on})} = 2 * 0,038 * \frac{3,9}{1} = 0,296 \quad [A] \quad (3.8)$$

$$I_{2max} = p_n * I_{1max} = 20 * 0,296 = 5,917 \quad [A] \quad (3.9)$$

Spínací frekvence pomocného zdroje je zvolena $f_s = 100 \text{ kHz}$. Nyní lze vypočítat indukčnost primárního L_p i sekundárního $L_{s(5)}$ vinutí.

$$L_p = U_{1min} * \frac{t_{on} * T_s}{I_{1max}} = 290 * \frac{\frac{1}{3,9} * 10^{-5}}{0,296} = 2,513 \quad [mH] \quad (3.10)$$

$$L_{s1(5)} = U_{2j} \frac{t_{off} * T_s}{I_{2max}} = 5 * \frac{\frac{2,9}{3,9} * 10^{-5}}{5,917} = 6,283 \quad [\mu H] \quad (3.11)$$

Pro další výpočty je potřeba zvolit transformátor, který bude složen z dvou feritových jader ETD-29 z materiálu 3F3 [3]. Vinutí budou navinuta na kostřičce určené přímo pro tento typ jádra. Parametry z datového listu jádra jsou v Tabulka 3.1).

V_e	Efektivní objem jádra	5470 mm^3
A_e	Efektivní průřez jádra	76 mm^2
l_e	Efektivní délka jádra	72 mm

Tabulka 3.1: Parametry jádra ETD-29

Maximální sycení jádra je zvoleno z podle datového listu materiálu 3F3 [2] na $B = 100 \text{ mT}$. Pomocí následující rovnice je vypočten počet závitů primárního (rov. (3.12)) a sekundárního (rov. (3.13)) vinutí:

$$N_p = \frac{I_{1max} * L_p}{B * A_e} = \frac{0,296 * 2,513 * 10^{-3}}{100 * 10^{-3} * 76 * 10^{-6}} = 86 \quad [z] \quad (3.12)$$

$$N_{s1(5)} = \frac{I_{2max} * L_p}{B * A_e} = \frac{5,917 * 6,283 * 10^{-6}}{100 * 10^{-3} * 76 * 10^{-6}} = 5 \quad [z] \quad (3.13)$$

Ostatní odbočky transformátoru jsou odvozeny od odbočky $N_{s1(5)}$, tedy odbočky N_{s2} , N_{s3} , N_{s5} , N_{s7} mají 10 závitů, N_{s4} , N_{s6} má 15 závitů a pomocné vinutí N_p má 20 závitů. V rovnici (3.14) je určena hloubka vniku proudu (skin efekt), pro spínací frekvenci 100 kHz. Z výsledku rovnice plyne, že je výhodné použít menší průměr vodiče, než je $d = 4 \text{ mm}$, kde se skin efekt ještě neprojevuje.

$$\delta = \sqrt{\frac{2 * \rho_{cu}}{2 * \pi * f_s * \mu_{cu}}} = \sqrt{\frac{2 * 1,68 * 10^{-8}}{2 * \pi * 10^5 * 1,256629 * 10^{-6}}} = 0,21 \quad [\text{mm}] \quad (3.14)$$

μ_{cu} je permeabilita mědi a ρ_{cu} je rezistivita mědi.

Pro výpočet průřezu vodiče je nutné zvolit proudovou hustotu $J = 4 \text{ A/mm}^2$. Rovnice (3.15) vyjadřuje potřebný průřez pro vinutí N_p a rovnice (3.16) určuje minimální průměr vodiče. Pro ostatní vinutí jsou použity tytéž vzorce. Všechny výsledky spočtených vinutí jsou zobrazeny v tabulce Tabulka 3.2.

$$S_{Lp} = \frac{I_{1(AV)}}{J} = \frac{0,038}{4} = 0,0095 \quad [\text{mm}^2] \quad (3.15)$$

$$d_{Lp} = \sqrt{\frac{S_p * 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,0095 * 4}{\pi}} = 0,11 \quad [\text{mm}] \quad (3.16)$$

Vinutí	U [V]	P [W]	$I_{(AV)}$ [A]	N	Spočtený průměr [mm]	Zvolený průměr [mm]
L_p	325	11	0,038	86	0,11	0,2
L_b	20	2	0,1	20	0,18	0,2
LS_1	5	5	1	5	0,57	$0,4 \times 2$
$LS_{2,3}$	10	1	0,1	10	0,18	0,2
$LS_{4,6}$	15	0,5	0,033	15	0,1	0,2
$LS_{5,7}$	10	0,5	0,05	10	0,13	0,2

Tabulka 3.2: Použité průměry vodičů pro vinutí pomocného transformátoru

Průřez celkového vinutí je vyjádřena rovnicí (3.17).

$$S_{cel} = (S_{Ls_p} + S_{Ls_b} + S_{Ls_1} + S_{Ls_{2,3,5,7}} + S_{Ls_{4,6}}) * k_v$$

$$= (2,7 + 0,628 + 0,628 + 1,256 + 0,94) * 1,5 = 9,225 \quad [mm^2] \quad (3.17)$$

kde k_v je činitel, zohledňující nepřesné navíjení vinutí a tvar vodiče a S_L jsou průřezy jednotlivých vinutí. Na kostřičku se vejde vinutí s průřezem $114 [mm^2]$, tudíž by neměl být s rozměry navrženého vinutí problém.

Pro správnou indukčnost vinutí je nutné spočítat velikost vzduchové mezery středního sloupku transformátoru pomocí rovnice (3.18).

$$l_{vz} = \frac{N^2 * \mu_0 * A_e}{L_p} - \frac{l_{ef}}{\mu_r} = \frac{86^2 * 4\pi * 10^{-7} * 76 * 10^{-6}}{2,513 * 10^{-3}} - \frac{72 * 10^{-3}}{3500} = 0,26 [mm] \quad (3.18)$$

Kde μ_r je permeabilita feritového jádra z materiálu 3F3, μ_0 permeabilita vakua.

3.2.5 Ztráty a chlazení spínacího tranzistoru

Jako spínací tranzistor je zvolen unipolární N-MOSFET STP7NB60FP. Při jeho výběru byl kladen důraz na co nejnižší ztráty, tedy krátký vypínací čas a nízký odpor vodivého kanálu v sepnutém stavu a na maximální hodnotu spínacího napětí $U_{GS} > 20V$, aby bylo možné otvírat tranzistor přímo z napájecího napětí pro řídicí obvod. Pro výpočet celkových ztrát je nutné určit propustné a spínací ztráty na tranzistoru. Ostatní ztráty lze zanedbat. Pro výpočet propustných ztrát je použit vzorec:

$$P_c = I_{1(ef)}^2 * R_{DS(ON)100^\circ C} = 0,171^2 * 2 = 0,0585 \quad [W] \quad (3.19)$$

Kde $R_{DS(ON)100^\circ C}$ je odpor vodivého kanálu tranzistoru v sepnutém stavu při teplotě $100^\circ C$ a $I_{1(ef)}$ je efektivní hodnota pilovitého průběhu proudu procházející primárním vinutím určena rovnicí (3.20).

$$I_{1(ef)} = \frac{I_{1max}}{\sqrt{3}} = 0,171 \quad [W] \quad (3.20)$$

Spínací ztráty se určí ze součtu ztrát při zapínání a vypínání tranzistoru. Protože při sepnutí neprotéká tranzistorem žádný proud, lze zapínací ztráty zanedbat. Naopak vypínací proud je roven proudu I_{1max} , jak znázorňuje Obr. 3.7. Celková doba vypnutí viz. rovnice (3.21) závisí na zpožděné reakci tranzistoru na pokles řídicího napětí $t_{D(OFF)}$ a na době zavření vodivého kanálu tranzistoru t_F , kde obě hodnoty jdou určeny z datového listu tranzistoru [4].

$$t_{(OFF)} = t_{D(OFF)} + t_F = 8 * 10^{-9} + 5 * 10^{-9} = 13 \quad [ns] \quad (3.21)$$

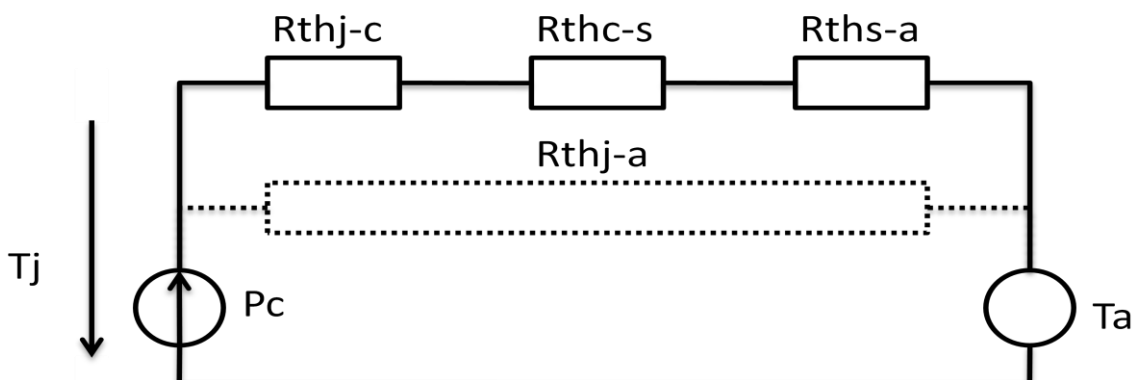
Výpočet spínacích ztrát vyjadřuje rovnice (3.22).

$$P_{SW} = \frac{1}{2} U_{zt} * \frac{1}{2} I_{1max} * t_{(OFF)} * f_s = \frac{1}{4} * 458 * 0,296 * 13 * 10^{-9} * 10^5 = 0,44 \quad [W] \quad (3.22)$$

Výpočet celkových ztrát vyjadřuje rovnice (3.23).

$$P = P_c + P_{SW} = 0,44 = 0,0585 + 0,44 = 0,5 \quad [W] \quad (3.23)$$

Na obrázku Obr. 3.8 je zobrazen náhradní tepelný obvod tranzistoru, kde R_{thj-c} je tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem (čipem) a pouzdem tranzistoru, R_{thc-s} je tepelný odpor mezi pouzdem tranzistoru a chladičem, R_{ths-a} je tepelný odpor chladiče a R_{thj-a} je tepelný odpor mezi čipem a okolním prostředím. Tepelné obvody je možné analogicky přirovnat k elektrickým obvodům a také je tak počítat. Celkové ztráty (P_c) lze uvažovat, jako proudový zdroj a k teplotám přistupovat jako k napětím. Z datového listu tranzistoru [4] je určena maximální teplota čipu $T_j = 150^\circ C$ a teplota okolního prostředí určena na $T_a = 50^\circ C$.



Obr. 3.8: náhradní tepelný obvod tranzistoru

Výpočet teploty čipu tranzistoru bez chladiče je v následující rovnici:

$$T_j = P * R_{thj-a} + T_a = 0,5 * 62,5 + 50 = 81,25 \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (3.24)$$

Hodnota R_{thj-a} je určena z datového listu tranzistoru[4]. Pokud jsou výpočty celkových ztrát v pořádku, je možné použít tranzistor bez chladiče. Pro jistotu je použit hliníkový chladič D02 s tepelným odporem $R_{ths-a} = 28[^{\circ}\text{C}/\text{W}]$ a tepelně vodivá keramická podložka 3M8810 s tepelným odporem $R_{thc-s} = 1,6[^{\circ}\text{C}/\text{W}]$. Obě položky jsou z TME. Teplota čipu s přidaným chladičem je vypočtena v rovnici (3.25).

$$T_j = P * (R_{thj-c} + R_{thc-s} + R_{ths-a}) + T_a = 0,5 * (3,13 + 1,6 + 28) + 50 = 67[^{\circ}\text{C}] \quad (3.25)$$

3.3 Návrh hlavního měniče – Půl můstek s kap. středem

Koncepce půl můstku s kapacitním středem, ve srovnání s plným můstkem je zvolena hlavně z důvodu nižších pořizovacích nákladů. Princip činnosti měniče je popsán v kapitole 2.1.4. Tato kapitola je zaměřena na výpočet, návrh a dimenzování výkonových a měřících obvodů a součástek hlavního měniče. Nejprve jsou popsány výkonové části zdroje, jako je transformátor, tlumivka, filtrační kondenzátory, výkonové spínací tranzistory a výkonový usměrňovač a poté měřící obvody napětí a proudu. Na závěr kapitoly je stručně popsán budič tranzistoru.

3.3.1 Volba filtračního kondenzátoru pro vstupní stranu zdroje

Vstupní kondenzátor slouží jako zdroj energie měniče při poklesu síťového napětí pod napětí na kondenzátoru, které nastává mezi jednotlivými půlvlnami. Kapacita kondenzátoru závisí na požadovaném minimálním napětí, při kterém měnič ještě funguje a odběru proudu z kondenzátoru. Minimální napětí na kondenzátoru za PFC filtrem je $U_{1min} = 340 V$. Hodnota napětí, kdy je měnič stále funkční je zvolena na $U_{C1min} = 247,5 V$. Rovnice (3.26) určuje maximální pokles napětí na kondenzátoru.

$$\Delta U_{C1} = U_{1min} - U_{C1min} = 350 - 247,5 = 92,5 \quad [V] \quad (3.26)$$

Ze zadání diplomové práce je určen výkon zdroje $P_{Zd} = 500 W$. Při maximální zátěži tedy bude odebíraný efektivní proud z kondenzátoru roven:

$$I_{1ef} = \frac{P_{Zd}}{U_{C1min}} = \frac{500}{200} = 2,42 \quad [A] \quad (3.27)$$

Ze známého vztahu (3.28) je vypočtena kapacita kondenzátoru.

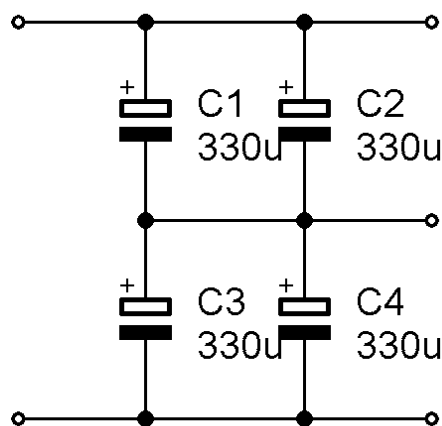
$$C_1 = \frac{I_{1ef} * \frac{T_{in}}{2}}{\Delta U_{C1}} = \frac{2,42 * 10 * 10^{-3}}{92,5} = 262 \quad [\mu F] \quad (3.28)$$

Kde T_{in} je perioda napájecího napětí.

Nejbližší vyšší hodnota kondenzátoru je $330 \mu F$, která je vyšší než vypočtená, proto napětí na kondenzátoru bude klesat pomaleji. V rovnici (3.29) je zpětně vypočtena minimální hodnota napětí na kondenzátoru při plné zátěži měniče.

$$U_{C1min} = U_{1min} - \frac{I_{1ef} * \Delta t}{\Delta U_{C1}} = 340 - \frac{2,42 * 10 * 10^{-3}}{330 * 10^{-6}} = 266,6 \quad [V] \quad (3.29)$$

Vstupní kondenzátor je nutné složit z minimálně dvou sériově zapojených kondenzátorů, aby vznikl střed pro můstek. Vytvoření kapacitního středu s celkovou kapacitou $330 \mu F$ je na obrázku Obr. 3.9.



Obr. 3.9: Kapacitní střed měniče

3.3.2 Návrh filtrační tlumivky

Indukčnost filtrační tlumivky určuje zvlnění procházejícího proudu zdrojem. Zvolené zvlnění proudu je 30%. Pro výstupní proud $I_2 = 10 A$ se bude hodnota procházejícího proudu tlumivkou pohybovat v rozmezí $I_{2min} = 8,5 A$ až $I_{2max} = 11,5 A$, tedy $\Delta I = 3 A$.

Pro určení indukčnosti tlumivky je nutné určit napětí na sekundárním vinutí transformátoru, tedy před tlumivkou a na výstupních svorkách zdroje, tedy za tlumivkou. Výpočet indukčnosti je proveden pro střídu $D = 0,5$, kdy nastává největší zvlnění proudu.

K výpočtu napětí před tlumivkou je potřeba znát převod transformátoru, který je vyjádřen rovnicí (3.30),

$$p_{tr} = \frac{U_{C1min}}{2 * U_{tr2}} = \frac{266,6}{2 * 55} = 2,5 \quad [-] \quad (3.30)$$

Pokud má být výstupní napětí měniče $U_2 = 50 V$, je nutné kompenzovat napěťové ztráty a mrtvé časy spínacích tranzistorů, proto je zvolená hodnota napětí na sekundárním vinutí transformátoru U_{tr2} o 5 V vyšší.

Pro následující výpočet předpokládám maximální napájecí napětí 380 V (výstup z PFC filtru), potom je napětí na primárním vinutí transformátoru rovno:

$$U_{tr1max} = \frac{380}{2} = 190 \quad [V] \quad (3.31)$$

Topologie půl-můstku s kap. středem má na primárním vinutí transformátoru poloviční napětí.

Nyní se vypočte napětí na tlumivce pro maximální napětí na primárním vinutí (190 V) podle vzorce (3.32).

$$U_{tl} = \frac{U_{tr1max}}{p_{tr}} - \frac{U_2}{2} = \frac{190}{2,5} - \frac{50}{2} = 70 \quad [V] \quad (3.32)$$

a vypočtené hodnoty se dosadí do vzorce pro indukčnost tlumivky (3.33).

$$L_{tl} = \frac{U_{tl} * \frac{T_s}{4}}{\Delta I} = \frac{70 * 2,5 * 10^{-6}}{3} = 58 \quad [\mu H] \quad (3.33)$$

Pro magnetický obvod tlumivky je použita dvojice feritových jader ETD44 z materiálu 3F3 [2]. Parametry jádra získané z datového listu [5] jsou v tabulce Tabulka 3.3.

V_e	Efektivní objem jádra	17800 mm ³
A_e	Efektivní průřez jádra	173 mm ²
l_e	Efektivní délka jádra	103 mm

Tabulka 3.3: Parametry jádra ETD-44

Počet závitů tlumivky je určen rovnicí (3.34).

$$N_{tl} = \frac{L_{tl} * I_{2max}}{A_e * B} = \frac{58 * 10^{-6} * 11,5}{173 * 10^{-6} * 200 * 10^{-3}} = 20 \quad [z] \quad (3.34)$$

Stejně jako u pomocného zdroje je nutné vypočítat vzduchovou mezeru středního sloupku transformátoru. K výpočtu je použita rovnice (3.35) a po dosazení N_{tl} , A_e , L_{tl} , vychází velikost vzduchové mezery $1,47 \text{ mm}$.

$$l_{vz} = \frac{N^2 * \mu_0 * A_e}{L_{tl}} - \frac{l_{ef}}{\mu_r} = \frac{20^2 * 4\pi * 10^{-7} * 173 * 10^{-6}}{58 * 10^{-6}} - \frac{103 * 10^{-3}}{3500} = 1,47 \text{ [mm]} \quad (3.35)$$

Pro vinutí je použit vodič o průměru $1,2 \text{ mm}$. Pomocí rovnice (3.14), při dosazené frekvenci $f_s = 200 \text{ KHz}$ vychází hloubka vniku $\delta = 0,15 \text{ mm}$. Protože hloubka vniku není větší, než $0,6 \text{ mm}$, proud nebude protékat celým průřezem vodiče, ale pouze částí (viz. Obr. 3.10: průchod proudu vodičem). Využitý průřez vodiče je určen rovnicí (3.36).

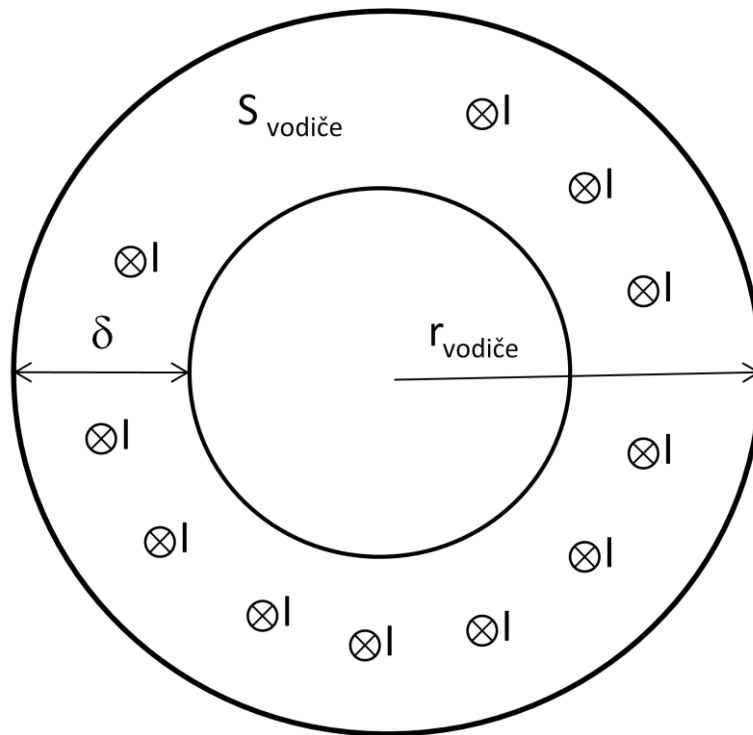
$$S_{vodice} = \pi * r_{vodice}^2 - \pi * (r_{vodice} - \delta)^2 = 1,13 - 0,635 = 0,495 \quad [mm^2] \quad (3.36)$$

Pro výpočet potřebného průřezu je použita rovnice (3.15). Po dosazení max. proudu tlumivkou $I_{2max} = 11,5 \text{ A}$ vychází potřebný průřez $S_{pozad} = 2,875 \text{ mm}^2$. Z výsledku vyplývá, že je potřeba navinout 6 paralelních vinutí, každé s 20 závitů.

V rovnici (3.37) je vypočten celkový průřez vinutí tlumivky. Vypočtený průřez (203 mm^2) je nižší, než průřez okénka na kostřičce (217 mm^2), proto by se mělo vinutí na kostřičku vejít.

$$S_{cel} = \pi * r_{vodice}^2 * N_{tl} * 6 * k_v = 3,14 * 0,6^2 * 20 * 6 * 1,5 = 203 \quad [mm^2] \quad (3.37)$$

k_v je činitel, zohledňující nepřesné navíjení vinutí a tvar vodiče.



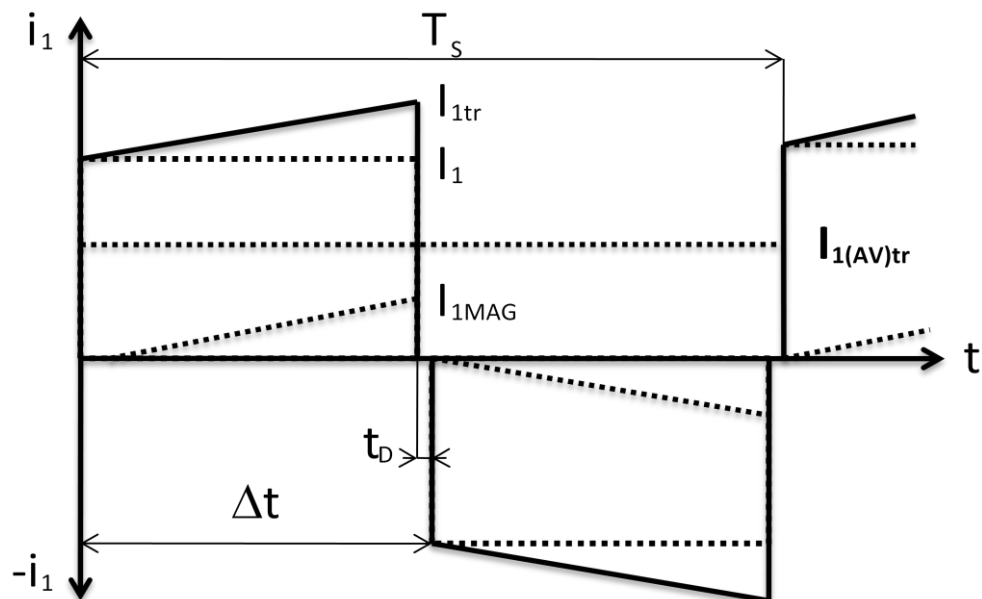
Obr. 3.10: průchod proudu vodičem

3.3.3 Návrh transformátoru

Hlavní funkcí transformátoru je přenos energie přes magnetický obvod, galvanické oddělení primární a sekundární části zdroje a transformace napětí. Po úpravě Faradayova indukčního zákona lze získat rovnici (3.38) pro výpočet počtu závitů primárního vinutí.

$$N_1 = \frac{U_{tr1max} * \Delta t}{\Delta B * A_{ef}} = \frac{190 * 5 * 10^{-6}}{400 * 10^{-3} * 173 * 10^{-6}} = 13 \quad [mm^2] \quad (3.38)$$

Magnetický obvod je stejný jako u výstupní tlumivky (kap. 3.3.2), tedy složen ze dvou jader ETD-44 [5] se stejnou magnetickou indukcí $B = 200 \text{ mT}$. Jelikož je jádro syceno střídavě kladnou a zápornou hodnotou proudu je $\Delta B = 2xB = 400 \text{ mT}$. A_{ef} je efektivní průřez jádra uvedený v tabulce (Tabulka 3.3). Δt na Obr. 3.11 je maximální doba sepnutí jednoho tranzistoru. Mrtvý čas t_D tranzistoru byl ve výpočtu zanedbán.



Obr. 3.11: Průběh proudu primárním vinutím transformátoru

Pro výpočet počtu závitů sekundárního vinutí transformátoru je použita rovnice (3.39),

$$N_2 = \frac{N_1}{p_{tr}} = \frac{13}{2,5} \cong 6 \quad [mm^2] \quad (3.39)$$

kde p_{tr} je převod transformátoru určený rovnicí (3.30) v minulé kapitole.

K výpočtu magnetizačního proudu je zapotřebí zjistit indukčnost primárního vinutí podle vzorce (3.40) a dosadit do rovnice (3.41).

$$L_1 = \frac{N_1^2 * \mu_0 * \mu_r * A_e}{l_e} = \frac{13^2 * 4 * \pi * 10^{-7} * 3500 * 173 * 10^{-6}}{103 * 10^{-3}} = 1,28 \quad [mH] \quad (3.40)$$

$$I_{1mag} = \frac{U_{tr1max} * \Delta t}{L_1} = \frac{190 * 5 * 10^{-6}}{1,28 * 10^{-3}} = 0,74 \quad [A] \quad (3.41)$$

Proud, na který je nutné dimenzovat vodič primárního vinutí je vyjádřen rovnicí (3.42),

$$I_{1tr} = I_1 + I_{1mag} = \frac{I_{2max}}{p_{tr}} + I_{1mag} = \frac{11,5}{2} + 0,7 = 5,75 + 0,74 = 6,5 \quad [A] \quad (3.42)$$

kde I_{2max} maximální proud tekoucí sekundárním vinutím transformátoru, závislý na indukčnosti výstupní tlumivky.

Spínací frekvence je stejná, jako u blokujícího transformátoru ($f_s = 100 \text{ KHz}$), stejná je i hloubka vniku proudu do vodiče ($\delta = 21 \text{ mm}$) viz. rov. (3.14) kap. 3.2.4. Pro vinutí je použit stejný vodič jako u výstupní tlumivky s průměrem $d = 1,2 \text{ mm}$. Stejně jako u tlumivky neprochází proud celým průřezem vodiče. Průřez, kterým prochází proud, se vypočte pomocí rovnice (3.43).

$$S_{vodiče} = \pi * r_{vodiče}^2 - \pi * (r_{vodiče} - \delta)^2 = 1,13 - 0,478 = 0,65 \quad [\text{mm}^2] \quad (3.43)$$

Průřez primárního vinutí je určen rovnicí (3.44) a sekundárního vinutí rovnicí

(3.45).

$$S_{L1} = \frac{I_{1tr}}{J} = \frac{6,45}{4} = 1,6125 \quad [\text{mm}^2] \quad (3.44)$$

$$S_{L1} = \frac{I_{2max}}{J} = \frac{11,5}{4} = 2,875 \quad [\text{mm}^2] \quad (3.45)$$

Pro primární vinutí je tedy nutné navinout 3 paralelní vinutí po 13 závitěch a pro sekundární 5 paralelních vinutí po 6 závitěch.

V rovnici (3.46) je vypočten celkový průřez vinutí transformátoru. Protože je vypočtený průřez vinutí (117 mm^2) menší, než okénko na kostřičce (217 mm^2) vinutí se do okénka vejde.

$$S_{cel} = \pi * r_{vodiče}^2 * (3 * N_1 + 5 * N_2) * k_v = 3,14 * 0,6^2 * (39 + 30) * 1,5 = 117 [\text{mm}^2] \quad (3.46)$$

k_v je činitel, zohledňující nepřesné navíjení vinutí a tvar vodiče.

3.3.4 Volba výkonových tranzistorů a chladiče

Stejně, jako při výběru spínacího prvku pro pomocný zdroj je hlavním předpokladem minimalizace celkových ztrát. Z nalezených tranzistorů se nejvhodněji jevil unipolární

tranzistor N-MOSFET s označením IRFI4229PbF [6]. Postup výpočtu je podobný, jako u pomocného zdroje, kdy se sečtou propustné a spínací ztráty a navrhne se chladič pro tranzistor. Propustné ztráty jsou vyjádřeny rovnicí (3.47).

$$P_c = I_{1(ef)tr}^2 * R_{DS(ON)100^\circ C} = \left(\frac{I_1}{2} + \frac{I_{1mag}}{4}\right)^2 * R_{DS(ON)100^\circ C} \quad (3.47)$$

$$= \left(\frac{5,75}{2} + \frac{0,75}{4}\right)^2 * 0,075 = 0,7 \quad [W]$$

Kde $I_{1(ef)tr}$ je efektivní hodnota proudu protékající tranzistorem, jak je zobrazeno na Obr. 3.11 a $R_{DS(ON)100^\circ C}$ je odpor tranzistoru v sepnutém stavu při teplotě 100°C.

Spínací ztráty jsou vyjádřeny rovnicí (3.48),

$$P_{SW} = \left(\frac{1}{4}U_{tr1max} * I_1 * t_{(ON)} + \frac{1}{4}U_{tr1max} * I_{1tr} * t_{(OFF)}\right) * f_s \quad (3.48)$$

$$= \left(\frac{1}{4} * 190 * 5,75 * 35 * 10^{-9} + \frac{1}{4} * 190 * 6,5 * 45 * 10^{-9}\right) * 10^5 = 2,35 \quad [W]$$

kde $t_{(ON)}$ je doba sepnutí vyjádřená rovnicí (3.49) a $t_{(OFF)}$ je doba vypnutí určena rovnicí (3.50). U_{tr1max} je maximální napětí na tranzistoru při sepnutí (vypnutí).

$$t_{(ON)} = t_{D(ON)} + t_r = 18 * 10^{-9} + 17 * 10^{-9} = 35 \quad [ns] \quad (3.49)$$

$$t_{(OFF)} = t_{D(OFF)} + t_f = 32 * 10^{-9} + 13 * 10^{-9} = 45 \quad [ns] \quad (3.50)$$

Časy náběhu t_r , doběhu t_f , prodleva před otevřením $t_{D(ON)}$ a prodleva před zavřením tranzistoru $t_{D(OFF)}$ jsou určeny z datového listu tranzistoru [6].

Výpočet celkových ztrát na jednom tranzistoru vyjadřuje rovnice (3.51).

$$P = P_c + P_{SW} = 0,44 = 0,7 + 2,35 = 3,05 \quad [W] \quad (3.51)$$

Pro výpočet teploty tranzistoru bez chladiče je použita rovnice (3.52),

$$T_j = P * R_{thj-a} + T_a = 3,05 * 65 + 50 = 248,25 \quad [^\circ C] \quad (3.52)$$

Tato teplota přesahuje maximální operační teplotu čipu určenou z datového listu tranzistoru, proto je nutné použít pro tranzistory chladič.

Minimální tepelný odpor chladiče R_{ths-a} je vyjádřen z rovnice (3.53) a je roven:

$$R_{ths-a} = \frac{T_j - T_a}{P_c} - R_{thj-c} - R_{thc-s} = \frac{130 - 50}{3,05} - 2,73 - 1,6 = 22 \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}] \quad (3.53)$$

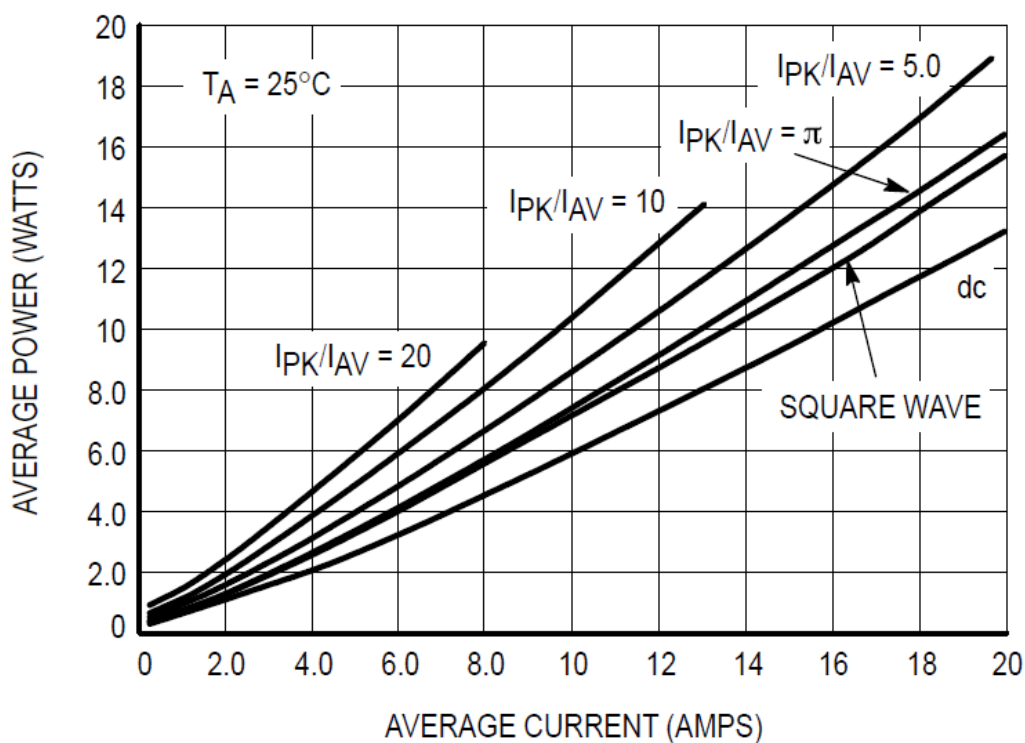
kde T_a je předpokládaná teplota okolí, R_{thc-s} je tepelný odpor keramické podložky 3M8810, R_{thj-c} tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem (čipem) a pouzdrem tranzistoru a T_j je maximální operační teplota čipu s rezervou 20 °C (viz. Náhradní schéma Obr. 3.8: náhradní tepelný obvod tranzistoru)

Z důvodu rezervy je použit chladič S25 od TME s tepelným odporem 15 °C/W.

3.3.5 Volba výkonového usměrňovače a chladiče

Výkonový usměrňovač je nutný pro usměrněné napětí na sekundární straně impulzního transformátoru. Jelikož má sekundární vinutí impulzního transformátoru vyvedený střed, je možné použít dvoucestný usměrňovač v uzlovém zapojení, jak je vidět na Obr. 2.4. Na rozdíl od můstkového usměrňovače má dvoucestný poloviční počet diod a tedy i nižší výkonové ztráty.

Pro usměrňovač je zvolena dvojité shottkyho dioda v jednom pouzdře s označením MBR20100CT. Ztráty pro obdélníkový průběh jsou určeny z charakteristiky průměrných ztrát převzaté z datového listu součástky [7] viz. Obr. 3.12. Pro maximální výstupní proud $I_2 = 10 \text{ A}$ vychází výkonová ztráta $P_d = 7 \text{ W}$.



Obr. 3.12: Charakteristika průměrné ztráty výkonu na diodě v závislosti na proudu. [převzato z [7]]

Chladič diody se vypočte analogicky jako v kapitole 3.3.4, kde minimální tepelný odpor chladiče R_{ths-a} je určen rovnicí (3.54),

$$R_{ths-a} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - R_{thj-c} - R_{thc-s} = \frac{130 - 50}{6} - 2 - 0,2 = 11,1 \quad [^\circ\text{C}/\text{W}] \quad (3.54)$$

kde T_a je zvolená teplota okolí, R_{thc-s} je tepelný odpor mezi pouzdem a chladičem, R_{thj-c} tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem (čipem) a pouzdem diody a T_j je maximální operační teplota čipu s teplotní rezervou 20°C . Náhradní schéma tepelného obvodu je na Obr. 3.8: náhradní tepelný obvod tranzistoru.

Pro chlazení diody byl zvolen chladič SK104-38STS od TME s tepelným odporem $11^\circ\text{C}/\text{W}$, který by měl být dostačující.

3.3.6 Volba filtračního kondenzátoru pro výstupní stranu zdroje

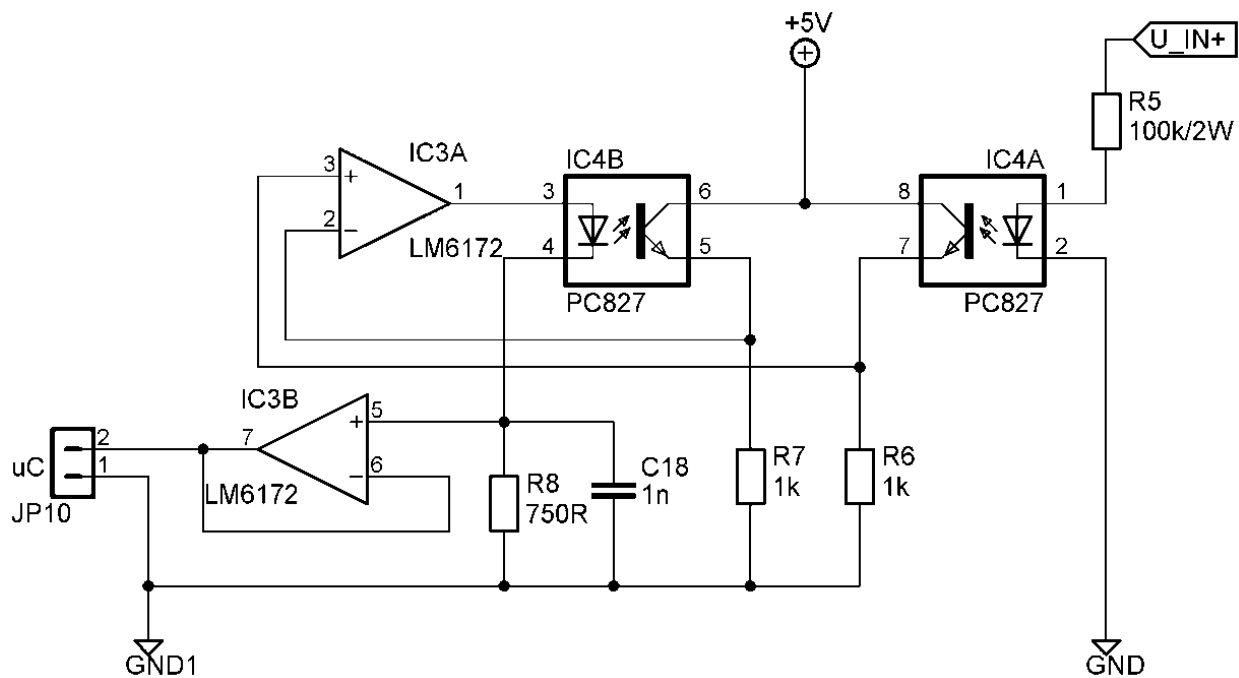
Kapacita výstupního kondenzátoru se odvíjí od požadavku na zvlnění výstupního napětí. Zvolený kondenzátor musí hradit proud do zátěže vždy, když střední hodnota výstupního proudu klesne pod požadovanou mez. V kapitole 3.3.2 bylo pro frekvenci $f_s = 200 \text{ KHz}$ zvoleno maximální zvlnění proudu tlumivkou $\Delta I = 3 \text{ A}$ ($8,5 \text{ A} - 11,5 \text{ A}$). V krajních mezích musí tedy kondenzátor dodat nebo přijmout $1,5 \text{ A}$ po dobu $\Delta t = 2,5 \mu\text{s}$. Kapacitu kondenzátoru při zvoleném zvlnění výstupního napětí ΔU_2 vyjadřuje rovnice (3.55).

$$C = \frac{\Delta I}{2} * \frac{\Delta t}{\Delta U_2} = \frac{3}{2} * \frac{2,5 * 10^{-6}}{2 * 10^{-3}} = 1,875 \quad [mF] \quad (3.55)$$

Pro určitou rezervu je zvoleno 5 paralelně zapojených kondenzátorů s kapacitou $470 \mu\text{F}$ na maximální napětí 100 V .

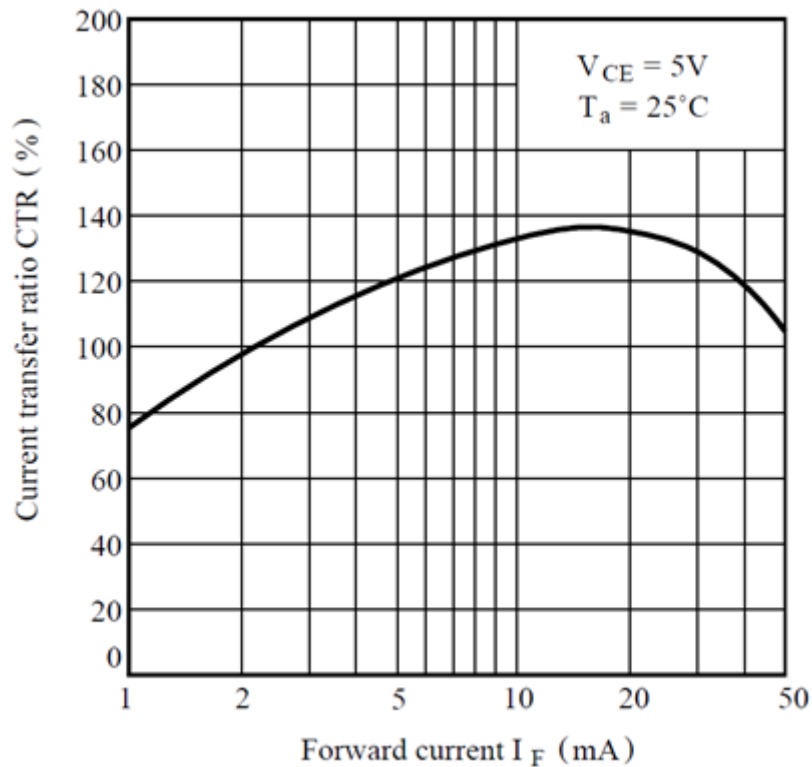
3.3.7 Princip měření vstupního napětí

Vstupní napětí je měřeno z důvodu modifikace střidy PWM signálu pro budící obvody, protože hodnota napětí na vstupní straně ovlivňuje napětí na výstupní straně zdroje. Je proto žádoucí modifikovat střidu PWM signálu podle velikosti vstupního napětí, pro efektivnější stabilizaci výstupního napětí.



Obr. 3.13: Obvod pro měření vstupního napětí zdroje

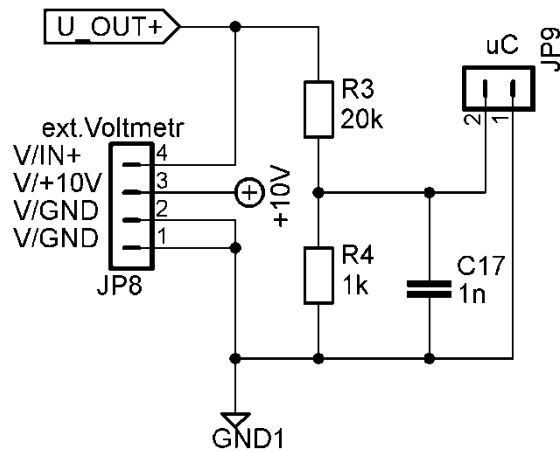
Měřicí obvod je znázorněn na Obr. 3.13. Protože je napětí měřeno na primární straně zdroje, je realizováno galvanické oddělení pomocí optočlenu PC827. Rezistor R_5 je navržen tak, aby optočlen pracoval v lineární oblasti, tedy mezi 2 – 5 mA viz. Obr. 3.14, a odpadla tak linearizace změřeného napětí. Princip je takový, že proud diodou v optočlenu IC4A otevírá tranzistor, čímž na rezistoru R_6 vznikne úbytek napětí. Toto napětí je přivedeno na IC3A, který na svých vstupech udržuje virtuální nulu a svým výstupem otvírá tranzistor optočlenu IC4B tak, aby na rezistorech R_6 a R_7 byly stejné úbytky napětí. Úbytek napětí na rezistoru R_8 pak odpovídá hodnotě úbytku na vstupu zdroje. IC3B slouží jako emitorový sledovač.



Obr. 3.14: Závislost CTR na procházejícím proudu diodou. [Převzato z [8]]

3.3.8 Princip měření výstupního napětí a jeho vizualizace

Výstupní napětí je měřeno pomocí jednoduchého obvodu viz. Obr. 3.15. Jedná se o napěťový dělič, kde rezistory R_3 a R_4 jsou voleny tak, aby při maximálním výstupním napětí zdroje $U_2 = 50\text{ V}$ nepřesáhlo napětí na vstupu A/D převodníku 3 V. Kondenzátor C17 slouží k filtraci VF zámkitů. Mikroprocesor galvanicky spojený se sekundární stranou zdroje, proto není nutné galvanické oddělení.

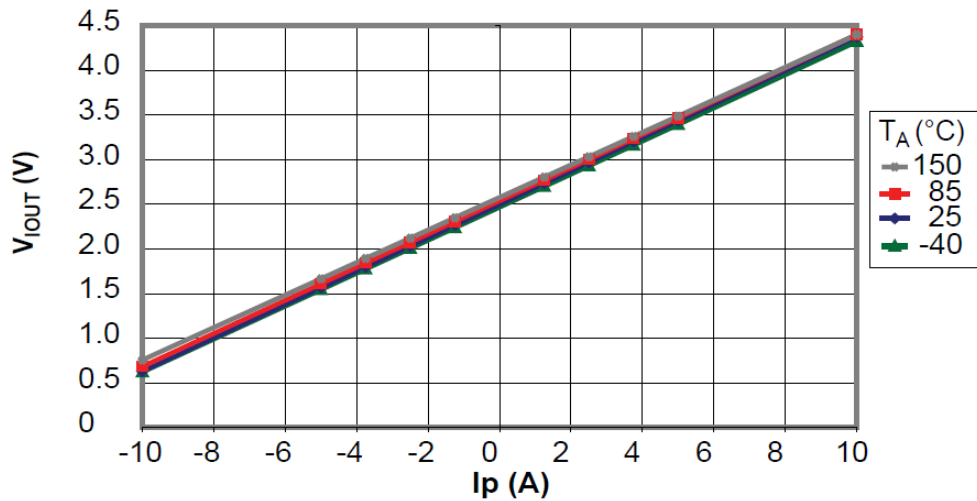


Obr. 3.15: Obvod pro měření výstupního napětí

Výstupní hodnota napětí je vizualizovaná na digitálním panelovém voltmetru WPB5035-DC s rozsahem 0 – 199,9 V.

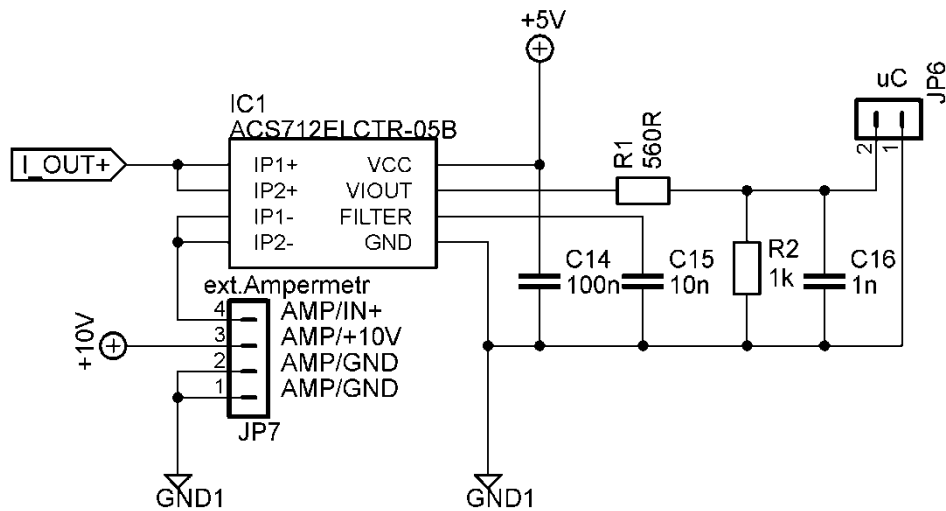
3.3.9 Princip měření výstupního proudu a jeho vizualizace

Pro měření výstupního proudu připadaly v úvahu dvě metody. První na principu úbytku napětí na sériově připojeném rezistoru a druhá na principu Hallova jevu. I když je použití rezistoru méně finančně náročné, tak vede k velkým energetickým ztrátám, tudíž byla použita druhá metoda. Pro měření je použit integrovaný obvod ACS712ELCTR-05B, který zprostředkovává převod proudu procházející obvodem na napětí dle převodní charakteristiky na obrázku Obr. 3.16. Jak znázorňuje převodní charakteristika, při nulovém proudu bude výstupní napětí $V_{iout} = 2,5 V$. Dle datového listu součástky [9] je citlivost $185 mV/A$, Tudíž při maximálním výstupním proudu zdroje $I_2 = 10 A$ bude napětí $V_{iout} = 2,5 + 10 * 0,185 = 4,35 V$. Rozmezí výstupního napětí integrovaného obvodu bude tedy $2,5 - 4,35 V$. Je důležité, aby se součástka nenacházela v cizím magnetickém poli a nebyly tak zkresleny naměřené hodnoty proudu.



Obr. 3.16: Závislost výstupního napětí obvodu ACS712 na procházejícím proudu. [Převzato z [9]]

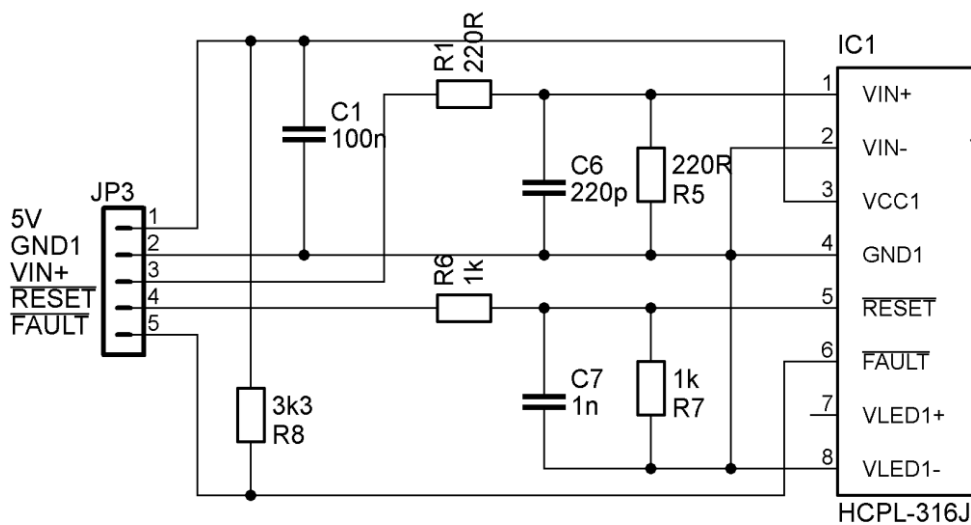
Zapojení měřicího obvodu je na Obr. 3.17. Rezistory R_1 a R_2 slouží jako napěťové přizpůsobení výstupního napětí integrovaného obvodu (2,5–4,35 V) na A/D převodník (0–3 V). K vizualizace výstupního proudu je použit panelový ampérmetr WPB5035-DC s rozsahem měření 0 – 10A.



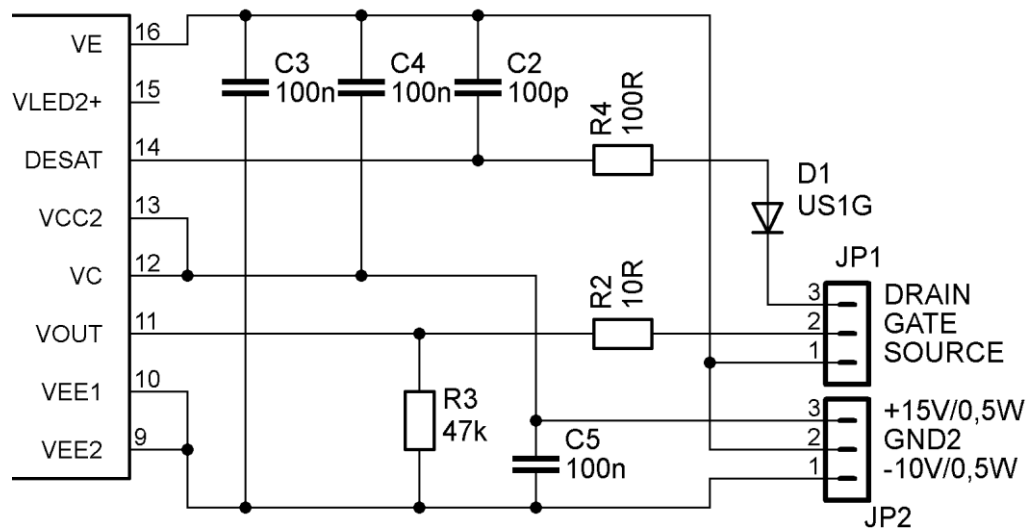
Obr. 3.17: Obvod pro měření výstupního proudu

3.3.10 Obvod budiče tranzistoru

Pro buzení tranzistorů je použit integrovaný obvod HCPL-316J [10]. Schéma budiče je znázorněno na obrázcích Obr. 3.18 a Obr. 3.19. Obvod disponuje desaturační ochranou, která sepne, pokud napětí na vstupu DESAT překročí 7 V. Následně je přerušeno buzení tranzistoru daného budiče a chybový signál \overline{FAULT} sepne do logické nuly. Tento signál je spojen s mikroprocesorem, který přeruší buzení obou tranzistorů. Pro opětovné spuštění budiče se na vstup \overline{RESET} musí přivést log.nula. Řídicí signál lze připojit na invertující (V_{in+}), nebo neinvertující vstup (V_{in-}), které jsou galvanicky oddělené od výstupní části. V tomto případě je použit neinvertující vstup a invertující uzemněn. Rezistory R_1 a R_5 slouží jako napěťové přizpůsobení pro TTL logiku a zároveň s kondenzátorem C_6 jako filtrace VF rušení. Výstupní část budiče Obr. 3.19 je sestavena dle datového listu integrovaného obvodu. Řízený tranzistor je otvíraný napětím +15V a zavíraný napětím -10V. Vstupy V_{LED1+} a V_{LED2+} jsou pouze pro testování obvodu a zůstávají nepřipojeny.



Obr. 3.18: Budič tranzistoru – vstupní část



Obr. 3.19: Budič tranzistoru – výstup část

3.4 Procesor

Pro tuto práci je typ procesoru pevně zvolen v zadání diplomové práce. Jedná se o procesor TMS320F28044 od firmy Texas Instrument. Pro zkušební účely je možné si nechat zaslat vzorek zdarma.

Základní údaje procesoru:

- Frekvence jádra procesoru: 100 MHz
- Šířka datové sběrnice: 32 bitů
- paměť integrovaná na čipu
 - FLASH paměť 64K x 16
 - SARAM paměť 10K x 16
- 12bitový AD převodník
 - doba konverze 80 ns
 - 16 kanálů (2 sample hold obvody)
- 16 PWM kanálů s vysokým rozlišením
- čítače
 - tři 32bitové
 - šestnáct 16bitový
- 35 GPIO – vstupů a výstupů
- 100 pinové pouzdro
- dvě úrovně napájení (1,8 V pro jádro a 3,3 V pro periférie)



Jak je napsáno v datovém listu [11], potřebuje procesor dvě napájecí úrovně napětí. 1,8 V pro jádro a 3,3 V pro periférie. Obě napěťové úrovně poskytuje lineární stabilizátor TPS767D301 umístěný přímo na DPS s procesorem. Proti poklesu napájení procesoru je ke každému vstupu umístěn blokovací kondenzátor (100 nF).

Pro hodinový signál je zvolen krystal HC-49UD s frekvencí 20 MHz, který je připojen na vstupy pro vnější oscilátor (X1, X2) a umístěn co nejbližší procesoru.

referenční napětí procesoru je zajištěno obvodem REF3020, napájeného z lineárního stabilizátoru napětím 3,3 V.

Oboustrannou komunikaci mezi procesorem a programátorem zajišťuje 14 pinové JTAG rozhraní. Program byl vyvíjen v prostředí Code Composer Studio v5.

4 Závěr

Během vypracování diplomové práce jsem se teoreticky seznámil se spínanými zdroji a s jejich modifikacemi. Nejčastější modifikace jsem popsal v teoretické části práce, spolu se základními znalostmi návrhu DSP a procesory.

Praktickou část diplomové práce jsem rozdělil na čtyři hlavní kapitoly, kde v první (kap. 3.1) je znázorněno a popsáno blokové schéma celého měniče.

Druhá kapitola (kap. 3.2) je věnována návrhu a konstrukci pomocného spínaného zdroje, který slouží pro napájení všech periférií hlavního měniče (budiče tranzistorů, měřících a řídicích obvodů atd.). Jedná se o topologii blokujícího měniče (flyback) s výkonem 11 W. K řízení tohoto zdroje byl použit PWM kontrolér UC3845.

Třetí a nejrozsáhlejší kapitola 3.3 popisuje návrh a konstrukci hlavního měniče. V kapitole jsou uvedeny výpočty a návrhy výkonových částí hlavního měniče, jako jsou výkonové tranzistory, impulzní transformátor, tlumivka, výkonový usměrňovač, filtrační kondenzátory atd. Pro výkonový usměrňovač a tranzistory jsou zde vypočteny a vybrány chladiče. Dále jsou v kapitole uvedeny návrhy a schémata měřících obvodů měniče a na závěr kapitoly je popsán a schematicky znázorněn obvod budiče tranzistoru.

Praktickou část uzavírá popis použitého procesoru a zvolených součástek zajišťujících jeho funkčnost, jako je typ použitého krystalu, reference nebo lineární zdroj poskytující napěťové úrovně (1,8 V a 3,3 V).

Jelikož zdroj zatím nebyl oživen, nemohly být odměřeny a uvedeny jeho parametry v DP. Velkým přínosem při tvorbě diplomové práce pro mne byla konstrukce a návrh transformátorů a tlumivky, se kterými jsem se během studia setkal jen teoreticky. Procházením datových listů a stránek prodejců s elektronickými součástkami jsem si rozšířil přehled prodávaných, a hlavně na trhu dostupných součástek. Čas strávený u návrhového softwaru Eagle, mi poskytl větší flexibilitu a rychlost nejen při navrhování schémat k této diplomové práci, ale i zkušenosti, které lze uplatnit i při jiných návrzích.

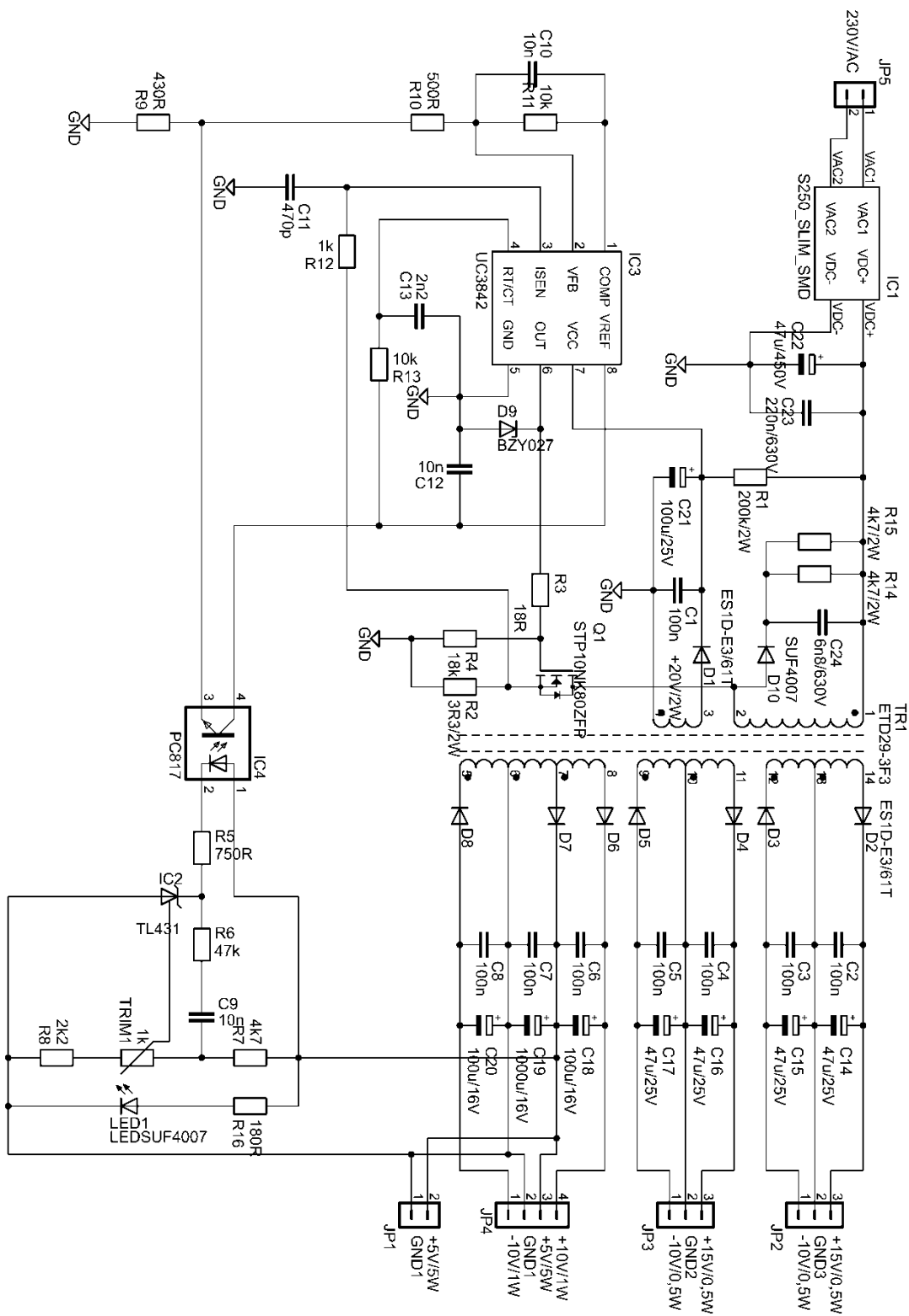
Použitá literatura

- [1] UC2842/3/4/5 - CURRENT MODE PWM CONTROLLER
Odkaz: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/29384/TI/UC3845.html>
- [2] 3F3 - Material specification
Odkaz: <http://allstarmagnetics.com/assets/3f3.pdf>
- [3] ETD29 - ETD cores and accessories
Odkaz: <http://www.thierry-lequeu.fr/data/ETD29.pdf>
- [4] STP7NB60FP - N-CHANNEL TRANSISTOR
Odkaz: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/211517/STMICROELECTRONICS/STP7NB60FP.html>
- [5] ETD44 – ETD cores and accessories
Odkaz: <http://www.thierry-lequeu.fr/data/ETD44.pdf>
- [6] IRFB4229PbF - N-CHANNEL TRANSISTOR
Odkaz: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfb4229pbf.pdf>
- [7] MBR20100CT – Power rectifier
Odkaz: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/223/097/mbr20100ct-datasheet-1.pdf>
- [8] PC817, PC827 - High density mounting type photocoupler
Odkaz: <http://www.ges.cz/sheets/p/pc8xx.pdf>
- [9] ASC712ELCTR-05B-T – Fullyintegrated, half effect-based linear current sensor
Odkaz: <http://html.alldatasheet.com/html-pdf/168327/ALLEGRO/ACS712ELCTR-05B-T/304/1/ACS712ELCTR-05B-T.html>

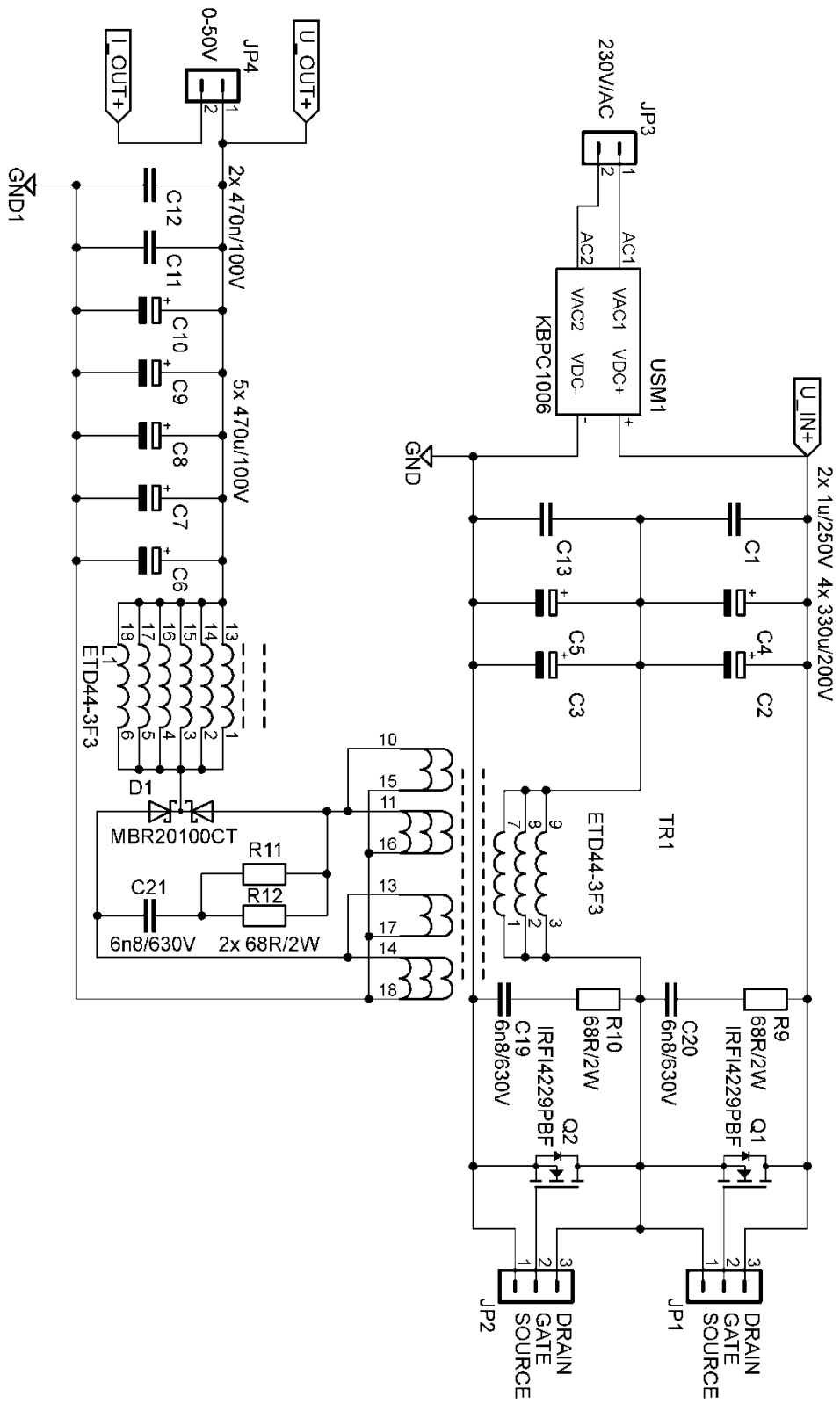
- [10] ASC712ELCTR-05B-T - 2 Amp gate drive optocoupler with integrated desaturation detection and fault status feedback
- Odkaz: <http://html.alldatasheet.com/html-pdf/87924/HP/HCPL-316J/23/1/HCPL-316J.html>
- [11] TMS320F28044 - Digital signal processor
- Odkaz: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28044.pdf>
- [12] Záhlava, Vít. Návrh a konstrukce desek plošných spojů, Praha: Fakulta elektrotechnická (ČVUT), 2005
- [13] Pinker, Jiří; Koucký, Václav, Analogové elektronické systémy. 1. část, Plzeň: Západočeská univerzita 2004
- [14] Pinker, Jiří, Mikroprocesory a mikropočítače, Praha: BEN – technická literatura 2004
- [15] Kůs, Václav, Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu. 1.vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 183 s. ISBN 80-730-0062-8.
- [16] Peroutka, Zdeněk, Fakulta elektrotechnická, ZČU v Plzni. Výběr z přednášek předmětu Mikroprocesorové řízení pohonů (KEV/MRP)

Přílohy

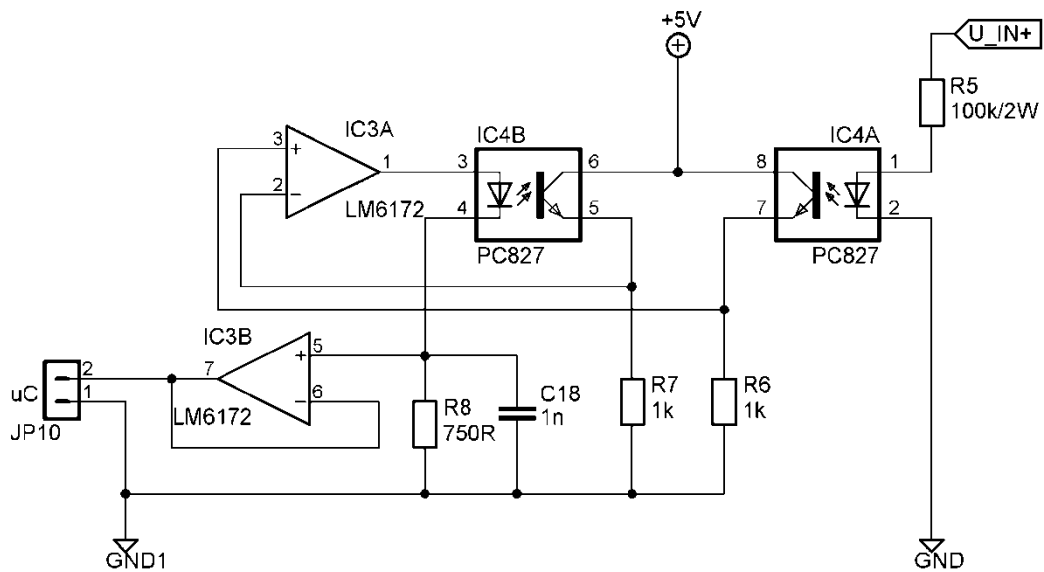
Schématu zapojení:



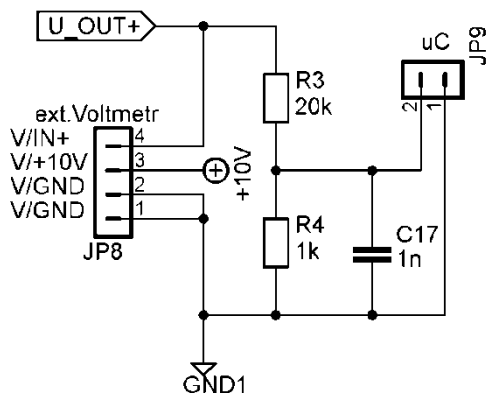
Obr. 0.1: Schéma pomocného zdroje



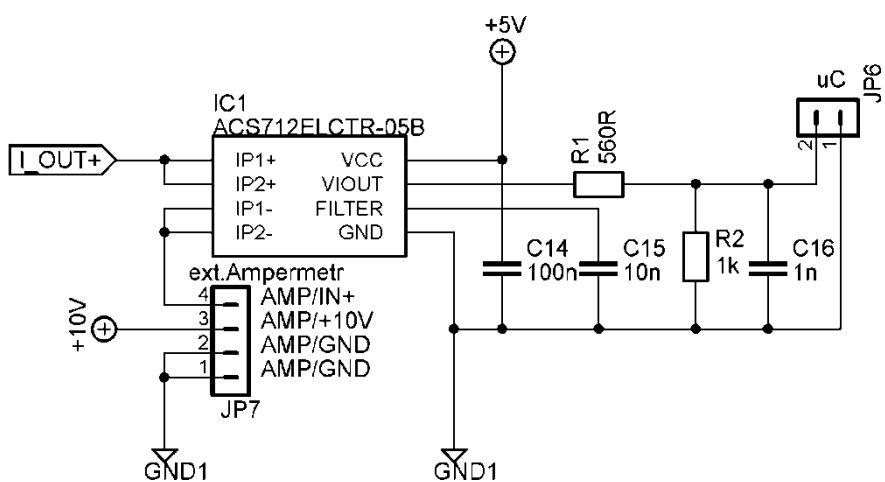
Obr. 0.2: Schéma hlavního měniče



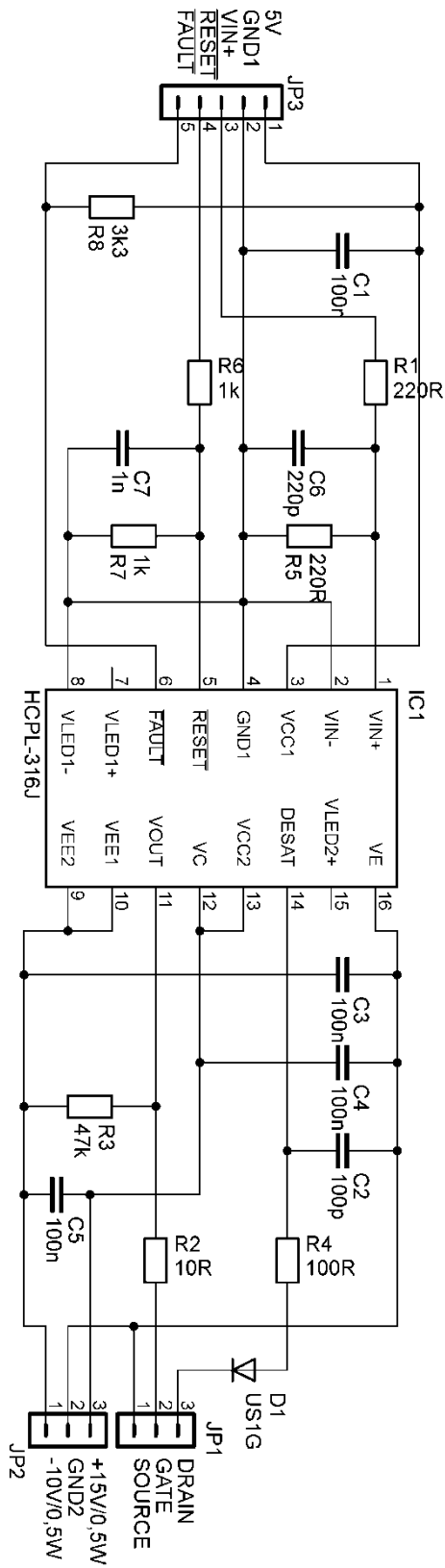
Obr. 0.3: Schéma obvodu pro měření vstupního napětí



Obr. 0.4: Schéma obvodu pro měření výstupního napětí

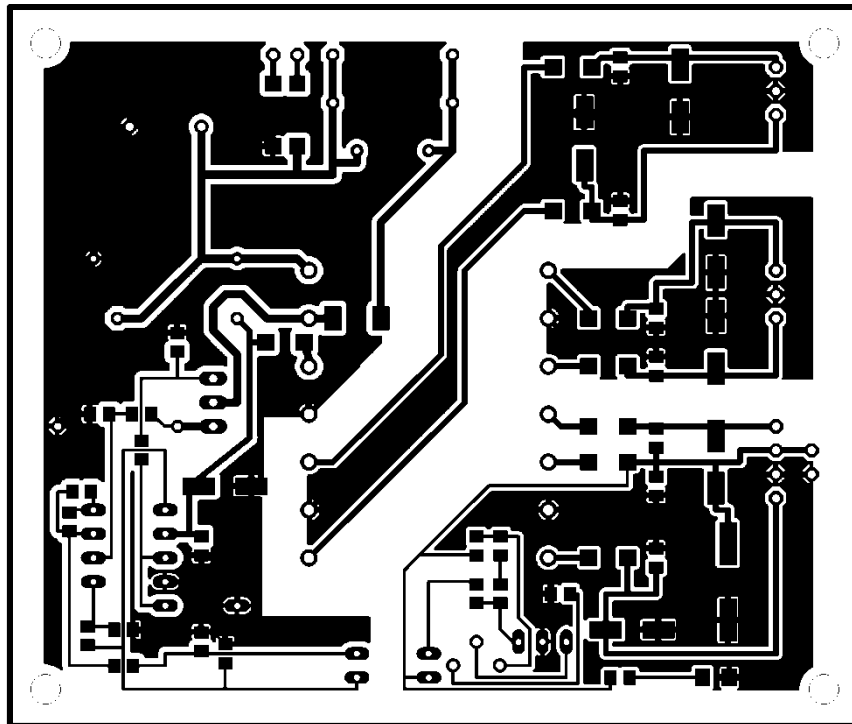


Obr. 0.5: Schéma pro měření výstupního proudu

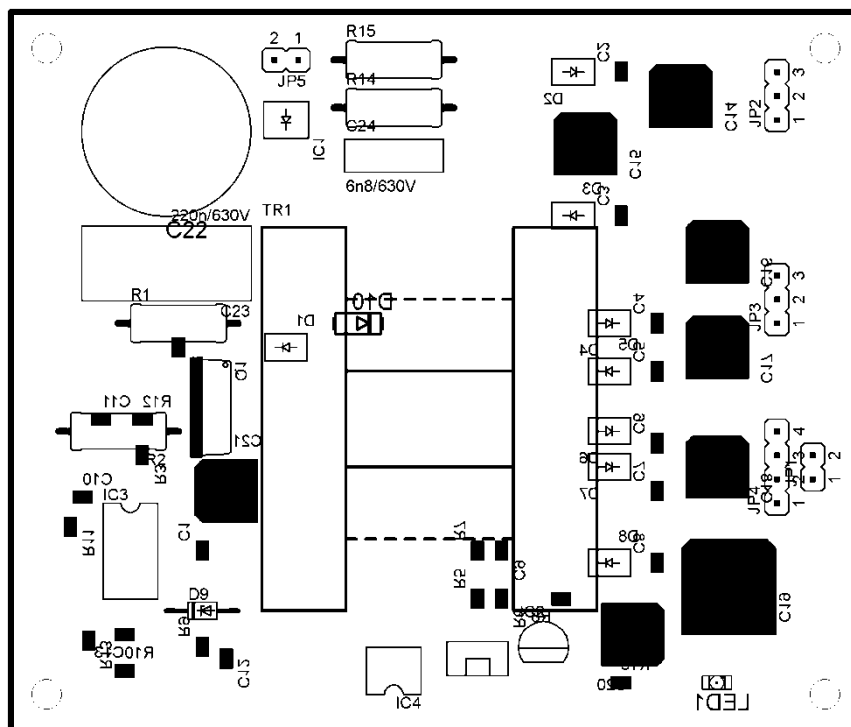


Obr. 0.6: Schéma zapojení budiče pro jeden tranzistor

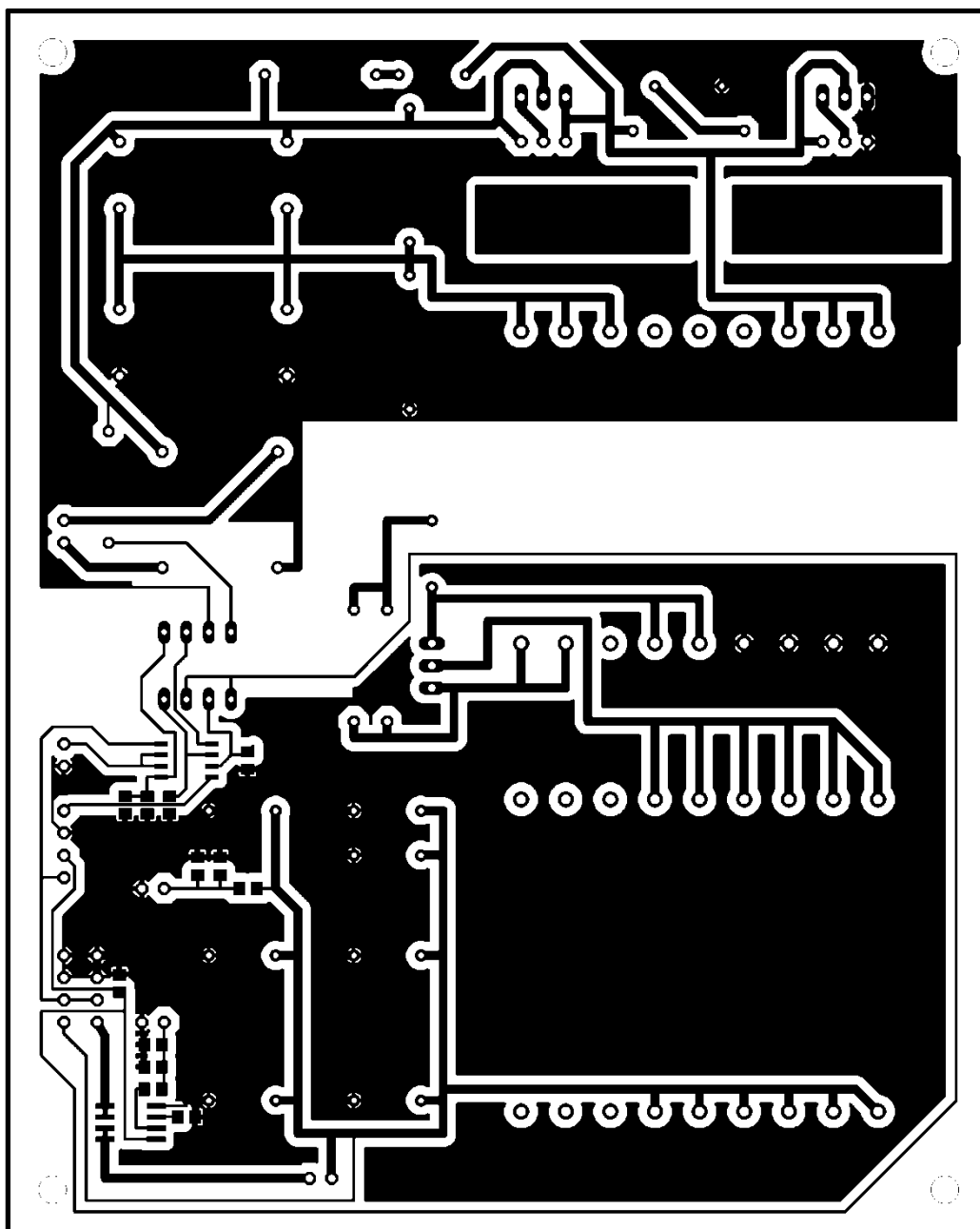
Desky plošných spojů a osazovací plány



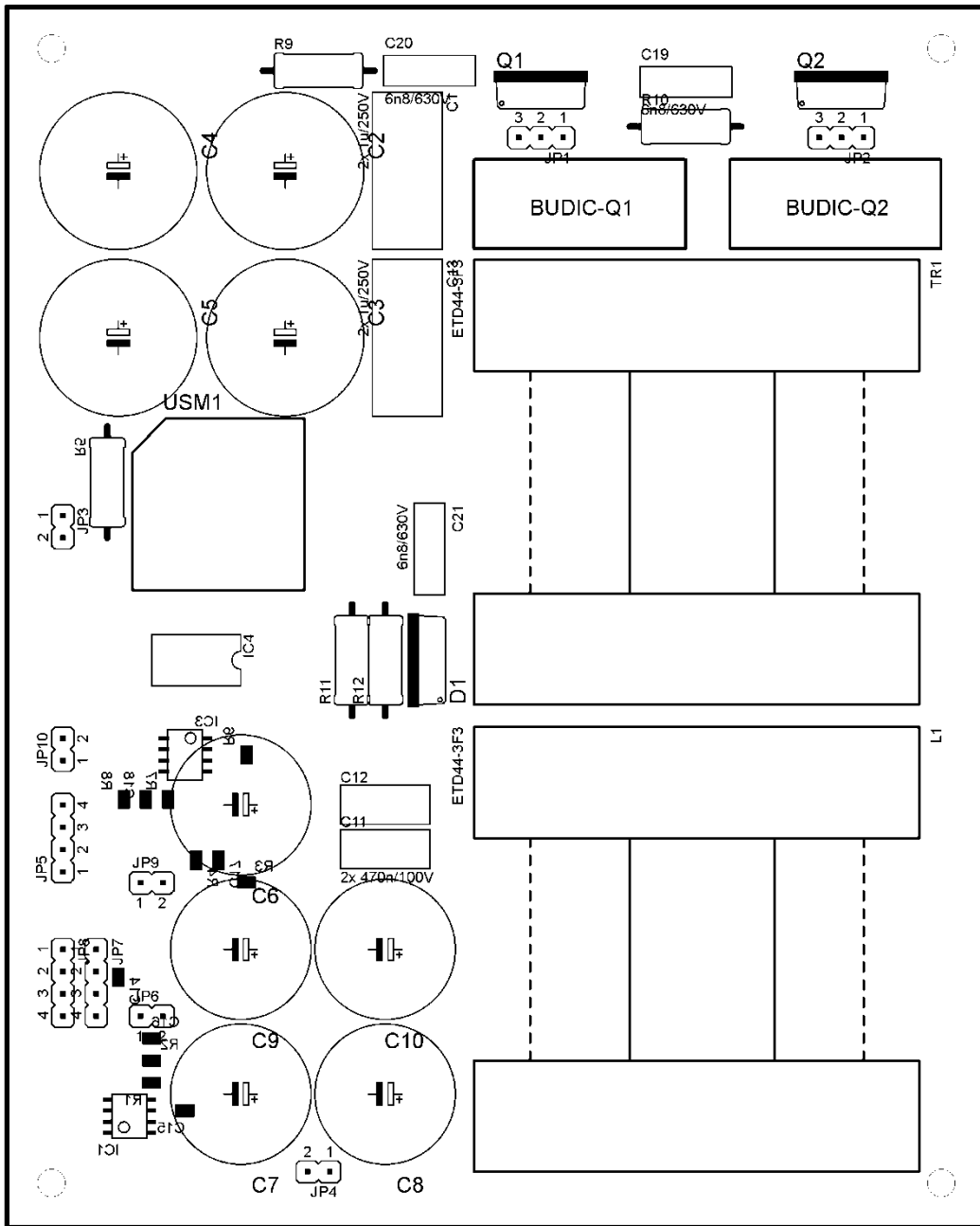
Obr. 0.7: Deska plošných spojů pomocného zdroje



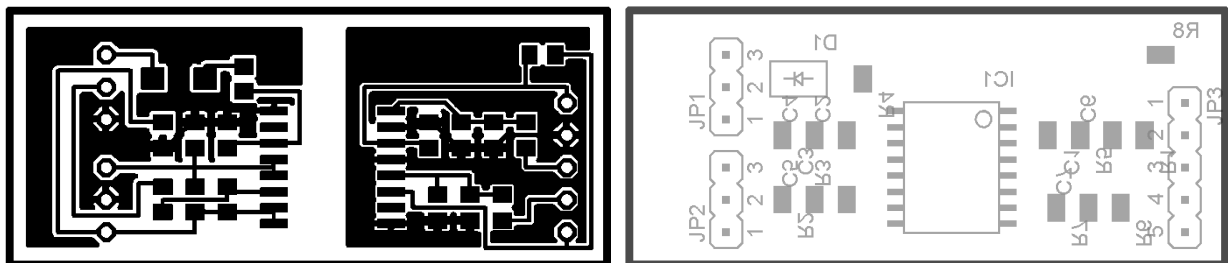
Obr. 0.8: Osazovací plán pomocného zdroje



Obr. 0.9: Deska plošných spojů hlavního měniče



Obr. 0.10: Osazovací plán hlavního měniče



Obr. 0.11: Deska plošných spojů a osazovací plán budiče tranzistoru