

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGE**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

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

**autor práce: Václav Špán**

**vedoucí práce: Ing. Matouš Bárta**

**Plzeň 2013**



## **Anotace**

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

## **Klíčová slova**

Spínaný stabilizovaný zdroj, měnič, procesor, elektromagnetická kompatibilita, 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, EMP and processor selection. Practical part contains design of converter.

## **Key words**

Switching stabilized power supply, converter, processor, electromagnetic compatibility, 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 9.5.2013

Václav Špán

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Matouši Bartlovi za podporu při psaní diplomové práce, ve které mi vždy vyšel plně vstříc.

## Obsah

<b>1</b>	<b>Úvod.....</b>	<b>9</b>
	<b>Seznam symbolů .....</b>	<b>10</b>
<b>2</b>	<b>Teoretická část .....</b>	<b>11</b>
2.1	AC-DC měniče galvanicky izolované transformátorem .....	11
2.1.1	Blokující měnič.....	11
2.1.2	Propustný měnič .....	12
2.1.3	Dvojjinný plný můstek .....	13
2.1.4	Dvojjinný půl-můstek s kapacitním středem .....	14
2.1.5	Dvojjinný měnič s vyvedeným středem primárního vinutí .....	15
2.2	Stabilizovaný zdroj .....	17
2.2.1	Spínaný stabilizovaný zdroj napětí .....	17
2.3	Procesory teoreticky .....	19
2.4	Pravidla návrhu DSP a EMC .....	21
2.4.1	Zásady návrhu desek plošných spojů.....	23
<b>3</b>	<b>Praktická část .....</b>	<b>24</b>
3.1	Návrh silové části zdroje.....	24
3.1.1	Návrh transformátoru .....	24
3.1.1.1	Výpočet primárního vinutí .....	25
3.1.1.2	Výpočet sekundárního vinutí: .....	27
3.1.1.3	Určení vodiče pro primární vinutí.....	27
3.1.1.4	Určení vodiče pro sekundární vinutí .....	29
3.1.1.5	Ztráty v transformátoru .....	31
3.1.1.6	Shrnutí – transformátor .....	33
3.1.2	Volba výkonových tranzistorů a kondenzátorů pro můstek.....	34
3.1.2.1	Ztráty na tranzistorech .....	36
3.1.2.2	výpočet chladiče tranzistoru .....	37
3.1.3	Volba můstkového usměrňovače .....	38
3.1.4	Volba usměrňovacích diod na sekundární straně transformátoru .....	39
3.1.4.1	Návrh chladiče pro usměrňovací diody .....	40

<b>3.1.5</b>	<b>Návrh filtrační tlumivky .....</b>	<b>41</b>
3.1.5.1	volba vodiče pro tlumivku .....	43
<b>3.1.6</b>	<b>Návrh filtračního kondenzátoru na výstupní straně zdroje .....</b>	<b>45</b>
<b>3.1.7</b>	<b>Návrh filtračního kondenzátoru na vstupní straně zdroje .....</b>	<b>45</b>
<b>3.2</b>	<b>Návrh řídicí části zdroje .....</b>	<b>47</b>
<b>3.2.1</b>	<b>Processor .....</b>	<b>47</b>
3.2.1.1	Lineární stabilizátor .....	49
3.2.1.2	Krystal .....	49
3.2.1.3	Reference .....	49
3.2.1.4	Zkušební deska procesoru .....	50
<b>3.2.2</b>	<b>Volba budiče tranzistorů (Gate driver) .....</b>	<b>50</b>
<b>3.2.3</b>	<b>Galvanické oddělení DSP a budiče .....</b>	<b>51</b>
<b>3.2.4</b>	<b>měření analogových výstupních signálů .....</b>	<b>52</b>
3.2.4.1	Měření výstupního napětí .....	52
3.2.4.2	Měření výstupního proudu .....	54
3.2.4.3	Napěťové přizpůsobení pro AD převodník .....	54
<b>3.2.5</b>	<b>Realizace saturační ochrany .....</b>	<b>56</b>
<b>3.2.6</b>	<b>Přehled použitých napěťových úrovní a zdrojů v řídicí části .....</b>	<b>59</b>
<b>4</b>	<b>Závěr .....</b>	<b>61</b>
<b>5</b>	<b>Použitá literatura .....</b>	<b>62</b>
<b>6</b>	<b>Přílohy .....</b>	<b>63</b>



# 1 Úvod

V průběhu let došlo k výraznému rozvoji mikroprocesorové technologie, a to hlavně z důvodů rychlosti a přesnosti řízení a regulace. Jedná se například o automobilový průmysl, kde řídicí jednotka obstarává všechny potřebné úkony ke správnému chodu motoru, jako je například správná koncentrace vzduchu a benzínu, aby ve válci docházelo ke spalování s vysokou efektivitou a zároveň nízkou spotřebou. K výraznému rozvoji přispěl i vojenský průmysl, kde se používají mikroprocesory od již zmíněných automobilů, až přes taktické zbraňové systémy.

Mikroprocesory mají výrazné použití i v měničích. Jsou to většinou měniče pro řízení stejnosměrných a střídavých točivých strojů s různými výkony. Tyto motory se používají ve vlacích, trolejbusích, tramvajích atd. Pokud se jedná o střídavý stroj je pro řízení použit AC-AC měnič. Pokud jde o stejnosměrný stroj, je řízen AC-DC měničem. Samozřejmě jsou i DC-DC a DC-AC měniče, ale ty nejsou tolik používány.

V této diplomové práci se budu soustředit zejména na návrh AC-DC měniče. Výkon tohoto měniče by měl být 50 wattů. Regulovatelné výstupní napětí od 0 do 30 voltů. Výstupní napětí bude stabilizované. Napájení bude ze sítě 230V/50Hz. Tento napěťový procesorem řízený stabilizovaný zdroj se dá použít v mnoha aplikacích. Od různých experimentů, kde je potřeba napěťového zdroje, až po nepřetržité napájení 500 wattového stejnosměrného motoru do napětí 50 V.

Diplomová práce se bude skládat ze dvou částí. První část bude teoretická, kde bude popsán AC-DC měnič a vysvětlena jeho funkčnost, výběr procesoru, EMC a zásady návrhu desky plošných spojů.

Druhá část bude praktická a bude zahrnovat všechnen můj postup, který jsem při diplomové práci učinil, hlavně půjde o návrh silová a řídicí části zdroje.

## Seznam symbolů

PFC	-	Obvod pro kompenzaci účinníku
DC-DC	-	Měnič napětí
DC-AC	-	Střídač
AC-DC	-	Usměrňovač
AC-AC	-	Měnič frekvence
ATX	-	Advanced Technology Extended (Nejpoužívanější počítačový zdroj)
MOSFET	-	Unipolární tranzistor
IGBT	-	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
LC	-	Článek složený s induktivní a kapacitní složky
RC	-	Článek složený s odporové a kapacitní složky
DPS	-	Deska plošných spojů
DSP	-	Digitální signálový procesor
CAN, SCI, SPI	-	Komunikační rozhraní
GPIO	-	Univerzální vstup/výstup
MIPS	-	Milión instrukcí za sekundu
EMC	-	Elektromagnetická kompatibilita
EMI	-	Elektromagnetické vyzařování
EMS	-	Elektromagnetická odolnost

## 2 Teoretická část

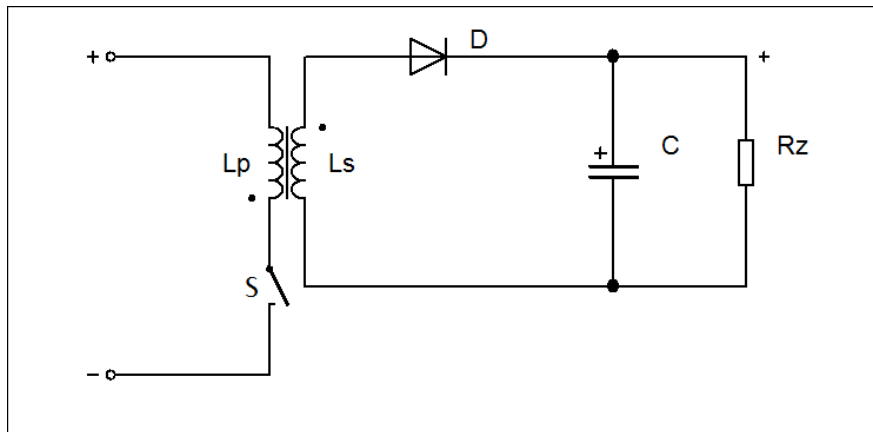
### 2.1 AC-DC měniče galvanicky izolované transformátorem

Na vstup každého zde uvedeného měniče se přivádí usměrněné a vyfiltrované napětí. Protože použitím vyšší frekvence spínání výkonového prvku výrazně snížíme velikost impulzního transformátoru, používají se frekvence od 20 KHz výše. Další výhodou použití vysoké frekvence je její neslyšitelnost, tedy eliminace bzučení způsobené chvěním cívek transformátoru. 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 a větší rozsah rušení.

#### 2.1.1 Blokující měnič

Tento měnič s impulzním transformátorem (Obrázek 1) se často používá, pokud je požadován menší výstupní proud a větší výstupní napětí. Energie, která se přenáší, je akumulována v jádře transformátoru a na sekundárním vinutí usměrněna diodou a vyfiltrována kondenzátorem. Veškerá energie tekoucí do zátěže jde přes jádro transformátoru, proto je rozměrnější. Výhodou tohoto zapojení je jednoduchost a větší zkratová odolnost.

Funkce: Při sepnutí spínače S dochází k nárůstu proudu. Proud tekoucí transformátorem v něm indukuje magnetické pole. Diodou D proud neprochází, protože je polarizována závěrně. Při rozepnutí spínače S dochází k zanikání magnetického pole transformátoru, smysl magnetické indukce změní polaritu a napětí na sekundárním vinutí se otočí. Tím se dioda D uvede do propustného stavu a proud tekoucí obvodem se uzavírá přes zátěž. Kondenzátor C slouží k filtraci napětí.

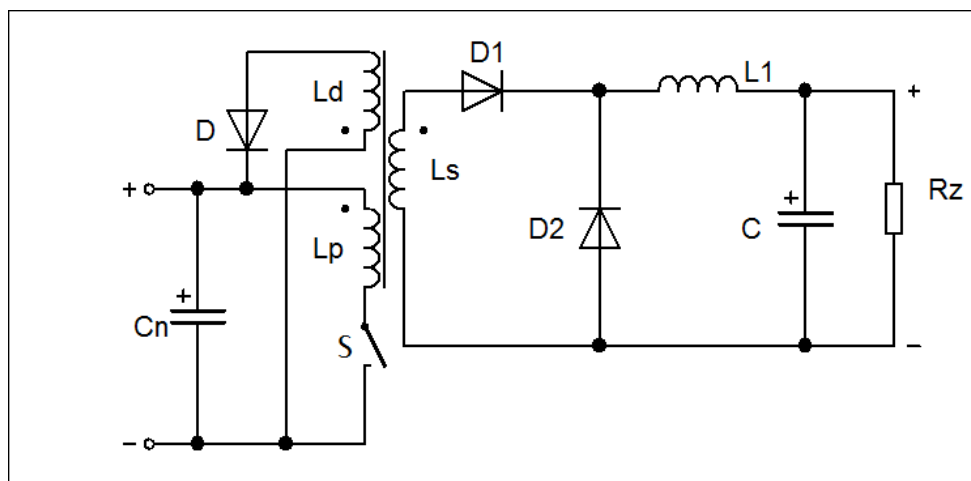


Obrázek 1: Zapojení blokujícího měniče

### 2.1.2 Propustný měnič

Pokud spínáme větší výkony, je tento měnič vhodnější, než měnič blokující. Měnič (Obrázek 2) má dvě primární vinutí, jedno hlavní a jedno tzv. demagnetizační, které má stejně závitů jako vinutí hlavní, ale je vinuto v opačném smyslu.

Funkce: Po sepnutí spínače S dochází k nárůstu proudu hlavním vinutím, kde dochází k indukci magnetického pole. Dioda D1, jako v předchozím případě nevede, dokud se spínač S nevypne. Po vypnutí spínače začne zanikat magnetické pole transformátoru a magnetická indukce otočí polaritu stejně jako napětí na sekundárním vinutí. Dioda D1 je otevřena a proud se uzavírá přes zátěž, zároveň dochází k indukci proudu v demagnetizačním vinutí. Proud se uzavírá přes diodu D a nabíjí kondenzátor Cn. Tímto se zabraňuje přesycení transformátoru. Dioda D2 slouží k uzavření obvodu přes zátěž, pokud je spínač S sepnutý. Kondenzátor C vyhlazuje průběh napětí na zátěži. Toto zapojení má lepší dynamické vlastnosti a tedy vyšší spínací frekvenci výkonových prvků.



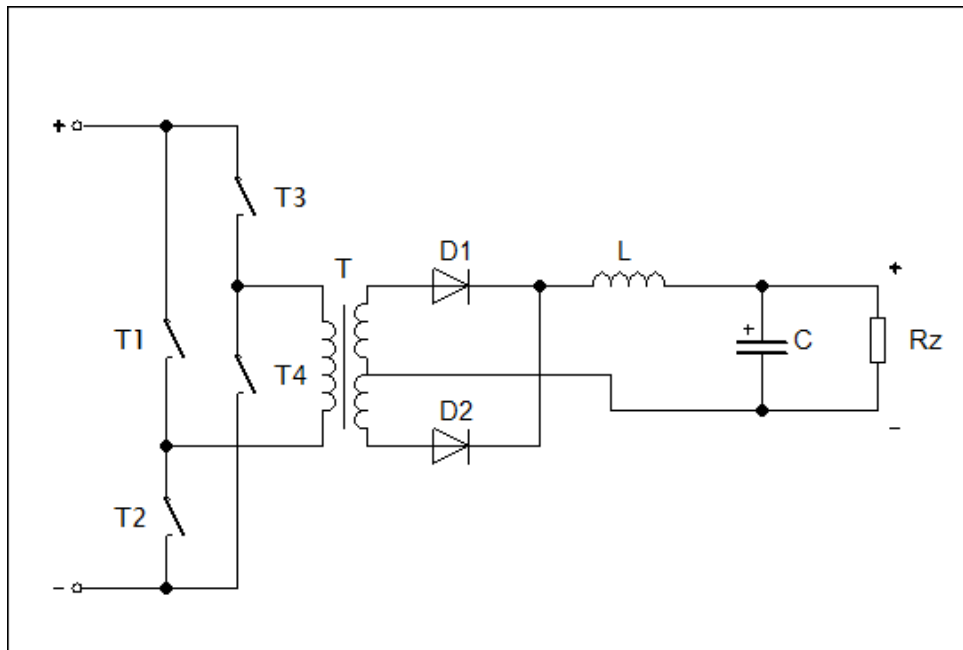
Obrázek 2: Zapojení propustného měniče

### 2.1.3 Dvojjinný plný můstek

Dvojjinný plný můstek (Obrázek 3) je vhodný pro vysoké výstupní výkony. Jedná se o složitější zapojení vzhledem k předchozím měničům, hlavně z pohledu řízení spínacích bloků. 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 zajišťují náležitou prodlevu mezi sepnutím spínačů v jedné větvi. Transformátor má menší rozměry, protože jako akumulátor energie slouží tlumivka L.

Funkce: Spínací součástky T1 a T4 jsou sepnuty a T2 a T3 jsou vypnuté. Proud transformátorem T narůstá a vniká magnetické pole na primárním vinutí. Protože transformátor obsahuje uzavřený magnetický obvod přes feritové jádro, magnetické pole způsobuje magnetický tok jádrem. V sekundárním vinutí se pomocí magnetického toku indukují napětí. To je usměrňováno diodou D1. Proud protékající tlumivkou L a akumuluje zde energii. Tlumivka L slouží jako zdroj proudu. Kondenzátor C vyhlazuje průběh napětí a celý obvod uzavírá zátěž Rz. V dalším cyklu se T2 a T3 sepnou a T1 a T4 vypnou. Polarita proudu procházející primárním vinutím transformátoru T se obrátí. Magnetický tok v jádře je též otočený a na sekundárním vinutí se indukují napětí s opačnou polaritou, než při sepnutí T1 a T4. Napětí na sekundárním vinutí je usměrňováno Diodou D2. Dioda D1 je v závěrném

stavu. Dále následuje tlumivka  $L$ , kondenzátor  $C$  a zátěž  $R$ , tyto části obvodu mají stejnou funkci jako v předchozím případě.



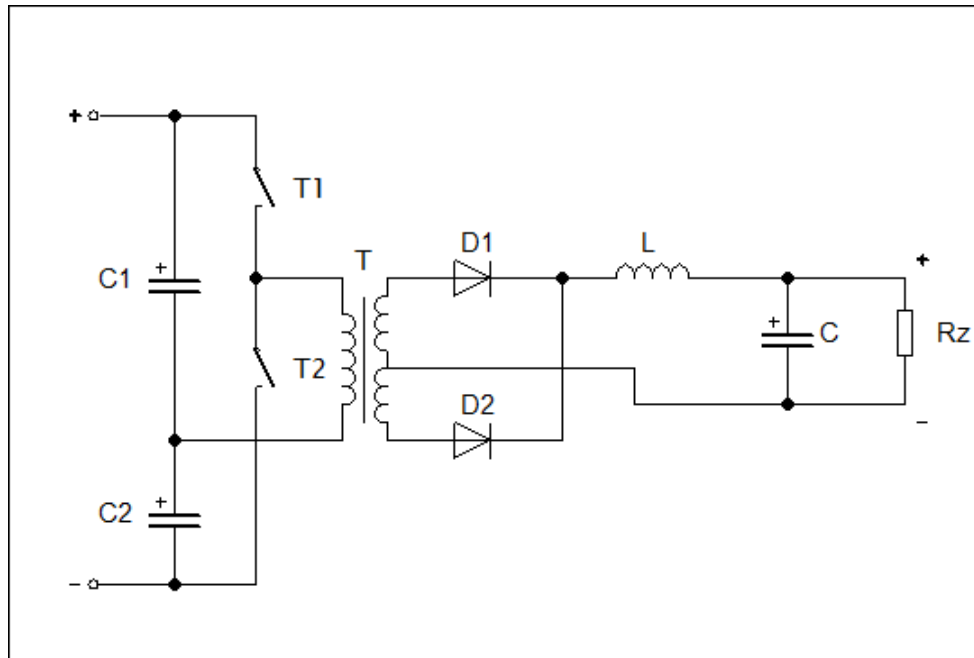
Obrázek 3: Zapojení dvojitinného plného můstku

#### 2.1.4 Dvojitinný půl-můstek s kapacitním středem

Výhodou tohoto zapojení (Obrázek 4) je menší počet spínacích součástek a tudíž menší ztráty. Stejně jako u předešlého zapojení, nesmí dojít k sepnutí spínačů v jedné větvi.

Funkce: Pokud není sepnutý ani jeden spínací prvek, napětí na kondenzátorech  $C1$  a  $C2$  by mělo být poloviční, než napájecí, ale protože je měnič v chodu a před sepnutím  $T1$  byl sepnut  $T2$ , budeme uvažovat napětí na  $C2$  blížící se k nule a napětí na  $C1$  blížící se napájecímu napětí. Spínací prvek  $T1$  je sepnut a  $T2$  je vypnut. Kondenzátor  $C2$  má proti zemi skoro nulové napětí a začne se dobíjet na napětí zdroje a  $C1$  se vybíjí. Při dobíjení kondenzátoru prochází proud primárním vinutím transformátoru  $T$  a vytváří se jeho jádrem magnetický tok. V sekundárním vinutí se indukují napětí. Dioda  $D2$  je v propustném stavu a dioda  $D1$  v závěrném. Tlumivka  $L$  slouží k akumulaci energie. Kondenzátor  $C$  filtruje výstupní napětí na zátěži. V druhé fázi je  $T2$  sepnut a  $T1$  je vypnut. Kondenzátor  $C2$  se vybíjí přes primární vinutí transformátoru  $T$  a Kondenzátor  $C1$  se nabíjí ze zdroje. Průchod

vybíjecího proudu z kondenzátoru C2 je opačný, než při otevření T1, taktéž indukované napětí na sekundárním vinutí má otočenou polaritu. Dioda D1 je v propustném stavu a dioda D2 v závěrném. Tlumivka L, kondenzátor C a zátěž R mají stejnou funkci jako v předešlém cyklu.



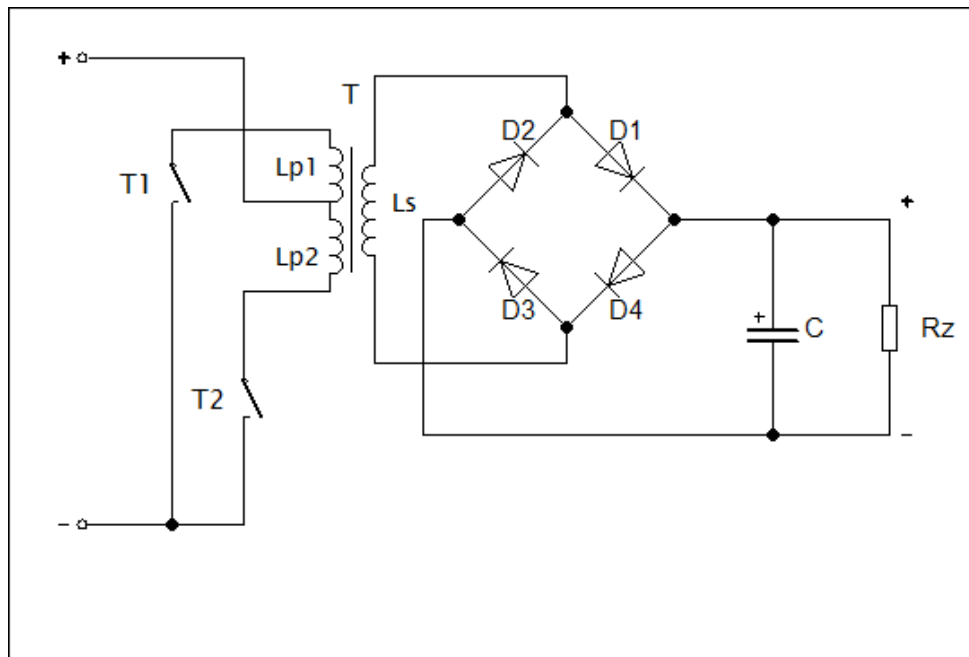
Obrázek 4: Zapojení polovičního můstku

### 2.1.5 Dvojitý měnič s vyvedeným středem primárního vinutí

Výhoda tohoto měniče (Obrázek 5) je jednoduchost (hlavně u budících obvodů, jelikož je potřeba jen jedna napěťová úroveň pro oba tranzistory) a malé spínací ztráty, pokud se jedná o spínání malých napětí. Nevýhodou je transformátor s vyvedeným středem, jehož konstrukce je složitější. Napěťové namáhání spínacích prvků je dvojnásobné. Opět musíme dbát na mrtvé časy jednotlivých spínacích prvků, aby nedošlo ke zkratu.

Funkce: spínací prvek T1 je sepnut a T2 je vypnut. Proud primární cívkou  $L_{p1}$  exponenciálně narůstá a v magnetickém obvodu transformátoru T začíná téct magnetický tok. Tento tok budí sekundární vinutí a na tom se indukuje napětí. Napětí na sekundárním vinutí je usměrnováno můstkovým usměrňovačem, kdy dioda D1 a D3 jsou v propustném stavu a dioda D2 a D4 v závěrném, v kondenzátoru C je vyfiltrováno. Celý obvod uzavírá zátěž R.

Spínací prvek T2 je sepnut a T1 je vypnut. Magnetické pole na primárním vinutí začíná zanikat a napětí na vinutí Lp1 má hodnotu zdroje a otočenou polaritu. Toto napětí se sčítá s napětím napájecího zdroje a působí na zavřený spínací prvek T1. Proud procházející primárním vinutím Lp2 začne exponenciálně narůstat. Magnetický tok v jádru transformátoru má opačnou hodnotu, než v případě sepnutí T1. V sekundárním vinutí se indukují napětí, které je dále usměrněno můstkovým usměrňovačem. Dioda D2 a D4 je v propustném stavu a dioda D1 a D3 v závěrném. Za usměrňovačem má napětí stejnou polaritu jako v prvním cyklu a je usměrňováno kondenzátorem C. Toto zapojení neobsahuje žádnou tlumivku na sekundární straně transformátoru T, která by sloužila jako akumulátor energie, proto musí být transformátor robustnější s větší indukčností a menší spínací frekvencí. Pokud bychom chtěli snížit ztráty, použijeme transformátor s vyvedeným středem i na sekundárním vinutí a usměrňovač ze dvou diod, jako tomu bylo u měniče s plným můstkem.



Obrázek 5: Zapojení dvojčinného měniče 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 (obrázek 6) se skládá z vstupního filtru, vstupního usměrňovače, výkonového spínače, vysokofrekvenčního (impulzního) transformátoru, výstupního usměrňovače, výstupní filtru a řídicího obvodu s čidlem výstupního napětí, případně i proudu.

Vstupní filtr slouží k odfiltrování rušivých signálů, které vytváří vysokofrekvenční spínací obvod. Chrání napájecí síť. Obvykle bývá realizován jako LC nebo RC filtr. 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 projevit v audiotechnice jako pískání, může dojít k rušení citlivých elektronických systémů, nebo k vlastnímu rušení, například řídicího obvodu.

Usměrňovač usměrňuje střídavé napětí ze sítě.

Filtr je tvořen kondenzátorem s vysokou kapacitou a slouží jako zdroj vyfiltrovaného stejnosměrného napětí na vstupní straně transformátoru.

Výkonový spínač je většinou tvořen unipolárním tranzistorem nejčastěji MOSFETem (metal oxid semi-conductor field effect transistor). Bipolární tranzistory se nepoužívají s důvodu nízké spínací frekvence a nižší vstupní impedance. 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 je většinou použit IGBT (isulated gate bipolar transistor). Jedná se o kombinaci bipolárního a unipolárního tranzistoru. Pro řídicí část se používá unipolární technologie a pro výkonovou část bipolární. Jedná se tedy o napěťově řízený zdroj proudu.

Vysokofrekvenční transformátor transformuje napětí, které je spínané výkonovým spínačem. Jelikož se jedná o frekvenci desítek KHz, nemusí být transformátor tak rozměrný a tudíž tak hmotný jako u lineárního zdroje. Jádra transformátoru jsou vzhledem k vysoké frekvenci z feritu.

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 vyhladí výstupní napětí. Je většinou složen z tlumivky, která slouží jako zdroj proudu pro kondenzátor o vysoké kapacitě, který vyfiltruje napětí na požadovanou úroveň.

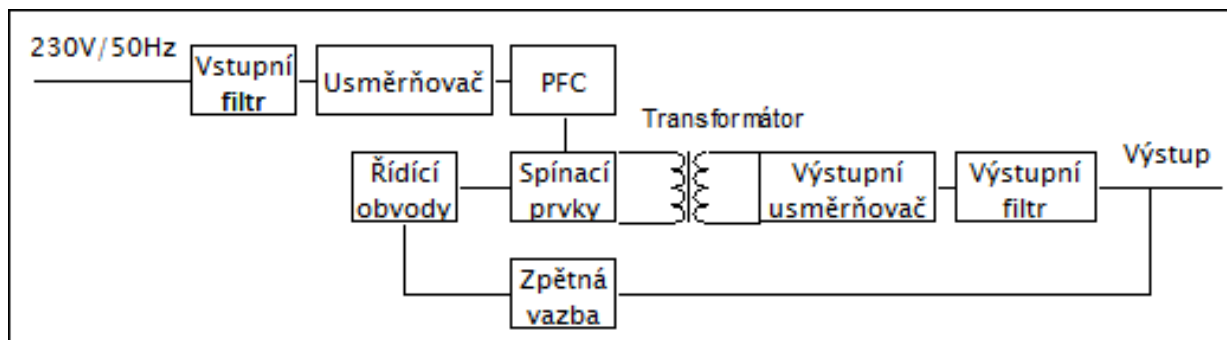
Pro realizaci zpětné vazby a tedy stabilizaci výstupního napětí je hodnota výstupního napětí snímána a v podobě signálu závisejícím na druhu převodníku a přiváděna na řídicí obvod. Řídicí obvod vyhodnocuje signál z čidla a přizpůsobuje tomu střidu sepnutí výkonového spínače. Řídicí obvod je většinou realizován jako integrovaný obvod, v mém případě mikroprocesor. Podle výstupního napětí, které se porovnává s pevně 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 klesá.

Nevýhodou je složitost obvodu, a tvorba vyšších rušivých signálů a tedy i větší nároky na filtrační obvody a návrh aplikace. Další nevýhodou je více napájecích napěťových hladin (jádro procesoru 1.8V, periferie 3.3V pro oddělení analogové a digitální části, kvůli rušení) a potřeba galvanického oddělení.

PFC (Power Factor Correction) je zkratka, která označuje obvod pro kompenzaci účinníku. Není žádnou novinkou, že běžně používané ATX-spínané počítačové zdroje, AC-AC měniče nebo v mém případě AC-DC mají tyto vstupní obvody. Výkony, které jsou těmito

měníči odebírané, jsou v mnoha případech vysoké. 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 ideální sinusovku a odběr proudu probíhal rovnoměrně a nedocházelo tak k proudovým rázům, které jsou způsobeny nabíjením vstupního kondenzátoru.



Obrázek 6: Blokové schéma spínaného stabilizovaného zdroje

### 2.3 Procesory teoreticky

Procesor je hlavní řídicí součástí regulovaného obvodu. Je mnoho různých procesorů, ze kterých si lze vybírat. Pokud se rozhodujeme, jaký procesor použijeme, musíme si ujasnit hned několik věcí. Na začátku výběru je důležitý počet procesorů. U použití jednoho procesoru je jednodušší aplikace a méně složitá diagnostika. Výhoda jen jednoho procesoru je HW a SW jednoduchost. Více, než jeden procesor se používá při aplikaci složitých řídicích systémů, kde například jeden zajišťuje regulaci a druhý diagnostiku a komunikaci. Třetí možností je použití procesoru a programovatelného pole. Toto spojení je velice používáno a vede k vysoké flexibilitě systému.

Pokud jsme si ujasnili počet potřebných procesorů, přejdeme k jejich parametrům. 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. U digitálních signálových procesorů (DSP) je většinou jedna instrukce prováděna v jednom taktu.

Dále je potřeba znát šířku datové sběrnice. V nynější době jsou nejčastěji používány 16 bitové procesory, ale postupně je nahrazují 32 bitové. Šířka datové sběrnice vyjadřuje, kolik bitů je najednou procesor schopen přenést po datové sběrnici za jeden takt. Pokud bychom měli například dvanácti bitový AD převodník, procesor s 8 bitovou datovou sběrnicí by ho zpracovával na dva takty, a procesor s 16 bitovou jen na jeden, což vede k dvojnásobné rychlosti.

Dalším parametrem je dostupnost periférií a jejich dostatečný počet. Pro pohonařské aplikace se jedná například o výstupy PWM, druhy komunikačních rozhraní jako je SCI, SPI nebo CAN a hlavně dostatek vstupních-výstupních bran (GPIO). 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.

Dalším krokem je dostatek systémových zdrojů, jako jsou časovače a čítače. Těchto systémových zdrojů bohužel nikdy není dost, proto je vždy požadováno jejich maximální množství.

Velice důležitá je paměť. Většinou jsou paměti kombinované. Jako programová paměť se používá RAM, protože je rychlejší, ale po odpojení napájení neuchovává obsah. Pro programovou paměť je většinou použita FLASH, která si v ní uložená data (v našem případě program) uchovává, ale jako datová paměť je pomalá 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, potřebujeme vnější paměť, se kterou potřebuje procesor komunikovat. Proto musíme vzít v úvahu počet bitů adresové sběrnice a podle toho si zvolit paměť.

Následujícím bodem je kvalita a dostupnost vývojových prostředí. Pokud bychom měli výborný procesor a neměli bychom ho kde odladit, naprogramovat nebo simulovat, nebyl by nám moc platný. Proto potřebujeme kvalitní kompilátor jazyka C, přehledné vývojové prostředí a možnou dostupnost simulátoru.

Zvážit musíme i dostupnost procesoru na trhu. Pokud bychom si chtěli pořídit procesor, i když s velmi dobrými parametry, ale na trhu by byl špatně dostupný, mohli se připravit o drahocenný čas, po který je součástka doručována. Další skutečností je dostupnost procesoru v budoucnu, například pro výměnu zničeného procesoru, nebo replikace již

hotového výrobku. Bez záruky dlouholetého výskytu procesoru na trhu v budoucnu není příliš moudré pro vývoj aplikace ztrácet čas.

Jestliže se jedná o složitý procesor a jeho studium by nám zabralo mnoho času. Měli bychom tedy volit procesor jiný, nejlépe nám již známý, kvůli minimalizaci časového nároku na jeho studium. Množství času, které vložíme do studia, bychom mohli upotřebit pro jinou činnost.

Poslední položkou je cenová náročnost. Cena je pro většinu spotřebitelů hlavním parametrem. Proto bychom měli hledat procesory v naší cenové kategorii. Jedná-li se o studentskou kategorii, bývá většinou nízko. Pro tyto případy se lze uchýlit k tzv. freesamples. Freesample je vzorek zdarma, například od firmy Texas Instrument. Jedná se jen o některé zástupce výrobků, sloužící zejména ke studijním a testovacím účelům. K procesorům si lze zdarma objednat i doplňující obvody, jako jsou stabilizátory, paměti atd.

Na trhu se objevují dva druhy procesorů, s pevnou řádovou čárkou a s plovoucí řádovou čárkou. Procesory s pevnou řádovou čárkou jsou již známé a jejich množství na trhu silně převyšuje procesory s plovoucí řádovou čárkou. Pokud porovnáme oba druhy procesorů, cena procesoru s pevnou řádovou čárkou je výrazně nižší a taktovací frekvence je vyšší. Na druhou stranu procesor s plovoucí řádkou je jednodušší pro programování (jedná se hlavně o normování, atd.) a má větší přenositelnost kódu. Tento procesor je primárně navržen pro programování v jazyku C. U procesorů s pevnou řádovou čárkou je výhodnější programovat a assembleru. Pokud programujeme v jazyku C, záleží především na kvalitě kompilátoru, jak efektivní bude programový kód.

## **2.4 Pravidla návrhu DSP a EMC**

Elektromagnetická kompatibilita (EMC) je definována jako schopnost elektrického systému nebo zařízení odolávat rušivým elektromagnetickým signálům z okolí, tak i schopnost nevyzařovat rušivý signál do okolí a tedy nerušit okolní elektrické systémy. V důsledku neustále se zvyšujícího počtu elektronických zařízení, úroveň rušivého signálu roste a to ve velmi širokém pásmu od desítek Hz do stovek GHz. Jedná se zejména o pracující elektronický celek, který se skládá z různých částí a každá z částí vyzářuje elektromagnetické

rušení. Pokud jedna z částí elektromagnetického celku pracuje s nízkými výkony, jako je například mikroprocesor, vniká velká pravděpodobnost jeho rušení a tedy nesprávná funkčnost. Dalším příkladem je rušení televizního signálu například neodrušenou zapalovací svíčkou automobilu, bleskový výboj, jaderná bomba, elektrostatický výboj, okolí průmyslových oblastí nebo vedení velmi vysokého napětí atd. ve všech těchto příkladech je EMC velmi výrazným parametrem.

EMC můžeme rozdělit do dvou skupin. Zprvye elektromagnetická interference (EMI) a zadruhé elektromagnetická susceptibilita (EMS).

EMI nebo také elektromagnetické rušení je proces, při kterém se elektromagnetické rušení šíří od elektrického systému nebo zařízení pomocí elektromagnetické vazby do okolních elektrických zařízení, které jsou rušeny. EMI se tedy zaměřuje především na zdroje rušení, jejich příčiny a měření rušivých signálů. Pokud je rušivý signál příliš vysoký, dosahuje se elektromagnetické kompatibility eliminací rušivých signálů u samotného zdroje. Pojem úroveň vyzařování popisuje rušení, které měřený zdroj vydává. Jedná se o závislost amplitudy rušivého signálu na frekvenci. S pojmem úroveň vyzařování je úzce spojen pojem mez vyzařování, který udává maximální povolené vyzařování v celém měřeném frekvenčním spektru daném normou. Rozdílem těchto dvou pojmů dostaneme rezervu návrhu.

EMS nebo také elektromagnetická odolnost se na rozdíl od EMI zaměřuje především na odolnost zařízení proti elektromagnetickému rušení. Jedná se o schopnost pracovat v prostředí s elektromagnetickým rušením. EMS se tedy soustředí hlavně na technické opatření, které navyšují elektromagnetickou odolnost, což znamená odstraňování důsledků elektromagnetického rušení. Podobně jako u EMI je zde pojem úroveň odolnosti, mez odolnosti a jejich rozdílem je zase rezerva v návrhu. Úroveň odolnosti je křivka ve frekvenční oblasti, kde její amplituda znázorňuje jak je systém odolný proti elektromagnetickému rušení a mez odolnosti je zase normou stanovená minimální odolnost systému.

Je logické co nejvíce snížit elektromagnetické rušení a zároveň co nejvíce navýšit elektromagnetickou odolnost výrobku a nejlevnější cesta, jak toho dosáhnout je od samotného návrhu desky plošných spojů. Pokud máme již výrobek hotový a EMC je nevyhovující, lze jej přizpůsobit například stínícími kryty, prostorovým uspořádáním, odrušovacími filtry atd., ale ve většině případů se bude jednat o finančně náročnější záležitosti.

### 2.4.1 Zásady návrhu desek plošných spojů

Zásady návrhu desek plošných spojů z hlediska EMC. Z pravidla platí pravidlo, že zařízení, které nevyzařuje rušivé signály, je zároveň odolné proti vnějšímu rušení.

Jedná se tedy o minimalizaci hodnot proudů, výběrem vhodných typů obvodů z hlediska vstupní impedance.

Minimalizaci proudových smyček, vhodným rozmístováním součástek, vedením spojů, správnou konfigurací napájení, zemí, vstupním a výstupním zapojením kabeláže, správným blokováním napájení pomocí kondenzátorů. Toto pravidlo snižuje nejen EMI, ale i zvyšuje EMS. Příklady minimalizace proudové smyčky jsou, připojení oscilátoru co nejbližší procesoru, výkonové součástky soustředit co nejvíce k sobě kvůli minimální proudové smyčce, nejčastěji měnicí se signálový vodič vést souběžně se zemnicím vodičem, případně proložit všechny signálové vodiče zemnicím vodičem a co nejkratší souběžné vedení signálových vodičů.

Minimalizaci kmitočtového spektra. Nepoužívat zbytečně rychlé obvody s rychlou změnou  $dU/dt$ , nebo zbytečně rychlou komunikaci atd.

Stínění, které potlačí vyzařování a zvýší odolnost.

Filtrace a ochrana vstupních a výstupních svorek proti elektrostatickým pulzům a přechodovým jevům.

Pokud je to možné, tak propojení chladičů se společným zemnicím vodičem. U součástek nad 75 MHz je toto propojení nutné, protože se na chladič pomocí kapacitní vazby přenáší kmitočtové spektrum z čipu a ten pak slouží jako zdroj elektromagnetického rušení. Tímto propojením lze snížit EMI až o 20 dB.

## 3 Praktická část

V praktické části popíši vše, co bylo potřeba vytvořit, objednat, navrhnout a spočítat, abych projekt zrealizoval. Tedy řídicí a silovou část od použitých vzorců po DPS.

Jedná o návrh Půl-můstku.

### 3.1 Návrh silové části zdroje

Silovou částí je myšleno transformátor, výkonové MOS-FETy, Můstkový usměrňovač, usměrňovací diody, vstupní a výstupní filtry atd.

#### 3.1.1 Návrh transformátoru

Transformátor je část obvodu, která slouží k přeměně veličin, jako jsou napětí a proud na tytéž veličiny o jiné hodnotě a galvanicky odděluje primární a sekundární část zdroje. Transformátorů je na trhu velké množství, ale i přes toto množství nejsou výrobci schopni pokrýt potřeby všech spotřebitelů včetně mě. Proto je tu možnost si zakoupit pouze jádro transformátoru a cívky si podle potřeby navinout. Jelikož spínací frekvence MOS-FETů bude 100 kHz, nepřipadá v úvahu jádro ze železa, ani z transformátorových plechů, které by měly podstatně větší ztráty. Zvolil jsem tedy jádro z feritu, které sice nemá hodnoty maximální magnetické indukce v jednotkách T na rozdíl od železného jádra, ale jen ve stovkách mT. Na druhou stranu ztráty při 100 kHz budou podstatně menší.

Při návrhu je třeba si zkusit spočítat hodnoty pro několik jader. Po třetím pokusu jsem si zvolil jádro ETD44-3F3 ze stránek TME.



ETD44-3F3



(Obr. 6) Feritové jádro

Efektivní průřez jádra – 178 mm<sup>2</sup>

Efektivní objem jádra – 17800 mm<sup>3</sup>

Efektivní délka jádra – 103 mm

Hmotnost – 49 g

Matriál – 3F3

### 3.1.1.1 Výpočet primárního vinutí

V zásuvce je napětí 230 V, budu brát v úvahu 10% toleranci, takže minimální hodnota napětí na vstupu primárního vinutí bude:

$$U_{in\_min} = \sqrt{2} * U_{in} * 0,9 = \sqrt{2} * 230 * 0,9 = 292,75 V$$

a maximální:

$$U_{in\_max} = \sqrt{2} * U_{in} * 1,1 = \sqrt{2} * 230 * 1,1 = 357,8 V$$

Kde: -  $U_{in}$  je napětí sítě.

Ze vzorce:  $U = \frac{\Delta\phi * N}{\Delta t} = \frac{\Delta B * S * N}{\Delta t}$  vyjádřím:  $N = \frac{U * t}{B * S}$

Počet závitů jednoho primárního vinutí potom bude:

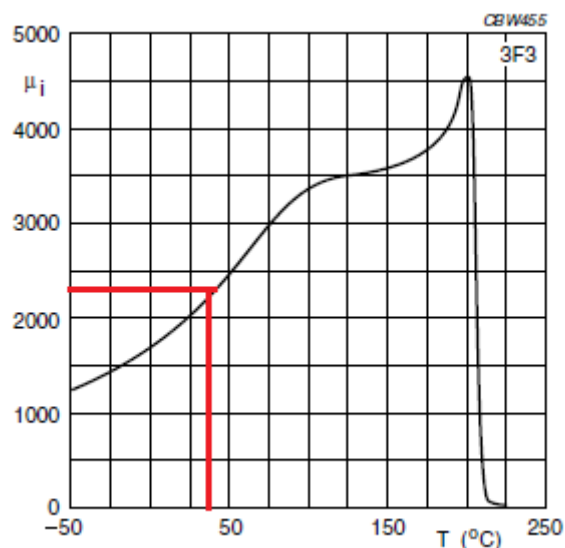
$$N_{prim} = \frac{U_{in} * \sqrt{2} * t_{spi}}{B_{max} * S_{ef}} = \frac{230 * \sqrt{2} * 10 * 10^{-6}}{230 * 10^{-3} * 178 * 10^{-6}} = 80 \text{ z}$$

Kde:  $t_{spi}$  je spínací perioda,  $B_{max}$  je maximální indukce jádra odečtená z datového listu materiálu 3F3,  $S_{ef}$  je efektivní průřez jádra,  $U_{in}$  vstupní napětí ze sítě.

Nyní určím indukčnost primárního vinutí:

$$L_{prim} = \frac{N_{prim}^2 * \mu_0 * \mu_r * S_{ef}}{l_{ef}} = \frac{80^2 * 1,2566 * 10^{-6} * 2300 * 178 * 10^{-6}}{0,103} = 32 \text{ mH}$$

Kde:  $N_{prim}$  je počet závitů primárního vinutí,  $\mu_0$  je permeabilita vakua,  $\mu_r$  je relativní permeabilita pro 45 °C určená z datového listu materiálu 3F3 (Obr. 7),  $l_{ef}$  je efektivní délka jádra a  $S_{ef}$  je efektivní průřez jádra.



(Obr. 7) Závislost permeability na teplotě

dále spočtu magnetizační proud primárního vinutí ze vzorce:

$$U = \frac{L * \Delta i}{\Delta t}$$

Po úpravě:

$$I_m = \frac{U_{in} * \sqrt{2} * t_{spi}}{L_{prim}} = \frac{230 * \sqrt{2} * 5 * 10^{-6}}{32 * 10^{-3}} = 0,05 \text{ A}$$

Tento proud se podílí na ztrátách, ale hodnota proti celkovému proudu je zanedbatelná, proto ho při dalších výpočtech nebudu uvažovat.

### 3.1.1.2 Výpočet sekundárního vinutí:

Výpočet poloviny vinutí sekundární strany podle vzorce:

$$N_{sek1/2} = \frac{U_{out\_max} * N_{prim}}{U_{in\_min} * D_C} = \frac{50 * 80}{292,75 * 0,9} = 16 \text{ z}$$

Kde:  $U_{out\_max}$  je maximální výstupní napětí zdroje,  $U_{in\_min}$  je minimální napětí na svorkách primárního vinutí a  $D_C$  je 10 % zvlnění napětí na vstupním filtračním kondenzátoru. Celé sekundární vinutí má 32 závitů.

Ztráty napětí na usměrňovači, tranzistorech, diodách, rezistorech atd. uvažovat nebudu, protože si myslím, že napěťová rezerva bude dostačující i na pokrytí ztrát.

### 3.1.1.3 Určení vodiče pro primární vinutí

Jelikož spínací frekvence je 100 kHz, procházející proud vniká do vodiče jen pár milimetrů od povrchu. Tato vlastnost se nazývá skin efekt a udává se pro ni hloubka vniku do vodiče. Pro měděný vodič je hloubka vniku následující:

$$r = \frac{75}{\sqrt{f}} = r = \frac{75}{\sqrt{1 * 10^5}} = 0,24 \text{ mm}$$

Kde:  $f$  je spínací frekvence.

Zvolím tedy pro primární vinutí průměr 0,6 mm, protože bude využit skoro celý vodič. Nyní potřebuji zjistit proudovou hustotu primárního vinutí, ale k tomu musím nejdříve spočítat proud primárním vinutím

Maximální výkon zdroje bude:

$$P_{max} = U_{out\_max} * I_{out\_max} = 50 * 10 = 500 \text{ W}$$

Kde:  $U_{out\_max}$  je maximální výstupní napětí zdroje,  $I_{out\_max}$  je maximální výstupní proud.

Nyní spočítám proud primárním vinutím. Účinnost transformátoru jsem odhadl na 90%, proto výkon na primárním vinutí bude o 10% větší, abych dostal požadované výstupní hodnoty napětí a proudu, tedy:

$$I_{prim} = \frac{P_{max} * 1,1}{U_{in\_min}} * \frac{1}{D} = \frac{500 * 1,1}{292,75} * \frac{1}{0,9} = 2,06 \text{ A}$$

Kde:  $P_{max}$  je maximální výkon zdroje,  $U_{in\_min}$  je minimální napětí na svorkách primárního vinutí,  $D$  je střída obou tranzistorů, maximální střída dvojice tranzistorů v můstku byla 0,5, ale chci si nechat rezervu mezi sepnutím jedné a vypnutím druhé dvojice, proto jsem zvolil celkovou střídu obou dvojic tranzistorů 0,9, tedy 0,45 pro jednu dvojici.

Nyní když znám proud tekoucí primárním vinutím, určím proudovou hustotu:

$$A_{prim} = \frac{I_{prim}}{S_{prim\_vod}} = \frac{2,06}{0,2827} = 7,28 \text{ A/mm}^2$$

Kde:  $I_{prim}$  je proud tekoucí primárním vinutím.  $S_{prim\_vod}$  je průřez vodiče, kterým teče proud. Proudová hustota  $7,28 A/mm^2$  je poměrně vysoká, proto vinutí zdvojiím, tudíž proudová hustota bude  $3,64 A/mm^2$ .

Plochu, kterou bude vinutí zabírat se rovná:

$$S_{prim} = S_{prim\_vod} * N_{prim} = N_p * \pi * r_{prim}^2 * N_{prim} = 2 * \pi * 0,3^2 * 80 = 45,24 mm^2$$

Kde:  $r_{prim}$  je poloměr zvoleného vodiče primárního vinutí,  $N_{prim}$  je počet závitů primárního vinutí,  $S_{prim\_vod}$  je průřez vodiče.  $N_p$  je počet paralelních větví primárního vinutí.



**(Obr. 9) Lakovaný vodič pro primární vinutí (0,6 mm)**

#### **3.1.1.4 Určení vodiče pro sekundární vinutí**

Nyní zbývá zvolit průměr vodiče sekundárního vinutí. Maximální proud tekoucí sekundárním vinutím má být 10 A, pokud bychom zvolili stejný vodič jako u primárního, musel bych navinout 5 paralelních větví, aby proudová hustota byla vyhovující, proto zvolím jiný průměr vodiče sekundárního vinutí a to 1,8 mm. Hloubku vniku byla spočtena na 0,24

mm, což znamená, že vodič nebude využit celý, musím tedy spočítat průřez, kterým bude proud protékat:

$$S_{sek\_vod\_vyuz} = S_{sek\_vod} - S_{sek\_vod\_nevyuz} = \pi * r_{sek}^2 - \pi * (r_{sek} - r)^2 \\ = \pi * 0,9^2 - \pi * (0,9 - 0,24)^2 = 1,176 \text{ mm}^2$$

Kde:  $S_{sek\_vod}$  je průřez vodiče sekundárního vinutí,  $S_{sek\_vod\_nevyuz}$  je průřez, kterým neteče proud,  $r_{sek}$  poloměr vodiče sekundárního vinutí,  $r$  je hloubka vniku proudu při 100 kHz.

Nyní mohu určit proudovou hustotu sekundárního vinutí:

$$A_{sek} = \frac{D_{max} * I_{sek}}{S_{sek\_vod\_vyuz}} = \frac{0,5 * 10}{1,176} = 4,25 \text{ A/mm}^2$$

Kde:  $D_{max}$  je maximální střída, po kterou jedno vinutí vede proud,  $I_{sek}$  je proud tekoucí sekundární vinutím.  $S_{sek\_vod\_vyuz}$  je průřez vodiče, kterým teče proud. I když je tato proudová hustota vyšší, než standardně uváděná hodnota 3,5 A/mm<sup>2</sup>, mělo by to vinutí vydržet.

Plocha, kterou bude sekundární vinutí zabírat se rovná:

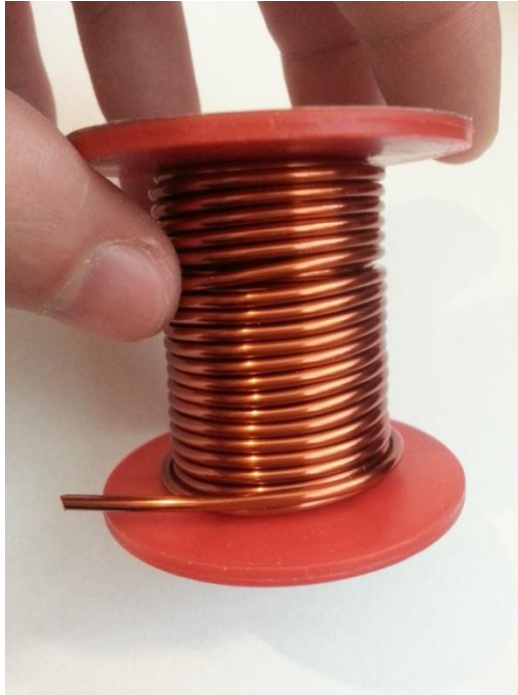
$$S_{sek} = S_{sek\_vod} * N_{sek} = \pi * r_{sek}^2 * N_{sek} = \pi * 0,9^2 * 32 = 81,43 \text{ mm}^2$$

Kde:  $r_{sek}$  je poloměr zvoleného vodiče sekundárního vinutí,  $N_{sek}$  je počet závitů,  $S_{sek\_vod}$  je průřez vodiče.

Celkový průřez obou vinutí tedy bude:

$$S_{celek} = S_{prim} + S_{sek} = 45,24 + 81,43 = 126,67 \text{ mm}^2$$

Kde:  $S_{prim}$  je plocha primárního vinutí,  $S_{sek}$  je plocha sekundárního vinutí. Podle datového listu je efektivní průřez jádra transformátoru 178 mm<sup>2</sup>, znamená to tedy, že navržené vinutí by se mělo do jádra vejít.



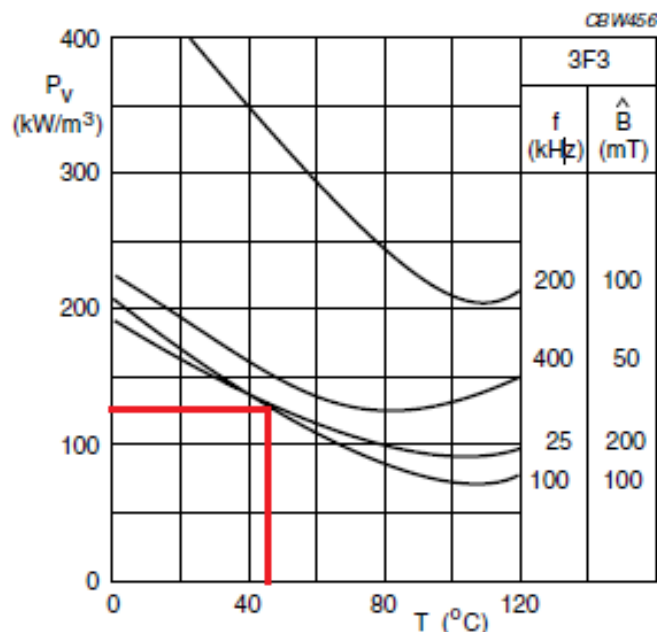
(Obr. 10) Lakovaný vodič pro sekundární vinutí (1,8 mm)

### 3.1.1.5 Ztráty v transformátoru

Nejprve určím ztráty v železe, které se určují z efektivního objemu jádra. Postup je takový, že si v datovém listu materiálu 3F3 najdeme graf ztrát vztažený na  $m^3$  při frekvenci 100 kHz. U ETD44-3F3 je to  $100 \text{ kW}/m^3$  (Obr. 11). Výpočet je tedy následující:

$$P_{fe} = V_e * P_{\frac{fe}{m^3}} = 17,8 * 10^{-6} * 125 = 2,22 * 10^{-3} \text{ kW} = 2,22 \text{ W}$$

Kde:  $V_e$  je efektivní objem jádra z datového listu jádra transformátoru,  $P_{\frac{fe}{m^3}}$  jsou ztráty v železe (feritu) při frekvenci 100 kHz a teplotě 45 °C.



(Obr. 11) Závislost ztráty na frekvenci a teplotě

Ztráty ve vodiči se vypočtou následovně:

Primární vinutí:

$$\begin{aligned}
 P_{J_{prim}} &= R_{prim} * I_{prim}^2 = \frac{\rho * l_{prim}}{S_{prim\_vod} * N_p} * I_{prim}^2 = \frac{\rho * \pi * d_{sloup} * N_{prim}}{S_{prim\_vod} * N_p} * I_{prim}^2 \\
 &= \frac{0,0178 * \pi * 17,2 * 10^{-3} * 80}{0,2827 * 2} * 2,06^2 = 0,577 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Kde:  $\rho$  je rezistivita měděného vinutí,  $d_{sloup}$  je průměr středového sloupku transformátoru,  $N_{prim}$  jsou počty závitů primárního vinutí,  $S_{prim\_vod}$  je průřez vodiče, kterým teče proud.  $I_{prim}$  je proud tekoucí primárním vinutím,  $N_p$  je počet paralelních větví primárního vinutí.



Sekundární vinutí:

$$P_{J_{sek}} = R_{sek} * I_{sek}^2 = \frac{\rho * l_{sek}}{S_{sek\_vod\_vyuz}} * I_{sek}^2 = \frac{\rho * \pi * d_{sloup} * N_{sek}}{S_{sek\_vod\_vyuz}} * I_{sek}^2$$
$$= \frac{0,0178 * \pi * 17,2 * 10^{-3} * 16}{1,176} * 10^2 = 1,3 \text{ W}$$

Kde:  $\rho$  je rezistivita měděného vinutí,  $d_{sloup}$  je průměr středového sloupku transformátoru,  $N_{prim}$  je počet závitů sekundárního vinutí,  $S_{sek\_vod\_vyuz}$  je průřez vodiče, kterým teče proud.  $I_{sek}$  je proud tekoucí sekundárním vinutím.

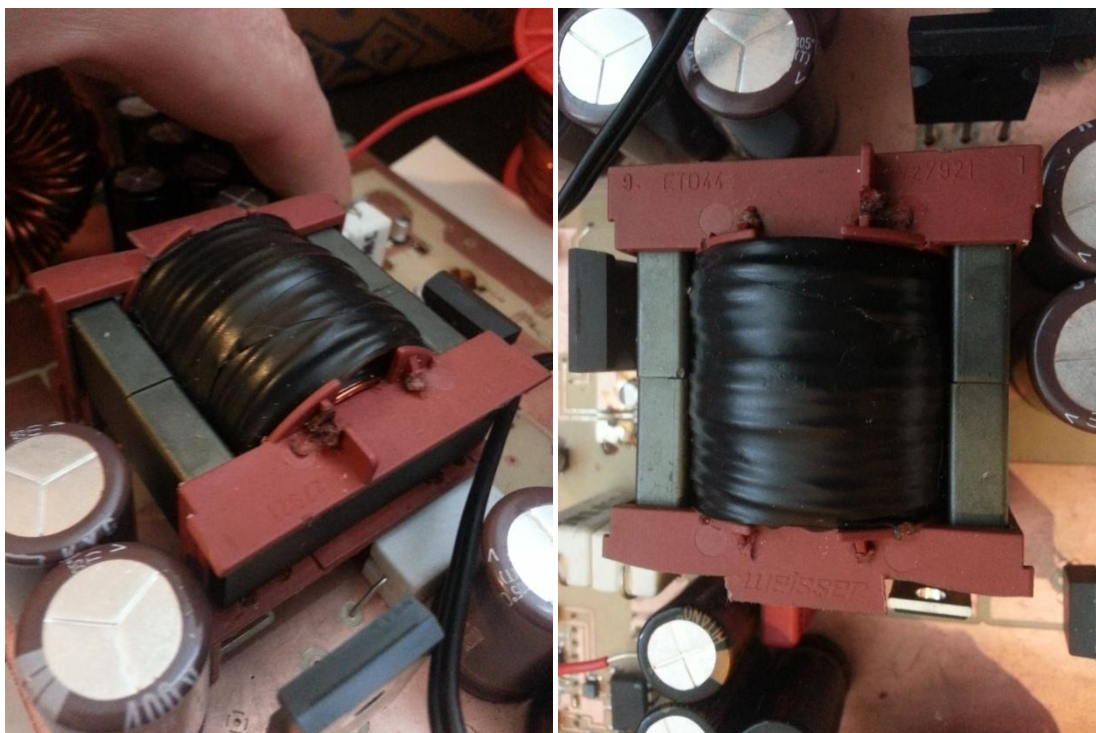
Celkové ztráty tedy jsou:

$$P_{z\_celk} = P_{fe} + P_{J_{sek}} + P_{J_{prim}} = 2,22 + 0,577 + 1,3 = 4,1 \text{ W}$$

Kde:  $P_{fe}$  jsou ztráty v jádře,  $P_{J_{prim}}$  jsou ztráty v primárním vinutí,  $P_{J_{sek}}$  jsou ztráty v sekundárním vinutí.

### 3.1.1.6 Shrnutí – transformátor

Počet závitů primárního vinutí	$N_{prim} = 2 * 80 \text{ z (dvě paralelně)}$
Průměr vodiče primárního vinutí	$d_{prim} = 0,6 \text{ mm}$
Počet závitů sekundárního vinutí	$N_{sek} = 2 * 16 \text{ z (vinutí je s vyvedeným středem)}$
Průměr vodiče sekundárního vinutí	$d_{sek} = 1,8 \text{ mm}$
Ztráty transformátoru	$P_{z\_celk} = 4,235$



(Obr. 12) Impulzní transformátor

### 3.1.2 Volba výkonových tranzistorů a kondenzátorů pro můstek

Abych snížil ztráty ve zdroji a počet budících obvodů, rozhodl jsem se pro koncepci půl můstku s kapacitním středem, kde jsou tedy umístěny dva tranzistory a dva kondenzátory. Kondenzátory jsem volil tak, aby měli co nejmenší impedanci a hlavně aby jejich proudová zatížitelnost byla větší než 2,06 A.

Zvolil jsem impulzní kondenzátor 68uF/400V s proudovou zatížitelností 1,465 A pro spínací frekvenci 100 KHz. Zapojím tedy dva paralelně pro spodní a dva pro horní větev můstku.

Tranzistory, které potřebuji, musí splňovat několik požadavků. Musí být dostatečně rychlé, jak při otvírání, tak i při zavírání, aby nevznikly nadměrné spínací ztráty. Dále musí být schopny snést maximální proud tekoucí primárním vinutím a musí vydržet blokovat napětí mezi drainem a sourcem.

Protože bipolární tranzistory by byly příliš pomalé na 100 kHz, zvolil jsem si MOSFET tranzistory IRFP460 (Obr. 13). Hodnoty, které zde budou uvedené, jsou vyhledané v datovém listu tranzistoru, při budícím napětí  $V_{GS} = 10V$ . Jinak maximální možné budící napětí  $V_{GS}$  je 20 V.



**(Obr. 13) Tranzistor IRFP460**

Předpokládaný proud primárním vinutím je  $I_{prim} = 2,06 A$ . Maximální proud, který může téct tranzistorem je  $I_D = 13 A$  při 100 °C.

Jelikož se jedná o zdroj s aktivním filtrem, musím uvažovat s vyšším blokovacím napětím a s napěťovými překmity.

$$U_{\max \text{ } U_{SD}} = (U_{in} * \sqrt{2}) = (230 * \sqrt{2}) + \text{napěťové špičky a aktivní PFC filtr} = 325 + 75 = 400 V.$$

Kde:  $U_{in}$  je napětí sítě. Napětí, které dokáže tranzistor blokovat je  $U_{SD} = 500 V$ .

Čas potřebný k sepnutí tranzistoru je roven součtu hodnot vyčteného z datového listu tranzistoru označené jako  $t_{d(on)} = 32 ns$  a  $t_r = 15 ns$ . Celkový čas sepnutí tranzistoru je tedy  $t_{tr(on)} = 47 ns$ . Nyní čas potřebný k vypnutí tranzistoru. Podobně, jako u sepnutí získáme hodnoty z datového listu.  $t_{tr(off)} = t_{d(off)} + t_f = 20 + 25 = 45 ns$ . Celkový čas pro vypnutí a sepnutí tranzistoru je tedy 92 ns.

Mám-li spínací frekvenci 100 kHz, perioda je  $1 \cdot 10^{-5}$  s, což je 10000 ns. Z toho vyplývá, že doba periody je několikanásobně krát větší, než čas potřebný k sepnutí a vypnutí tranzistoru.

### 3.1.2.1 Ztráty na tranzistorech

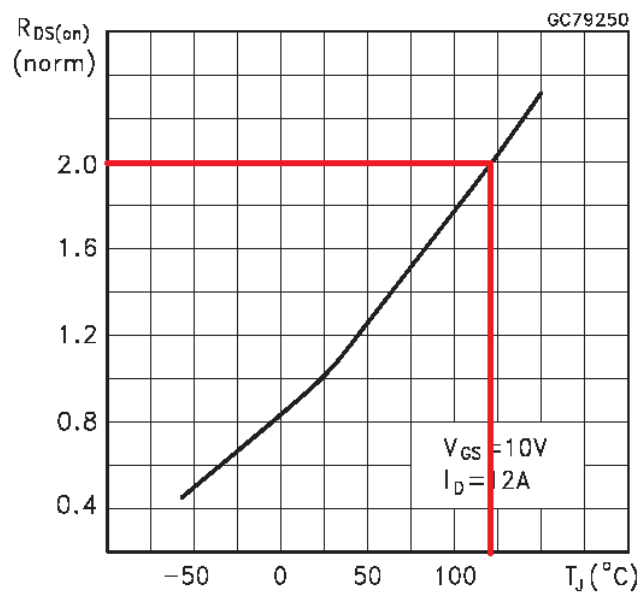
Ztráty v blokovacím režimu tranzistoru jsou zanedbatelné, proto budu uvažovat jen ztráty vedením a ztráty spínací.

Propustné ztráty pro oba tranzistory v půl-můstku vypočtu ze vztahu:

$$P_{2*ved} = 2 * (I_{prim}^2 * R_{DS} * n_{R120^{\circ}C} * D_{1/2}) = 2 * (2,06^2 * 0,22 * 2 * 0,45) = 1,68 \text{ W}$$

Kde:  $I_{prim}$  je maximální proud primárním vinutím,  $D_{1/2}$  je maximální předpokládaná střída sepnutí jednoho tranzistoru,  $R_{DS}$  je odpor vodivého kanálku mezi sourcem a drainem při sepnutém tranzistoru,  $n_{R120^{\circ}C}$  je koeficient pro odpor kanálu při teplotě jádra 120 °C (obr. 14), odečtený z datového listu tranzistoru. Ztráty pro jeden tranzistor jsou  $P_{ved} = 0,84 \text{ W}$ .

Normalized On Resistance vs Temperature



(Obr. 14) – Závislost  $n_r$  na teplotě jádra

Ztráty spínací se uplatňují při otvírání a zavírání tranzistoru, proto jsou přímo-úměrné spínací frekvenci a časů vypnutí a sepnutí tranzistoru. Výpočet pro oba tranzistory je následující:

$$P_{2*sp} = 2 * \frac{U_{in} * \sqrt{2} * I_{prim}}{4} * f * (t_{tr(off)} + t_{tr(on)})$$

$$= 2 * \frac{230 * \sqrt{2} * 2,06}{4} * 100000 * (45 + 47) * 10^{-9} = 3,08 W$$

Kde:  $U_{in}$  je napětí sítě,  $I_{prim}$  je maximální proud primárním vinutím.  $f$  je spínací frekvence zdroje,  $t_{tr(off)}$  doba zavření tranzistoru,  $t_{tr(on)}$  je doba otevření tranzistoru. Pro jeden tranzistor jsou tedy ztráty  $P_{sp} = 1,54 W$ .

Celkové ztráty jednoho tranzistoru jsou:

$$P_{ZT\_celk} = P_{ved} * P_{sp} = 0,84 * 1,54 = 2,38 W$$

Kde:  $P_{ved}$  jsou ztráty vedením,  $P_{sp}$  jsou ztráty spínací. Oba tranzistory mají dohromady ztráty  $4,76 W$ .

### 3.1.2.2 výpočet chladiče tranzistoru

Pokud bych tranzistory nechal bez chladiče, jejich teplota by byla následující:

$$T_{j\_BCH} = T_0 + R_{thJA} * P_{ZT\_1T} = 50 + 30 * 2,38 = 121,4 °C$$

Kde:  $T_0$  je teplota okolí,  $P_{ZT\_1T}$  jsou celkové ztráty na jednom tranzistoru,  $R_{thJA}$  je tepelný odpor mezi tranzistorem a okolím uvedený v datovém listu tranzistoru. Je možné tranzistory provozovat bez chladiče, jelikož maximální teplota tranzistoru je  $150 °C$  a ve výpočtu nebyla přesažena.

I když chladič není potřeba, stejně použiji hliníkový chladič ze starého ATX zdroje, abych ještě snížil odpor tranzistoru a tím i propustné ztráty. Bohužel neznám tepelný odpor tohoto chladiče, odhadem by mohl mít kolem  $R_{thKC} = 15 - 20 \text{ °C/W}$ , potom by teplota pouzdra a přechodu byla:

$$\text{Pouzdro: } T_C = T_O + P_{ZT\_1T} * R_{thCA} = 50 + 2,38 * 15 = 97,6 \text{ °C/W}$$

$$\text{Přechod: } T_j = T_O + P_{ZT\_1T} * (R_{thCA} + R_{thJC}) = 50 + 2,38 * (20 * 0,5) = 98,79 \text{ °C/W}$$

Kde:  $R_{thCA}$  je tepelný odpor z pouzdra, přes chladič do okolního prostředí,  $R_{thJC}$  je tepelný odpor mezi pouzdem a přechodem.

### 3.1.3 Volba můstkového usměrňovače

Můstkový usměrňovač je součástka složená ze čtyř diod. Usměrnjuje střídavé napětí na stejnosměrné a je jí potřeba volit podle napětí střídavé a stejnosměrné strany a podle maximálního procházejícího proudu.

Zvolil jsem si součástku B250C10000DR

srovnání napětí součástky a napětí předpokládaných na zdroji:

$$U_{in} * 1,1 = 230 * 1,1 = 253 \text{ V} \leq U_{AC} = 420 \text{ V}$$

$$U_{in} * 1,1 * \sqrt{2} = 230 * 1,1 * \sqrt{2} = 358 \text{ V} \leq U_{DC} = 600 \text{ V}$$

$$I_{prim} = 2,06 \text{ A} \leq I_f = 10 \text{ A}$$

Kde:  $U_{AC}$  je napětí na střídavé straně,  $U_{DC}$  je napětí na stejnosměrné straně (za usměrňovačem),  $I_f$  je maximální proud, který je součástka schopna přenést. Tyto hodnoty byly uvedeny v datovém listu můstkového usměrňovače,  $I_{prim}$  je maximální proud tekoucí primárním vinutím,  $U_{in}$  je napětí sítě. Z porovnání je vidět že usměrňovač vyhovuje.

Výkonová ztráta na usměřovači bude:

$$P_{Z\_usm} = U_f * I_{prim} = 1,2 * 2,06 = 2,5 \text{ W}$$

Kde:  $I_{prim}$  je maximální proud tekoucí primárním vinutím,  $U_f$  je úbytek napětí na usměřovači v propustném směru. Ostatní ztráty lze zanedbat.

### 3.1.4 Volba usměřovacích diod na sekundární straně transformátoru

Nejsem si jist, jestli by běžná usměřovací dioda stíhala zavírat, proto jsem se rozhodl rovnou pro Shottkyho diodu MBR20100CT.

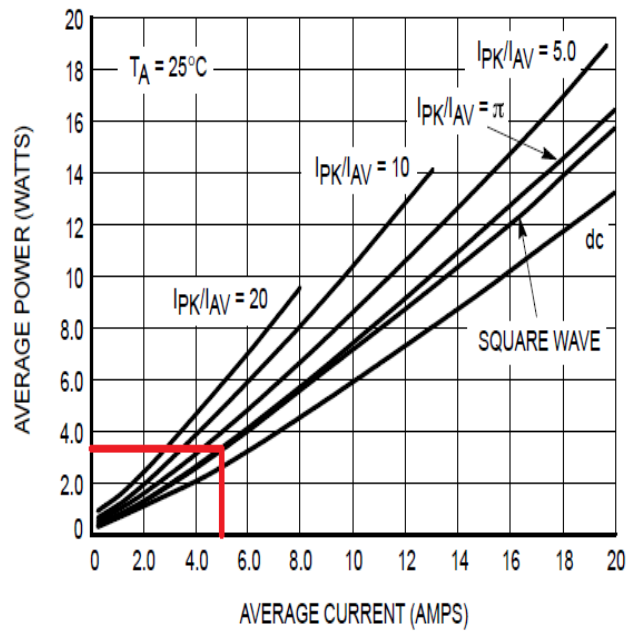
Srovnání parametrů diody a předpokládaných hodnot na výstupu transformátoru:

$$U_{out\_max} = 50 \text{ V} \leq U_{RRM} = 100 \text{ V}$$

$$I_{sek} = 10 \text{ A} \leq I_{FRM} = 20 \text{ A}$$

Kde:  $U_{out\_max}$  je výstupní napětí na sekundárním vinutí transformátoru,  $I_{sek}$  je výstupní proud sekundárního vinutí a nyní hodnoty z datového listu diody,  $U_{RRM}$  je opakované závěrné napětí,  $I_{FRM}$  je opakovaný propustný proud. Ze srovnání jasně vyplývá, že součástku lze použít.

Ztráty odečteme z datového listu pro obdélníkový průběh (Obr. 15), kde pro proud jednou  $I_D = D * I_{sek} = 0,5 * 10 = 5 \text{ A}$  dostaneme  $P_{ZD} = 3,5 \text{ Wattové}$  ztráty. Na obou diodách tedy 7 W.



(Obr. 15) Ztráty na diodě v závislosti na proudu

### 3.1.4.1 Návrh chladiče pro usměrňovací diody

Nyní vypočtu teplotu diody bez chladiče:

$$T_{D\_BCH} = T_O + P_{ZD} * R_{thJA} = 50 + 3,5 * 60 = 260^\circ\text{C}$$

Kde:  $T_O$  je teplota okolí,  $P_{ZD}$  jsou celkové ztráty součástce,  $R_{thJA}$  je tepelný odpor mezi diodou a okolním prostředím uvedený v datovém listu diody. Diody bez chladiče provozovat nelze, protože její maximální teplota je  $150^\circ\text{C}$ .

Minimální tepelný odpor chladiče pro součástku musí být:

$$T_{CH\_D} = \frac{T_j - T_O}{P_{ZD}} - R_{thJC} = \frac{120 - 50}{3,5} - 2 = 18^\circ\text{C/W}$$

Kde:  $T_j$  maximální teplota tranzistoru,  $T_O$  je teplota okolí,  $P_{ZD}$  jsou celkové ztráty na jedné diodě,  $R_{thJC}$  je tepelný odpor mezi diodou a chladičem.



Zvolil jsem pro každou diodu chladič s označením S25 (Obr. 16). Jeho tepelná vodivost je  $15 \text{ }^\circ\text{C/W}$  a rozměry  $25,4 \times 30 \times 13 \text{ mm}$ .



(Obr. 16) Chladič S25

S použitím vybraného chladiče bude maximální teplota pouzdra a přechodu:

$$\text{Pouzdro: } T_C = T_O + P_{ZD} * R_{thCA} = 50 + 3,5 * 15 = 102,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$\text{Přechod: } T_j = T_O + P_{ZD} * (R_{thCA} + R_{thJC}) = 50 + 3,5 * (15 + 2) = 109,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Kde:  $R_{thCA}$  je tepelný odpor z pouzdra, přes chladič do okolního prostředí,  $R_{thJC}$  je tepelný odpor mezi pouzdrem a přechodem.  $P_{ZD}$  ztrátový výkon na jedné diodě.

### 3.1.5 Návrh filtrační tlumivky

Filtrační tlumivka slouží k vyhlazení proudu, který následně nabíjí výstupní kondenzátory. Kolísání proudu jsem zvolil 30 %.

Pro výpočet indukčnosti tlumivky jsem použil upravený vzorec:

$$U_L = L * \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

Po úpravě:

$$L_{tl} = \frac{U_{sek} * D_{1/2} * t_{tl}}{I_{sek} * 0,3} = \frac{50 * 0,5 * 5 * 10^{-6}}{10 * 0,3} = 42 \mu H$$

Kde:  $U_{sek}$  je maximální výstupní napětí zdroje,  $I_{sek}$  je maximální výstupní proud zdroje,  $D_{1/2}$  je střída tranzistorů, pro kterou je výstupní signál obdélníkový a má největší zvlnění,  $t_{tl}$  je spínací perioda na tlumivce.

U výběru jádra tlumivky jsem zvolil železo-prachové toroidní jádro s označením T157-26 (obr. 16) z takzvaného materiálu 26. Tento materiál se značí žluto barvou s bílým čelem..



**(Obr. 16) Železoprachové toroidní jádro T157-26**

Výpočet počtu vinutí:

$$N = \sqrt{\frac{L_{tl}}{A_L}} = \sqrt{\frac{42 * 10^{-6}}{97 * 10^{-9}}} = 21 z$$

Kde:  $L_{tl}$  je indukčnost tlumivky,  $A_L (nH/N^2)$  je parametr jádra uvedena v datovém listu na webových stránkách výrobce (AMIDON).

### 3.1.5.1 volba vodiče pro tlumivku

Použiji zbylý vodič ze sekundárního vinutí transformátoru s průměrem 1,8 mm.

Stejně jako u transformátoru, i zde musím počítat se skin efektem. Při výpočtu musím brát v úvahu dvojnásobnou spínací frekvenci a podle toho vypočítat hloubku vniku:

$$r_T = \frac{75}{\sqrt{2 * f}} = \frac{75}{\sqrt{2 * 100 * 10^3}} = 0,167 \text{ mm}$$

Kde:  $f$  = spínací frekvence

Nyní vyjádřím plochu, kterou prochází proud:

$$\begin{aligned} S_{sek\_vod\_vyuz} &= S_{sek\_vod} - S_{sek\_vod\_nevyuz} = \pi * r_{vod}^2 - \pi * (r_{vod} - r_T)^2 \\ &= \pi * 0,9^2 - \pi * (0,9 - 0,167)^2 = 0,8567 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

Kde:  $S_{sek\_vod}$  je průřez použitého vodiče,  $S_{sek\_vod\_nevyuz}$  je průřez vodiče, kterým neteče proud,  $r_{vod}$  je poloměr vodiče,  $r_T$  je hloubka vniku proudu do vodiče.

Nyní, si vypočtu proudovou hustotu vodiče:

$$A_{TL} = \frac{I_{sek}}{S_{sek\_vod\_vyuz}} = \frac{10}{0,8567} = 11,67 \text{ A/mm}^2$$

Kde:  $S_{sek\_vod\_vyuz}$  je průřez vodiče, kterým teče proud,  $I_{sek}$  je maximální proud na výstupu transformátoru. Protože  $11,67 \text{ A/mm}^2$  je příliš velká hodnota, navinu tři paralelní větve a proudová hustota klesne:

$$A_{TL} = \frac{I_{sek}}{3 * S_{sek\_vod\_vyuz}} = \frac{10}{3 * 0,8567} = 3,89 \text{ A/mm}^2$$

Tato hodnota je již dostatečně nízká.

Plocha, kterou vinutí zabírá je rovna:

$$S_{vin} = \pi * r_{vod}^2 * N_p * N = \pi * 0,9^2 * 3 * 22 = 168 \text{ mm}^2$$

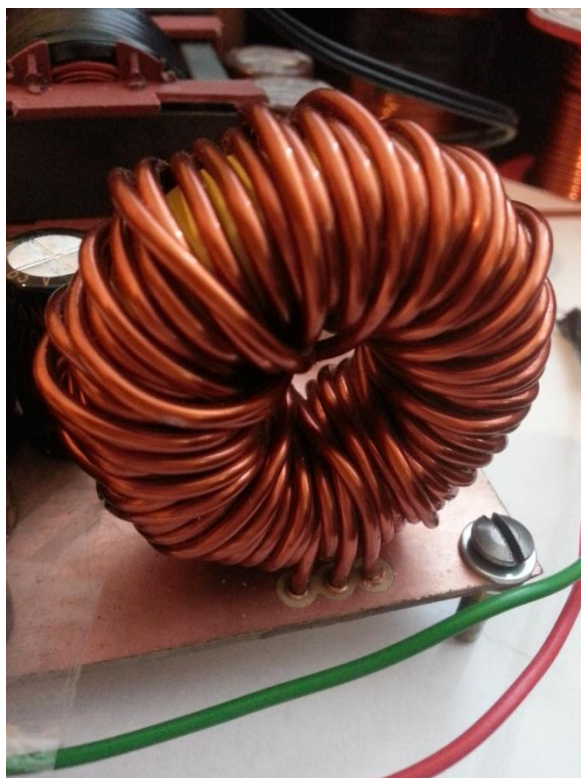
Kde:  $r_{vod}$  je poloměr použitého vodiče,  $N_p$  je počet paralelních větví,  $N$  počet závitů.

Podle výpočtu z rozměrů jádra je maximální možná plocha vinutí:  $S_j = \pi * (I_D/2)^2 = \pi * (24,1/2)^2 = 456 \text{ mm}^2$ , vinutí se tedy do jádra vejde.

Přibližná délka vinutí je:

$$l = N_p * N * (2 * H_T + (O_D - I_D)) = 3 * 21 * (2 * 14,5 + (39,9 - 24,1)) = 289 \text{ mm} \\ = 2,89 \text{ m}$$

Kde:  $H_T$  je výška jádra,  $O_D$  je vnější průměr jádra,  $I_D$  je vnitřní průměr jádra.



**(Obr. 17) Kompletní tlumivka (vodič 1,8mm)**

### 3.1.6 Návrh filtračního kondenzátoru na výstupní straně zdroje

Filtrační kondenzátor slouží k vyhlazení výstupního napětí. Jedná se o poslední napět'ovou filtraci před výstupem ze zdroje, proto by mělo být napětí stabilní. Zvolil jsem zvlnění výstupního napětí 0,1 %, což znamená, že napětí na výstupu jedné periody klesnout o 25 mV, při výstupním proudu 10 A.

kondenzátor musí mít kapacitu:

$$I_c = C * \frac{\Delta U_c}{\Delta t}$$

Po úpravě:

$$C_{FIL} = \frac{I_{sek} * t_{tl}}{U_{sek} * D_{1/2} * 0,001} = \frac{10 * 5 * 10^{-6}}{50 * 0,5 * 0,001} = 2 \text{ mF}$$

Kde:  $I_{sek}$  je maximální výstupní proud zdroje,  $U_{sek}$  je maximální výstupní napětí zdroje,  $D_{1/2}$  je poloviční st'ída tranzistorů, pro kterou je výstupní signál obdélníkový a má největší zvlnění,  $t_{tl}$  je spínací perioda na tlumivce.

Aby kondenzátory nebyly příliš proudově namáhané, zapojím na výstup pět paralelních kondenzátorů s hodnotou 470  $\mu\text{F}/100\text{V}$  a proudem 2 A při 95 °C.

Elektrolytické kondenzátory mívají značnou indukčnost, proto k nim paralelně zapojím svitkový kondenzátor (1  $\mu\text{F}/100\text{V}$ )

### 3.1.7 Návrh filtračního kondenzátoru na vstupní straně zdroje

Vstupní kondenzátor vyhlazuje průběh napětí, který z usměřovače vystupuje zvlněný a slouží jako zdroj energie pro vstupní svorky transformátoru. Pokud bychom kondenzátor neměli, napětí na vstupu by mezi jednotlivými půlvlnami kleslo pod kritickou úroveň a napětí

na výstupu by nemohlo dosáhnout požadované úrovně. Proto musí být navržen kondenzátor schopný udržet napětí nad minimálním vstupním napětím mezi půlvlnami napájecího signálu.

Výpočet minimálního vstupního napětí:

$$U_{C\_min} = \frac{N_{prim}}{N_{sek}} * U_{out\_max} = \frac{80}{16} * 50 = 250 V$$

Kde:  $N_{prim}$  počet cívek primárního vinutí,  $N_{sek}$  je počet cívek sekundárního vinutí,  $U_{out\_max}$  je maximální výstupní napětí zdroje.

Budu uvažovat napájecí síť, která má zrovna pokles napětí 10 %, Z toho plyne, že maximální napětí na svorkách primárního vinutí transformátoru je:

$$U_{in\_min} = \sqrt{2} * U_{in} * 0,9 = \sqrt{2} * 230 * 0,9 = 292,75 V$$

Napětí na kondenzátoru tedy může klesnout o  $\Delta U_C = 42,75 V$ .

Výpočet kondenzátoru:

$$i_c = C \frac{\Delta U_C}{\Delta t}$$

Po úpravě:

$$C = I_{prim} * \frac{\Delta t}{\Delta U_C} = 2,06 * \frac{1 * 10^{-2}}{42,75} = 480 \mu F$$

Kde:  $I_{prim}$  maximální proud odebíraný primárním vinutím,  $\Delta U_C$  rezerva napětí na vstupu primárního vinutí,  $\Delta t$  je vzdálenost dvou po sobě jdoucích napěťových půlvln.

Pro menší rezervu zapojím paralelně 6 x 100  $\mu F$ /400 V. Proudová zatížitelnost každého je 1,72 A pro 100 KHz a 105 °C.

## 3.2 Návrh řídicí části zdroje

Do návrhu řídicí části jsem zařadil procesor, budič tranzistoru, galvanické oddělení, součástky k přenosu řídicího signálu, součástky měření výstupního napětí a proudu, saturační ochranu a zdroje pro napájení těchto součástek.

### 3.2.1 Procesor

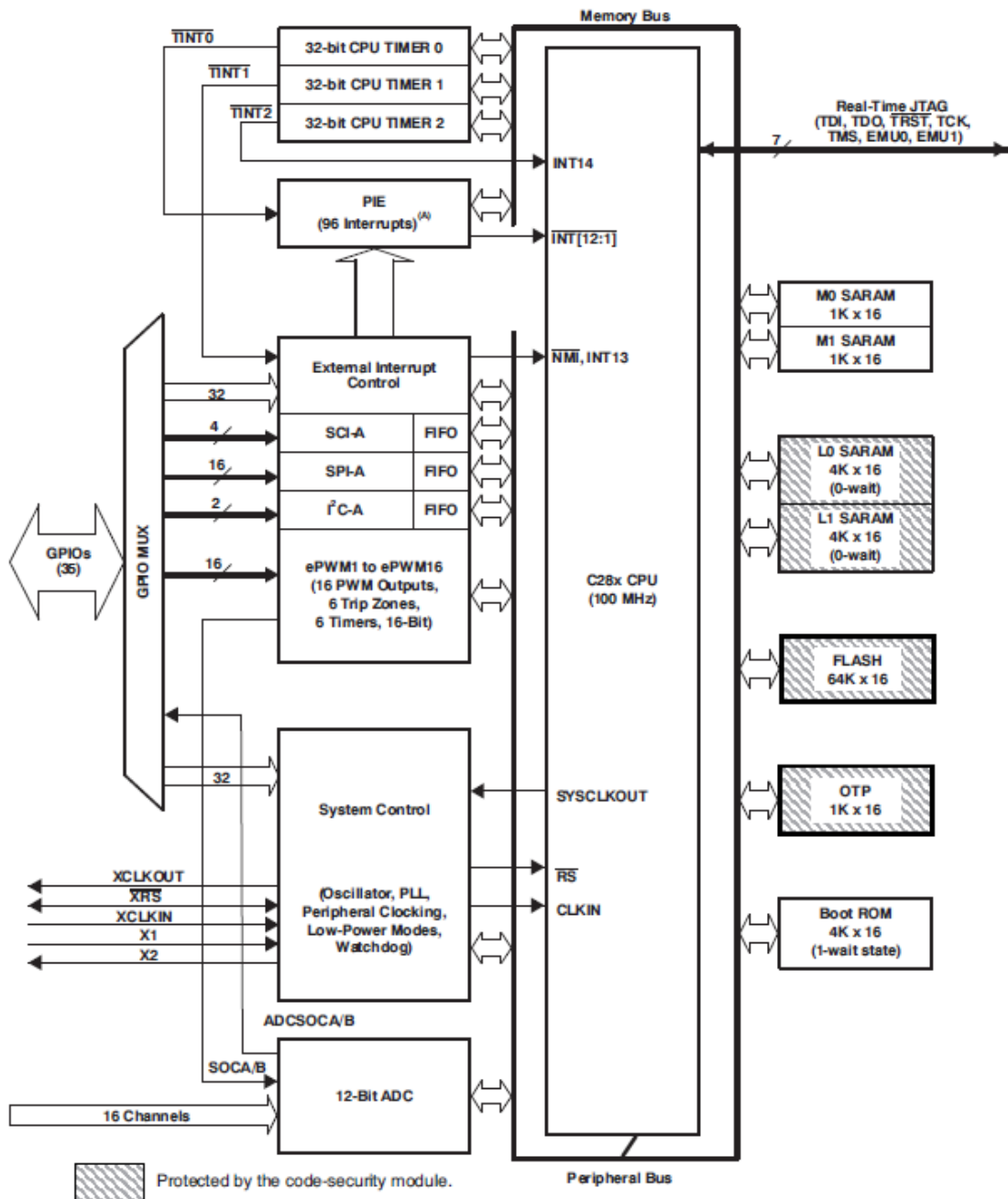
Většinou bývá zvykem, nejprve zvolit aplikaci a až poté volit procesor. V tomto případě tomu je naopak. Procesor je daný a zbytek obvodu se přizpůsobuje. Jedná se o procesor TMS320F28044 od firmy Texas Instrument a je možné si objednat vzorek zdarma.

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)



**(Obr. 18) Procesor  
TMS320F28044**



A. 43 of the possible 96 interrupts are used on the devices.

(Obr. 19) Blokové schéma procesoru

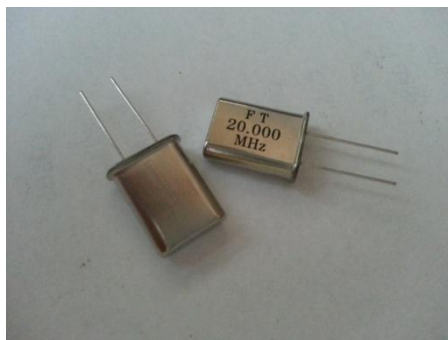


### 3.2.1.1 Lineární stabilizátor

Nejprve jsem si musel zvolit zdroj, ze kterého budu procesor napájet. Jedná se o lineární stabilizátor TPS767D301 od firmy Texas Instrument. Tento stabilizátor je doporučený v datovém listu procesoru. Poskytuje obě potřebné napěťové úrovně (1,8 V a 3,3 V). Proud stabilizátoru je maximálně 1 A z každé napěťové úrovně. Pokles napětí je 350mV na 1 A. Doporučené napájení 3,5 až 10 V. Ke každému napájecímu vstup procesoru jsem umístil blokovací kondenzátor (100 nF).

### 3.2.1.2 Krystal

Doporučená frekvence krystalu je 20 MHz zapojených na svorky procesoru X1 a X2 pro vnější oscilátor. Zvolil jsem krystal HC-49UD, jehož frekvence je 20 MHz, tato frekvence bude následně znásobena fázovým závěsem v procesoru na 100 MHz. Ke krystalu jsem paralelně připojil dva smd kondenzátory o hodnotě 22 pF. Krystal jsem se snažil umístit co nejbližší k procesoru, abych minimalizoval rušení ostatních obvodů.



(Obr. 20) Krystal HC-49UD

### 3.2.1.3 Reference

Referenci pro AD převodník jsem zvolil s označením REF3020. Reference je napájena z 3,3 V větve lineárního stabilizátoru. Aby nebyl AD převodník rušen z procesorové napájecí části, je napájení těchto obvodů i s referencí, připojeno přes filtr složený z cívky (100 uH) a kondenzátoru (1 uF), tudíž z integračního článku, který odfiltruje vysoké rušivé frekvence a

jednobodově spojen pře nulový rezistor se zemí stabilizátoru. K referenci jsou paralelně připojeny dva kondenzátory 470 nF.

#### 3.2.1.4 Zkušební deska procesoru

Aby byl postup při návrhu zdroje jednodušší, byla nejdříve navržena zkušební deska se všemi vyvedenými vstupy a výstup. Na této desce se vyvíjela softwarová část zdroje, a pokud byl pokus vydařený, aplikoval se program na procesorovou desku, již spojenou se silovou částí. Programování a debugging probíhalo v prostředí CodeComposer Studio od Texasu Instrument přes 14 pinové rozhraní JTAG.

### 3.2.2 Volba budiče tranzistorů (Gate driver)

Poté co jsem si zvolil budící tranzistory, je potřeba pro definovaný tranzistor vybrat budič. Budič je obvod, schopen v malém časovém intervalu poskytnout dostatečný proud k otevření, tranzistoru, nebo tranzistor v krátkém intervalu zavřít. Při výběru budiče je důležitý parametr náboj hradla  $Q_g$  uvedený v datovém listu. Jelikož firma Texas instrument nabízí budiče, jako free-sample, rozhodl jsem se využít této možnosti. Zvolil jsem budič UCC27524. Jeho budící proud je 5 A.

Abych se přesvědčil, že tranzistor bude sepnut dostatečně rychle, provedl jsem jednoduchý výpočet času sepnutí tranzistoru:

$$t_{r\_sep} = \frac{Q_g}{I_{bud}} = \frac{100 * 10^{-9}}{5} = 20 * 10^{-9} = 20 \text{ ns}$$

Kde:  $I_{bud}$  je budící proud, který poskytuje budič,  $Q_g$  je celkový náboj hradla tranzistoru.

K otevření tedy dojde za 20 ns, což je dostatečně krátká doba vzhledem ke spínací periodě trvající 10  $\mu$ s.

Potřebný příkon budiče pro jeden tranzistor:

$$P = 2 * \frac{W}{t_{spi}} = 2 * \frac{C_g * U_{GS}^2}{2 * t_{spi}} = \frac{Q_g * U_{GS}}{t_{spi}} = \frac{100 * 10^{-9} * 12}{10 * 10^{-6}} = 0,12 W$$

Kde:  $W$  je energie tranzistoru,  $Q_g$  je náboj gate,  $U_{GS}$  je napětí budiče,  $t_{spi}$  je spínací perioda řídicího signálu. Pro všechny 2 tranzistory je příkon 0,24 W.

Dle datového listu budiče je potřeba budič napájet napětím 4,5–18 V. Z primární strany to nelze, jelikož má průměrně 325 V. Sekundární strana také nepřipadá v úvahu, už jen kvůli proměnnému napětí a galvanickému oddělení. Proto jsem se rozhodl použít nevyužívaný, doma se povalující spínaný napět'ový zdroj 230AC/12DC. Na tento zdroj připojím přímo jeden budič pro buzení spodního tranzistorů v můstku, jelikož bude mít společnou zem se zemí primárního vinutí a budič stejného typu pro horní tranzistor, budu napájet z galvanicky odděleného DC/DC-měníče (DCP021212), který bude napájen z již zmíněného 230AC/12DC zdroje, jehož výkon je 6 W, bude tudíž výkonově vyhovující. Výstupní napětí budičů předpokládám na 12 V, což je dostatečné napětí k plnému otevření tranzistoru.

### 3.2.3 Galvanické oddělení DSP a budiče

Protože, tento zdroj má galvanicky oddělenou řídicí a výkonovou část, je nutno použít obvod pro galvanické oddělení, pro přenos řídicího signálu z DSP do budiče.

Nabízela se možnost galvanického oddělení pomocí optočlenu, například optočlen 6N137 s přenosovou rychlostí 10 Mbps, kde by byl signál zpožděn přibližně o 50 ns, ale pravděpodobně bych musel přidávat další součástky pro buzení (rozsvícení) diody v optočlenu. Ukázalo se, že Texas instrument nabízí mnohem lepší možnost, než je optočlen. Jedná se o digitální izolátor ISO721 pro galvanické oddělení spodního i horního tranzistoru v můstku, s více než dostačující přenosovou rychlostí 100 Mbps. Zpoždění signálu by bylo v řádu jednotek ns.

Tyto obvody používají k přenosu signálu kapacitní vazbu. Elektrická pevnost dielektrika je 4 KV. Jelikož přes kapacitní vazbu je možno přenášet jen střídavé signály, je signál o nízké frekvenci nejprve rozstřídan a poté až přenesen na výstup.

Obvod lze napájet napětím 3,3 V nebo 5 V. Na vstupní straně (procesor) budou oba obvody napájet ze zdroje určenému pro vstupy a výstupy procesoru (3,3V).

Pro výstupní stranu dolního tranzistoru v můstku použijí lineární stabilizátor LP29081A-50, také od Texasu instrument. Stabilizátor bude napájený z již zmíněného 230AC/12DC zdroje, použitého k napájení budiče. Výstupní napětí stabilizátoru je 5 V, výstupní proud 100 mA. Digitální izolátor pro horní tranzistor v můstku budou napájet z dalšího LP29081A-50 připojených na DC/DC-měnič (DCP021212) pro napájení budiče.

### **3.2.4 Přenos analogových výstupních signálů**

Důvodem přenosu analogového výstupního signálu je zpětná vazba. Pro řízení výstupních veličin je potřeba znát jejich hodnotu. Problémem je galvanické oddělení řídicí a sekundární výkonové části. Dalším problémem jsou hodnoty veličin výstupní části a hodnoty, které jsou potřeba na vstupní části AD převodníku procesoru.

#### ***3.2.4.1 Přenos výstupního napětí***

Kdyby neexistovala podmínka galvanického oddělení, napěťové přizpůsobení by se jednoduše realizovalo odporovým děličem. Zde to bohužel není možné. Napadla mě možnost použití U/f převodníku, následné oddělení optočlenem, nebo již zmíněným digitálním izolátorem a pomocí f/U převodníku zase převést na napětí a napěťově přizpůsobit pro AD převodník. Bohužel většina U/f převodníků dokáže převádět až od určitého minimálního napětí (například 4 V), pak by se teda nabízela otázka jak převést napětí od 0–4 V. Navíc by vnikla další investice do převodníků.

Nabízí se také možnost převést napětí na digitální signál, poté galvanicky přenést do DSP. To by ale vyžadovaly AD převodníky, obvody pro galvanické oddělení by byl poměrně složitý v závislosti na rozlišení převodníku, nebo by se musela zřídit galvanicky oddělená sběrnice atd. a navíc bych ani nevyužil integrované 12 bitové převodníky v procesoru s poměrně vysokým rozlišením.

Třetí mnou zvolená možnost je součástka, opět od Texasu instrument, zvaná izolační zesilovač AMC1100. Vyskytl se ale problém s napěťovým vstupem, který je  $\pm 250 \text{ mV}$ . Není tedy jisté, jestli nebude naměřená hodnota příliš rušena a zkresleně převedena AD převodníkem. Tento způsob se zdá finančně, i co se týče množství součástek nejlepší. Napěťové přizpůsobení realizují odporovým děličem, pomocí metal-oxidových rezistorů, protože jsou přesnější a tepelně stabilnější, než uhlíkové.

Výpočet rezistorů napěťového děliče:

$$U_{AMC1} = \frac{U_{out\_max} * R_2}{R_1 + R_2}$$

Po úpravě:

$$R_2 = \frac{U_{AMC1} * R_1}{U_{out\_max} - U_{AMC1}} = \frac{0,25 * 20 * 10^3}{50 - 0,25} = 100 \Omega$$

Kde:  $R_1$  je rezistor, jehož hodnotu jsem si zvolil,  $U_{out\_max}$  je maximální výstupní napětí,  $U_{AMC1}$  je maximální vstupní napětí obvodu izolačního zesilovače AMC1100.

Na řídicí straně budu obvod napájet 3,3 Volty a pro napájení sekundární výkonové strany použiji 5 V napěťovou úroveň. Toto napětí získám pomocí DC/DC izolovaného spínaného zdroje DCP021212 (12V) od Texasu instrument z primární strany silové části a následně lineárním stabilizátorem LP2981-50 snížit na požadovaných 5 V.

Zdroj DCP021212 jsem použil proto, že vytváří galvanicky oddělené napájecí napětí 12 V, které ještě použiji k napájení panelového voltmetru a ampérmetru na výstupní straně zdroje.

### 3.2.4.2 Přenos výstupního proudu

Jelikož se jedná o stejnosměrný proud, měřicí transformátor nelze použít. Další možností byla Hallova sonda. Ukázalo se že, aplikace v praxi je mnohem složitější, než jsem si myslel. Prvním překážka byla potřeba magnetického obvodu a to znamenalo další investici, a to ani nepočítám cenu Hallovovy sondy.

Potom tu byla možnost I/U převodníku ACS758LCB-050 bez potřeby magnetického obvodu od firmy Allegro založeném na principu Hallova jevu. Naneštěstí tato jedna součástka stála kolem 250 Kč + poštovné. Kdyby to měli u běžných prodejců (GME, GES), pravděpodobně bych tuto sumu investoval, bohužel to tak nebylo.

Rozhodl jsem se proto pro sériově zařazený drátový rezistor, jehož úbytek napětí jsem snímal stejně, jako u měření napětí a to izolačním zesilovačem AMC1100.

Výpočet rezistoru:

$$R_{I_{out}} = \frac{U_{AMC2}}{I_{out\_max}} = \frac{0,25}{10} = 0,025 \Omega$$

Kde:  $U_{AMC2}$  je maximální vstupní napětí izolačního zesilovače,  $I_{out\_max}$  je maximální výstupní proud zdroje. Bohužel rezistor takovéto hodnoty nebyl k mání, rozhodl jsem se pro dva sériově zařazené 5W rezistory o hodnotě 0,01  $\Omega$ . Při maximálním výstupním proudu bude úbytek na rezistorech 200 mV, což by mělo být dostačující. Výkonová ztráta bude 2 W.

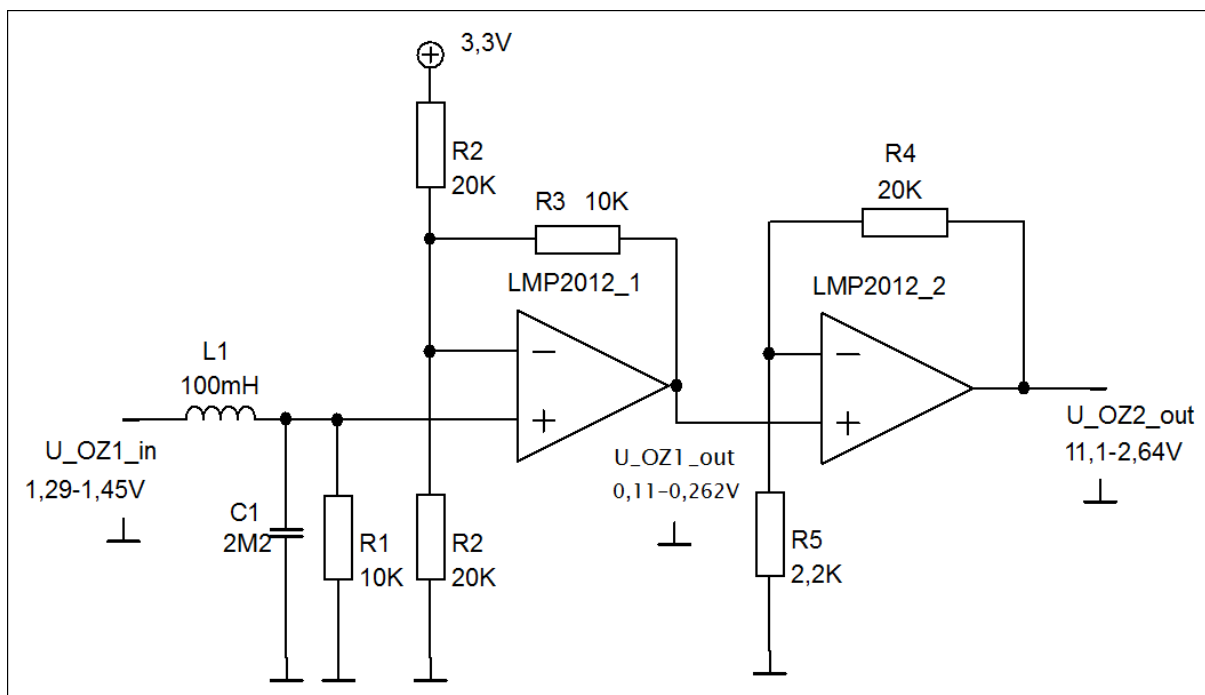
Napájení bude zapojeno stejně, jako izolačního zesilovače pro měření výstupního napětí. 3,3 V na řídicí straně a 5 V na sekundární straně ze stabilizátoru LP29081A-50.

### 3.2.4.3 Napěťové přizpůsobení pro AD převodník

Obvod AMC1100 pro galvanické oddělení pracuje tak, že pokud na vstup přivedeno  $0 V \pm 0,25 V$ , na výstupu bude  $1,29 \pm 0,15 V$ . Protože zdroj poskytuje výstupní napětí od  $0 - 50 V$ , bude se napětí na výstupu izolačního zesilovače pohybovat v rozmezí  $1,29 - 1,45 V$ . Pokud bych toto napětí přivedl na AD převodník, využil bych jen 0,16 V z celého

rozsahu 3V, tudíž bych požíval jen  $(0,16/3) * 2^{12} = 218$  binárních úrovní ze 4096. Minimální krok, který bych dokázal regulovat, by byl  $\frac{50}{204} = 0,23V$ . Navíc by při takto malé úrovni byl signál cestou do procesoru rušen.

Je zbytečné si udržovat napěťovou úroveň, když nenese užitečný signál, proto odstráním offset pomocí zapojení s OZ1 a následně zesílím signál pomocí zapojení s OZ2 zapojeného jako neinvertující zesilovač.



(Obr. 21) Napěťové přizpůsobení AD převodníku

Výpočet pro OZ 1:

$$U_{OZ1\_out\_min} = -\frac{U_{3,3V} * R_3}{R_2} + U_{OZ1\_in\_min} = -\frac{3,3 * 7,2 * 10^3}{20 * 10^3} + 1,29 = 0,11 V$$

$$U_{OZ1\_out\_max} = -\frac{U_{3,3V} * R_3}{R_2} + U_{OZ1\_in\_max} = -\frac{3,3 * 7,2 * 10^3}{20 * 10^3} + 1,45 = 0,262 V$$

Kde:  $U_{OZ1\_in\_min}$  je napěťový offset, který potřebuji odstranit,  $U_{OZ1\_in\_max}$  je napěťový offset + užitečný signál 0,15 V. Izolační zesilovač je schopen převést i záporné napění, ale to zde

nebude potřeba. Obvod LMP2012 od Texasu instrument poskytuje dva přesné OZ, jelikož je duální. Použijí tedy jeden na úpravu proudového signálu a jeden na úpravu napěťového signálu. OZ je Rail-to-Rail, tudíž by měl být schopen dát na výstupu 0- $V_{dd}$  (0–3,3 V). Napájení možné je od 2,7–5,25 V. Napájen bude asymetricky z lineárního zdroje pro procesor 3,3V.  $R_1$ - $R_5$  jsou metal-oxidové rezistory, pro jejich přesnost a tepelnou stálost.

Výpočet neinvertujícího zesilovače OZ 2:

$$U_{OZ2\_out\_min} = U_{OZ1\_out\_min} * \left( \frac{R_4}{R_5} + 1 \right) = 0,11 * \left( \frac{20 * 10^3}{2,2 * 10^3} + 1 \right) = 1,11 V$$

$$U_{OZ2\_out\_max} = U_{OZ1\_out\_max} * \left( \frac{R_4}{R_5} + 1 \right) = 0,262 * \left( \frac{20 * 10^3}{2,2 * 10^3} + 1 \right) = 2,64 V$$

kde:  $U_{OZ1\_out\_min}$  je minimální hodnota napětí na výstupu OZ1, tedy napětí při 0 V na výstupu zdroje.  $U_{OZ1\_out\_max}$  je maximální hodnota napětí na výstupu OZ1, tedy napětí při 50 V na výstupu zdroje.

Užitečný signál je nyní v rozmezí od 1,11–2,64 V. Počet bitů využívaných pro užitečný signál:

$$B_{vyuzit} = \frac{U_{uzit}}{U_{AD}} * B_{celk} = \frac{1,53}{3} * 2^{12} = 2088$$

Kde:  $U_{uzit}$  je rozmezí napětí užitečného signálu,  $U_{AD}$  je maximální napětí AD převodníku,  $B_{celk}$  celkový počet bitů AD převodníku. Díky obvodům s operačními zesilovači jsme zvedli počet využívaných bitů AD převodníku z 218 na 2088, což je skoro desetinásobek a minimální hodnota napětí na výstupu zdroje, kterou dokážu regulovat je  $\frac{50}{2088} = 0,024 V$  oproti předešlým 0,23V. Výpočty pro přenos proudu jsou podobné, liší se jen maximální hodnotou napětí, kterou snímá izolační zesilovač.

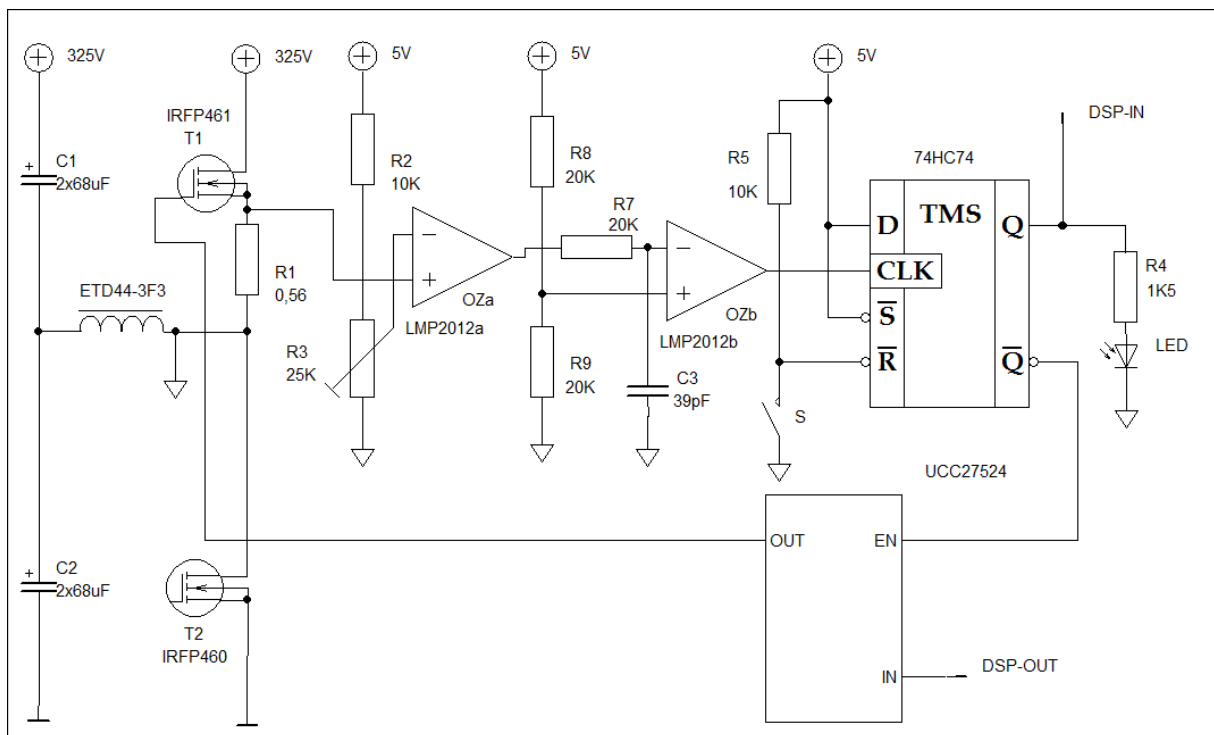
### 3.2.5 Realizace saturační ochrany

Saturační ochrana je většinou realizována měřením úbytku napětí na přechodu S-D MOS-FET tranzistoru, k tomu by ale byla potřeba součástka, nejlépe operační zesilovač, který



by vydržel napětí nad 325 V při vypnutém tranzistoru mezi S-D, nebo součástka, která by izolovala operační zesilovač při vypnutí tranzistoru od drainu. Napadlo mě například zařadit před OZ ještě jeden tranzistor, který by spínal současně s výkonovým, ale existovala zde možnost, že by otevřel dříve a OZ by byl zničen. Dalo by se tomu předejít i časovou prodlevou, ale k tomu by byla potřeba další obvod a pravděpodobně i další budič pro tranzistor.

Proto jsem se rozhodl pro nejjednodušší, i když ne příliš vhodnou cestu kvůli ztrátám, a to pro sériově zapojený 5W drátový rezistor pro horní tranzistor o hodnotě 0,56 Ω.



(Obr. 22) Saturační ochrana tranzistoru T1

Princip je takový, že pokud primárním vinutím a tedy i rezistorem poteče proud větší, než 3 A, vytvoří se na rezistoru  $R_1$  úbytek napětí  $U_{R1} = I_{prim} * R_1 = 3 * 0,56 = 1,68 V$ . Hodnota úbytku napětí je přivedena na neinvertující vstup OZa (LMP2012a), který slouží jako komparátor. Na invertující vstup se napěťovým děličem nastaví hodnota 1,68 V a poté co napětí na neinvertujícím vstupu překročí děličem nastavenou hodnotu napětí, výstup OZa se změní z 0 V na 5V a po časové prodlevě dané RC článkem (500 ns) překročí komparační mez

druhého operačního zesilovače (LMP2012b) a druhý komparátor poskytne náběžnou hranu D-klopnému obvodu 74HC74. Výstup D-klopného obvodu  $\bar{Q}$  spadne do LOG0, který je připojen na Enable vstup budiče (UCC27524) a při LOG0 přestane budit tranzistor T1. Výstup D-klopného obvodu  $Q$  se přepne do LOG1, rozsvítí červenou 3 mA led (LED\_3MM\_2MA/R) a upozorní se DSP, který přestane vytvářet budící signál pro budiče. DSP a D-klopný obvod jsou galvanicky odděleny, již zmíněným digitálním izolátorem ISO721. Reset D-klopného obvodu nastane po stisknutí mikrospínače S, který uzemní resetovací vstup D-klopného obvodu, tudíž nastaví  $Q$  na LOG0 a  $\bar{Q}$  na LOG1 a umožní další buzení tranzistorů. Pro napěťový dělič na invertujícím vstupu OZa je použit trimr, aby se dala saturační ochrana nastavit.

RC článek je v obvodu z důvodu otvírání tranzistoru, protože budič otvírá tranzistor přes rezistor R a na něm vzniká úbytek napětí, který by mohl sepnout saturační ochranu, což je nežádoucí. Po časové prodlevě by měl být tranzistor plně otevřen, a tedy nehrozí sepnutí saturační ochrany pomocí budiče.

Zde je výpočet RC článku z rovnice pro napětí na kondenzátoru:

$$U_c = U_{OZ1} * (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

z rovnice vyjádřím C a R si zvolím 20 KΩ:

$$C = -\frac{t}{R * \ln\left(1 - \frac{U_c}{U_{OZ1}}\right)} = -\frac{500 * 10^{-9}}{20 * 10^3 * \ln\left(1 - \frac{2,5}{5}\right)} = 36 * 10^{-12} = 39 \text{ pF}$$

Kde:  $U_c$  je komparační napětí určené odporovým děličem, přivedené na neinvertující vstup OZb.  $U_{OZ1}$  je výstupní napětí OZa.

Napájení všech řídicích obvodů pro saturační ochranu (D, OZ, vstupní strana digitálního izolátoru) je napájena z 5V, kterou umožňuje lineární stabilizátor LP29081A-50.

Napájení výstupní strany digitálního izolátoru je 3,3 V.

### 3.2.6 Přehled použitých napěťových úrovní a zdrojů v řídicí části

Zde jsou uvedeny veškeré zdroje, součástky na ně připojeny a jejich výkonová ztráta pro řídicí obvody. Všechny tyto části jsou napájeny z 230AC/12DC - 6W spínaného zdroje. Rozdělení je podle potenciálů zemí (Primární část, Sekundární část, DSP část).

#### Primární část:

230AC/12DC – (12 V, 6 W)

- Budič UCC27524 0,12 W
- DC/DC-měnič - DCP021212 - (12 V, 2 W)-galvanické oddělení
  - Budič UCC27524 0,12 W
  - Lineární stabilizátor - LP2981-50 - (5 V)
    - Digitální izolátor (výstup) ISO721 0,06 W
- Lineární stabilizátor - LP2981-50 - (5 V)
  - Digitální izolátor (vstup) ISO721 0,02 W
  - Digitální izolátor (výstup) ISO721 0,06 W
  - D-klopný obvod 74HC74 0,1 W
  - Operační zesilovač LMP2012 0,01 W

#### Sekundární část:

- DC/DC-měnič - DCP021212 - (12 V, 2 W)-galvanické oddělení
  - Ampérmetr WPB50-35 0,18 W
  - Voltmetr WPB50-35 0,18 W
  - lineární stabilizátor - LP2981-50 - (5 V)
    - Izolační zesilovač (vstup) AMC1100 0,04 W
    - Izolační zesilovač (vstup) AMC1100 0,04 W

#### DSP část:

- DC/DC-měnič - DCR011205 - (5 V, 1 W) -galvanické oddělení
  - Lineární stabilizátor – TPS767D301 (3,3 V, 1,8 V)

• Procesor 1,8 V	TMS320F28044	0,369 W
• Procesor 3,3 V	TMS320F28044	0,253 W
• Operační zesilovač	LMP2012	0,0066 W
• Operační zesilovač	LMP2012	0,0066 W
• Digitální izolátor (výstup)	ISO721	0,04 W
• Digitální izolátor (vstup)	ISO721	0,0066 W
• Digitální izolátor (vstup)	ISO721	0,0066 W
• Izolační zesilovač (výstup)	AMC1100	0,02 W
• Izolační zesilovač (výstup)	AMC1100	0,02 W

#### Součet

Primární část	0,49 W
Sekundární část	0,44 W
DSP část	0,73 W
<u>Celkem</u>	1,66 W

Z výsledku je jasně vidět, že 6 W zdroj by měl být dostačující. Když vezmu v úvahu, že toto je maximální příkon, měla by být dostatečná výkonová rezerva i na ztráty ve zdrojích a napěťových děličích.

## 4 Závěr

Během vypracování diplomové práce jsem se teoreticky seznámil se spínanými stabilizovanými zdroji a s jejich modifikacemi. Získané zkušenosti jsem popsal v teoretické části práce. Základ znalostí jsem částečně získal již při studiu, ale nejsložitějším tématem, se kterým jsem se v této diplomové práci setkal, bylo studium řídicího obvodu, v mém případě studium procesoru.

Při tvorbě praktické části jsem si pečlivě zaznamenával postupy a výpočty, které jsem prováděl při návrhu silové a řídicí části. Při těchto návrzích jsem se v používaných materiálech často setkával s neoznačenými veličinami, nebo nesrozumitelnými převody, proto jsem se snažil co nejsrozumitelněji popsat svůj postup návrhu, rovnic a grafů, které jsem použil.

Co se týče realizace a oživení, zrealizoval jsem celou silovou část zdroje a většinu řídicích částí, kromě stavby plošného spoje s mikroprocesorem, proto při testování silové části byl použit alternativní řídicí signál z generátoru. Řídicí signál úspěšně prostupoval až na řídicí bránu tranzistorů, bohužel při nešťastné nehodě byl zničen jeden z budičů, tudíž test nedopadl úspěšně. Do obhajoby diplomové práce se budu snažit dokončit procesorovou část, abych mohl měnič dokončit.

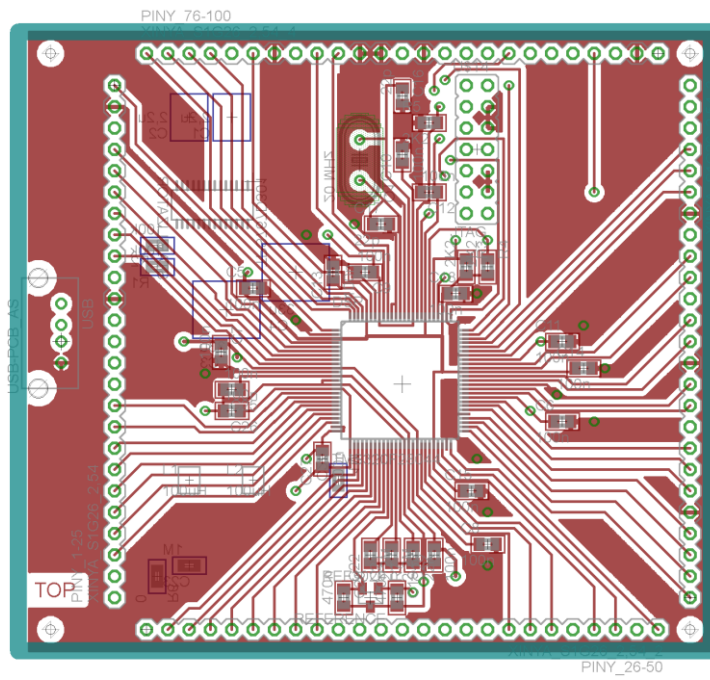
Při vytváření praktické části diplomové práce jsem se dozvěděl mnoho nových poznatků o spínaných zdrojích, velkým přínosem pro mne byla konstrukce a návrh transformátoru a tlumivky, se kterými jsem se během studia setkal jen teoreticky. Procházením datových listů a stránek prodejců s elektronickými součástkami jsem si rozšířil přehled prodávaných a hlavně na trhu dostupných součástek. Hodiny prosezené u návrhového softwaru Eagle, mi poskytly větší flexibilitu a rychlost nejen při navrhování schématu k této diplomové práci, ale i zkušenosti, které lze uplatnit i při jiných návrzích.

I když jsem tuto diplomovou práci celou nedokončil do data odevzdání, získal jsem nepřehledné množství nových znalostí, ke kterým bych při samotném studiu, nebo tvorbě pouze teoretické diplomové práce pravděpodobně ani nepřiblížil.

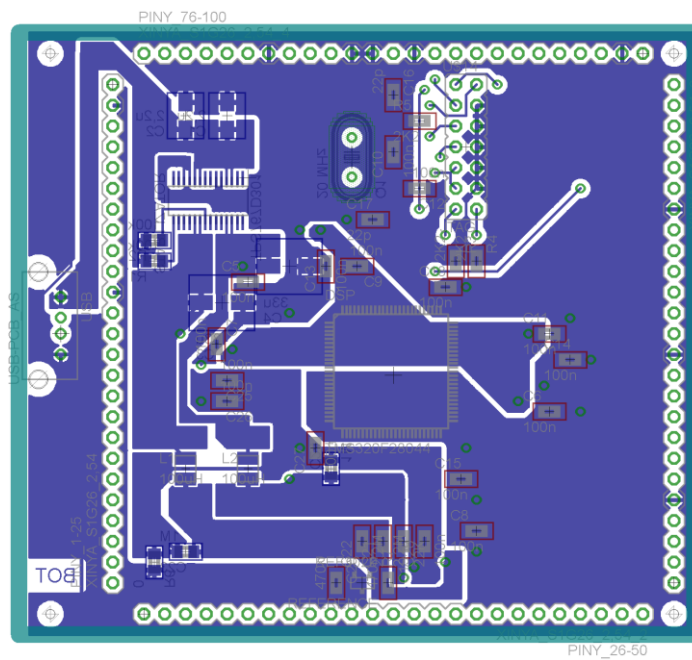
## 5 Použitá literatura

- [1] Záhlava, Vít. Návrh a konstrukce desek plošných spojů, Praha: Fakulta elektrotechnická (ČVUT), 2005
- [2] Pinker, Jiří; Koucký, Václav, Analogové elektronické systémy. 1. část, Plzeň: Západočeská univerzita 2004
- [3] Pinker, Jiří, Mikroprocesory a mikropočítače, Praha: BEN – technická literatura 2004

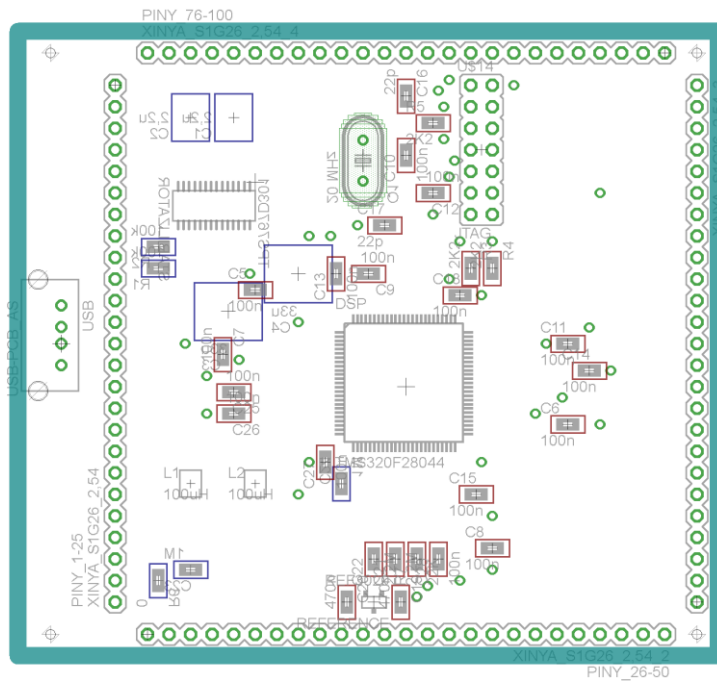
## 6 Přílohy



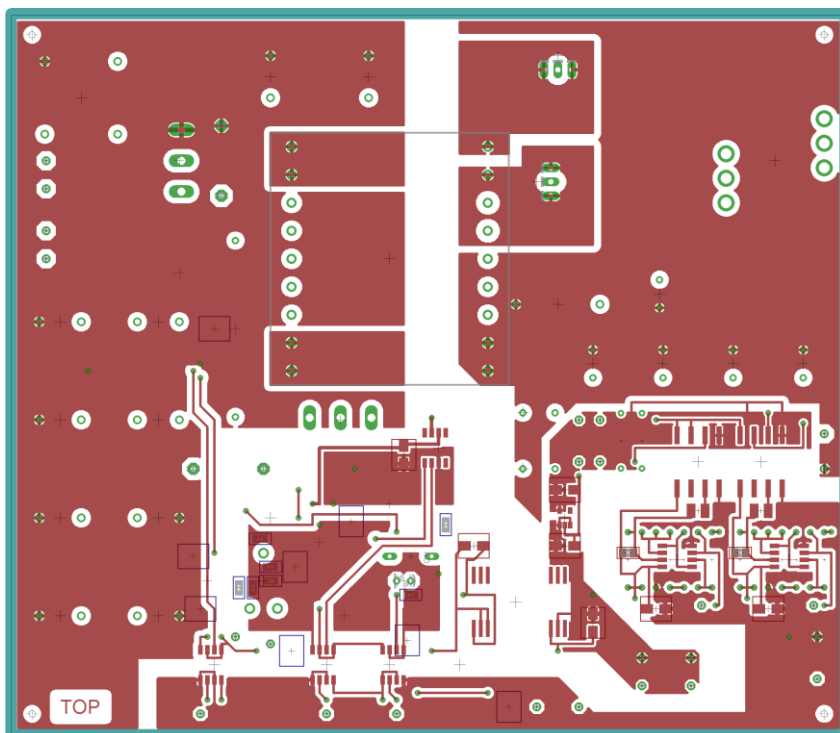
(Obr. 23) Vrchní strana DPS – řídicí část



(Obr. 24) Spodní strana DPS – řídicí část

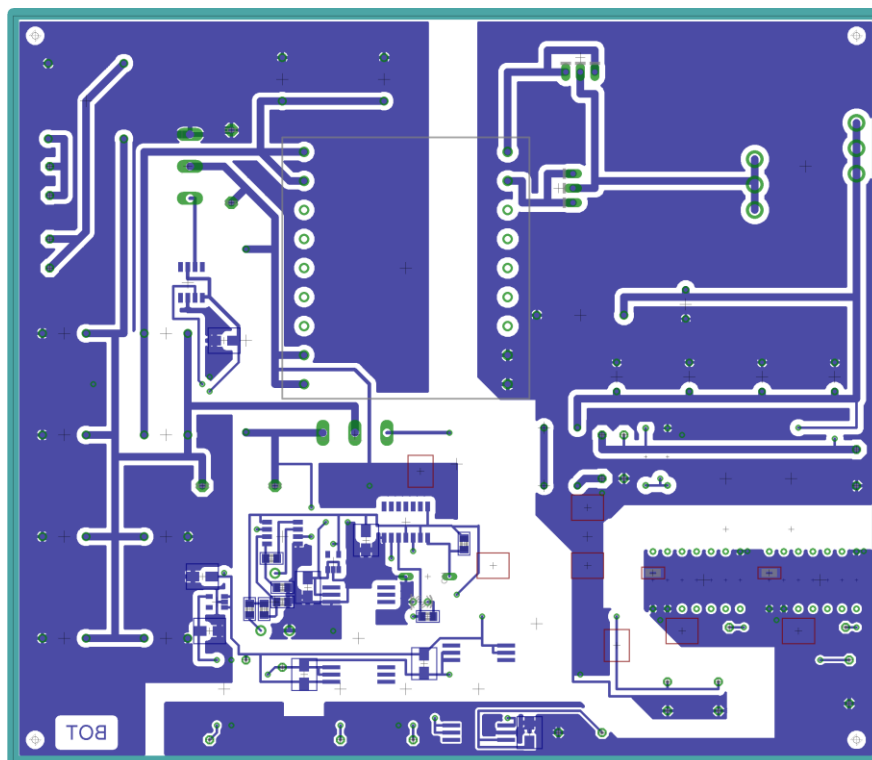


(Obr. 25) Zobrazení součástek na DPS – řídicí část

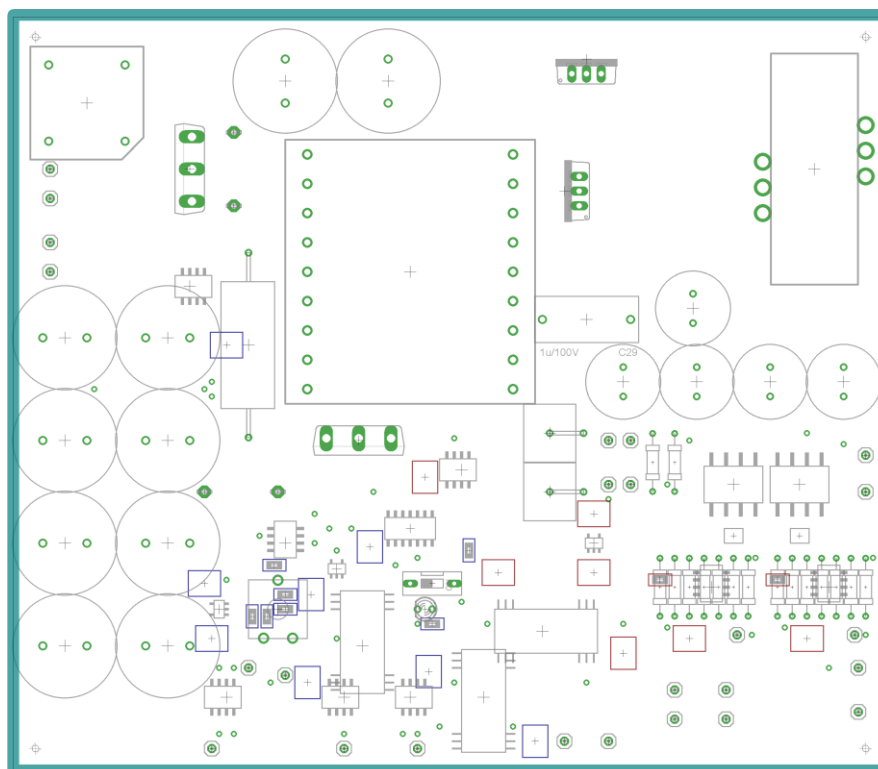


(Obr. 26) Vrchní strana DPS – silová část

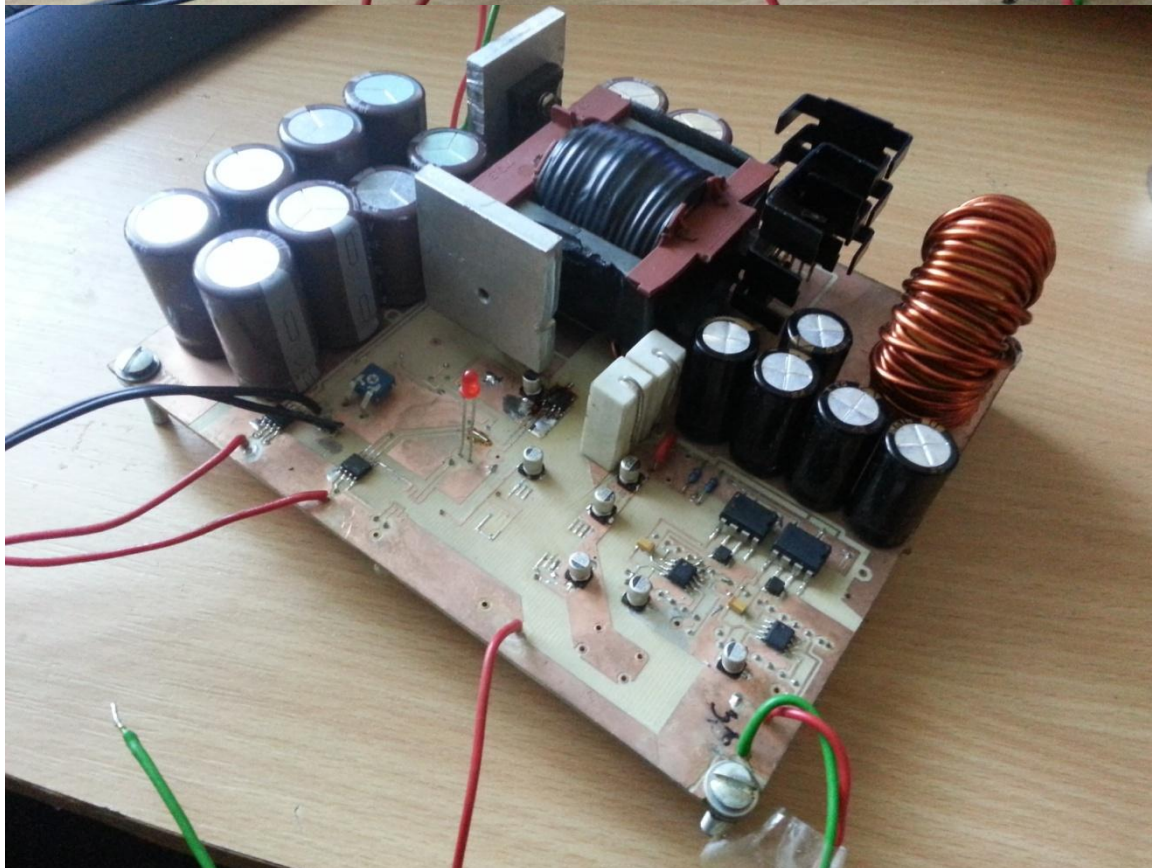
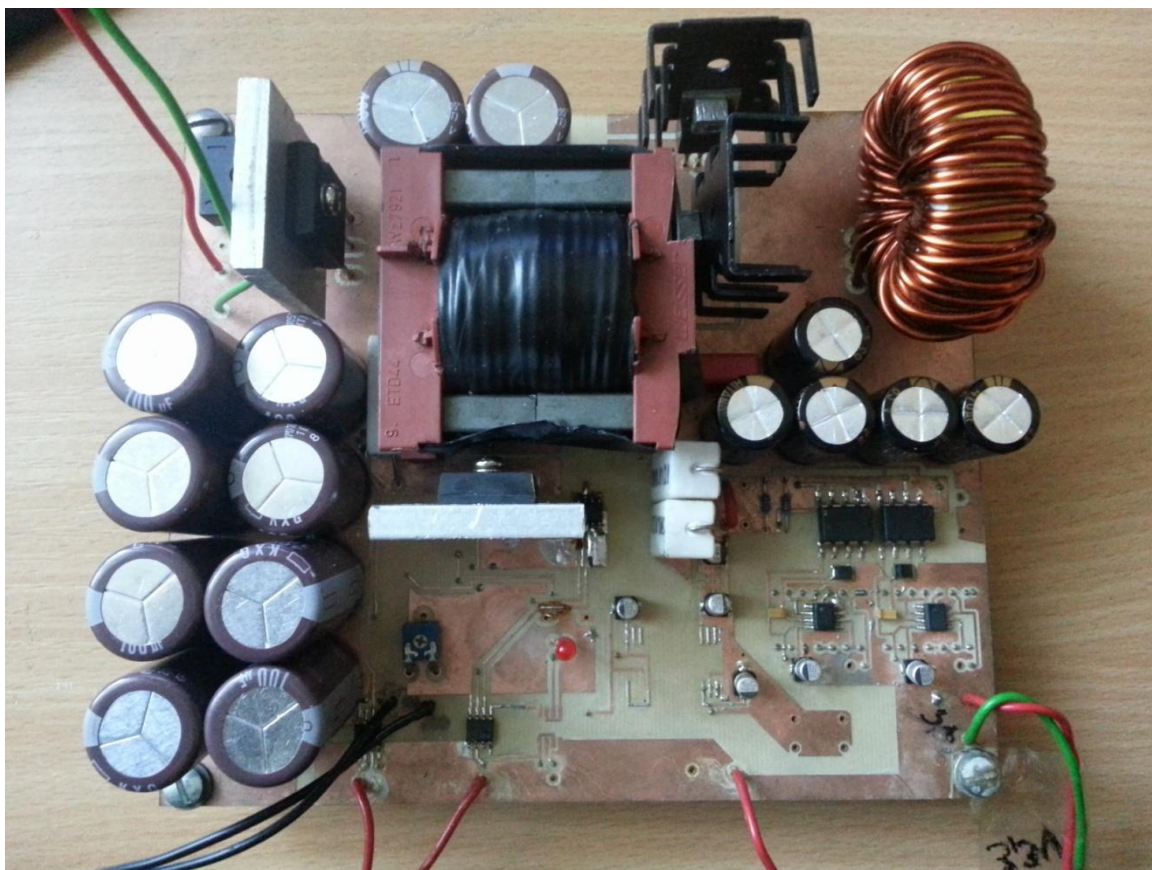




(Obr. 27) Spodní strana DPS – silová část



(Obr. 28) Zobrazení součástek na DPS – silová část



(Obr. 29) Silová část