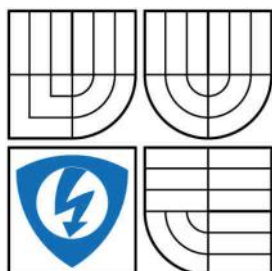




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ŘÍZENÝ LABORATORNÍ ZDROJ

CONTROLLED LABORATORY VOLTAGE SUPPLIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

BC. TOMÁŠ VÍT

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

ING. TOMÁŠ MACHO, PH.D.

BRNO 2016



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Kybernetika, automatizace a měření**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Bc. Tomáš Vít

ID: 134659

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Řízený laboratorní zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s problematikou laboratorních zdrojů řízených mikroprocesorem.
2. Rozeberte možnosti realizace laboratorního zdroje 0-25 V, max. 2 A, řízeného z panelu i z počítače.
3. Vyberte vhodnou koncepci zdroje, nakreslete blokové schéma.
4. Navrhněte obvodové řešení zdroje, nakreslete schéma zapojení a stanovte hodnoty jednotlivých součástek.
5. Laboratorní zdroj realizujte a vytvořte výrobní dokumentaci.
6. Proměřte parametry zdroje a vyhodnoťte dosažené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Syrovátko, M. Navrhování napájecích zdrojů pro elektroniku. Praha: SNTL, 1977. 210 s.

[2] Mallat, J., Krofta, J. Stabilizované napájecí zdroje pro mikroelektroniku. Praha: SNTL, 1985. 246 s.

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 16.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Macho, Ph.D.

Konzultant diplomové práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tématem této diplomové práce je návrh a realizace laboratorního zdroje s výstupními parametry 0-25V a 0-2A a možností řídit tento zdroj pomocí prvků čelního panelu, nebo pomocí počítačového ovládacího programu. Obsahem je teoretický rozbor možností zdrojů s následným teoretickým návrhem, které je ověřené na prototypu laboratorního zdroje.

Klíčová slova

Laboratorní zdroj, spínaný zdroj, snižující měnič, STM32F207

Abstract

The aim of my master's thesis is the design and implementation of laboratory power supply with output parameters 0-25V and 0-2A and options to manage this resource by elements of the front panel or via a computer control program. Content is the theoretical analysis of the possibility of subsequent theoretical sources suggesting that it verified on the prototype laboratory resources.

Keywords

Laboratory power supply, switching power supply, buck converter, STM32F207

Bibliografická citace:

VÍT, T. *Řízený laboratorní zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 80s. Vedoucí diplomové práce byl Ing. Tomáš Macho, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Řízený laboratorní zdroj jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové (*bakalářské*) práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne: **16. května 2016**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáši Machovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Také tímto děkuji svým rodičům a přátelům za podporu.

V Brně dne: **16. května 2016**

.....
podpis autora

Obsah

Úvod.....	11
1 Teorie napájecích zdrojů	12
1.1 Stabilizátory	12
1.1.1 Parametrický stabilizátor.....	12
1.1.2 Stabilizátor se zpětnou vazbou.....	14
1.2 Spínané měniče	15
1.2.1 Snižující měnič.....	16
1.2.2 Měnič zvyšující napětí	18
1.2.3 Propustný měnič.....	20
1.2.4 Akumulující měnič.....	21
1.2.5 Dvojčinné měniče s transformátorem	23
1.3 Volba koncepce zdroje.....	28
2 Bližší popis snižujícího měniče.....	29
2.1 Typy pracovních proudů měniče.....	29
2.2 Vztahy pro výpočet indukčnosti.....	30
2.3 Vztahy pro výpočet filtračního kondenzátoru.....	31
2.4 Dimenzování součástek.....	32
2.5 Určení hodnot výstupního LC článku	35
2.6 Regulační obvod	37
3 Návrh obvodového řešení zdroje.....	40
3.1 Blokové schéma	40
3.2 Součástky pro měnič	41
3.2.1 MOSFET driver	43
3.2.2 Ostatní obvody měniče.....	44
3.3 Mikrokontrolér	45
3.3.1 Popis časovačů a generování PWM	47
3.3.2 Popis AD převodníků.....	48
3.4 Komunikační rozhraní.....	48
3.4.1 FT230XS	48
3.4.2 LCD Displej	49
3.4.3 Inkrementální snímač	51
3.5 Napájení laboratorního zdroje.....	52
4 Návrh plošného spoje	55

4.1	Kondenzátory	55
4.2	Rozložení součástek	57
5	Osazení a oživení prototypu zařízení	59
6	Programové vybavení.....	60
6.1	Vývoj firmwaru pro mikrokontrolér	60
6.1.1	Komunikační protokol	61
6.1.2	Regulátor.....	62
6.2	Ovládací program.....	63
6.2.1	Knihovna QT.....	63
6.2.2	Knihovna QCustomPlot	63
6.2.3	Návrh vzhledu aplikace.....	63
6.2.4	FTDI knihovna	64
6.2.5	Třída DeviceCom.....	65
6.2.6	Ovládání laboratorního zdroje.....	66
6.2.7	Tvorba průběhů	67
7	Naměřené parametry zdroje	70
8	Závěr.....	73

Seznam obrázků

Obr. 1-1	Parametrický stabilizátor s diodou	13
Obr. 1-2	VA charakteristika parametrického stabilizátoru s diodou [2].....	13
Obr. 1-3	VA charakteristika parametrického stabilizátoru se Zenerovou diodou [2].....	14
Obr. 1-4	Zapojení parametrického stabilizátoru proudu bipolárním tranzistorem a jeho VA charakteristikou [1]	14
Obr. 1-5	Praktické zapojení lineárního stabilizátoru se zpětnou vazbou.....	15
Obr. 1-6	Blokové schéma spínaného měniče [2]	16
Obr. 1-7	Schématické zapojení snižujícího měniče [4]	17
Obr. 1-8	Jednotlivé průběhy napětí a proudů snižujícího měniče [4].....	18
Obr. 1-9	Schématické zapojení zvyšujícího měniče.....	18
Obr. 1-10	Průběhy napětí a proudu zvyšujícího měniče [4]	19
Obr. 1-11	Schématické zapojení propustného měniče.....	20
Obr. 1-12	Jednotlivé průběhy propustného měniče, PWM – buzení tranzistoru, U_q – napětí na tranzistoru, I_q – proud protékající tranzistorem, I_{d1} – proud protékající diodou, I_L – proud protékající tlumivkou, U_2 – napětí na sekundárním vinutí [7]	21
Obr. 1-13	Schématické zapojení akumulujícího měniče	22
Obr. 1-14	Jednotlivé průběhy akumulujícího měniče [7]	23
Obr. 1-15	Schématické zapojení dvojčinného měniče push-pull.....	24
Obr. 1-16	Periodický průběh napětí na obou tranzistorech [2].....	24
Obr. 1-17	Jednotlivé průběhy Push-Pull měniče, PWM, V_{q1} – napětí na tranzistoru, I_{q1} – proud protékající tranzistorem, I_{d1} – proud protékající diodou, I_L – proud protékající tlumivkou, V_s – napětí na sekundárním vinutí	25
Obr. 1-18	Schématické zapojení měniče v konfiguraci polomost	26
Obr. 1-19	Schématické zapojení měniče v konfiguraci most	27
Obr. 1-20	Jednotlivé průběhy zapojení polomostu [7]	27
Obr. 1-21	Doporučené koncepce zdrojů pro jednotlivé výkony [22]	28
Obr. 2-1	Znázornění režimu nespojitých proudů [3]	29
Obr. 2-2	Zatěžovací charakteristiky měniče s naznačenou mezí pracovních proudů [3]	30
Obr. 2-3	Průběhy znázorňující funkci kondenzátoru [3]	31
Obr. 2-4	Závislost impedance kondenzátorů na frekvenci [18].....	32
Obr. 2-5	Průběhy napětí a proudu v okamžiku přepínání tranzistoru [8]	33
Obr. 2-6	Průběh proudu v okamžiku přechodu diody z propustného do závěrného stavu [8].....	34
Obr. 2-7	Frekvenční charakteristika LC článku s parazitními veličinami [3]	37

Obr. 2-8	Regulační obvod s paralelní kombinací regulátoru napětí a proudu [3]	38
Obr. 2-9	Kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou [3].....	38
Obr. 3-1	Blokové schéma laboratorního zdroje.....	41
Obr. 3-2	Typická výstupní charakteristika tranzistoru IRLR024N [9].....	42
Obr. 3-3	Schématické zapojení MOSFET driveru.....	44
Obr. 3-4	Blokové schéma mikrokontroléru STM32F207 [13]	47
Obr. 3-5	Schématické zapojení převodníku FT230XS	49
Obr. 3-6	LCD displej s řadičem HD44780.....	50
Obr. 3-7	Inkrementální spínač od firmy Zippy [20]	51
Obr. 3-8	Zapojení filtrace inkrementálního snímače	52
Obr. 3-9	Síťový toroidní transformátor INDEL TST60/011	52
Obr. 3-10	Schématické zapojení snižujícího měniče LM2594-12 nahoře, zapojení stabilizátoru LF33CDT dole.	54
Obr. 4-1	Příklad použití jednotlivých skupin filtračních kondenzátorů [18].....	56
Obr. 4-2	Schématické naznačení požadovaného použití filtračních kondenzátorů [13].....	56
Obr. 4-3	Proudová zatížitelnost plošných vodičů [19]	58
Obr. 5-1	Osazený prototyp laboratorního zdroje	59
Obr. 6-1	Konfigurace pinů mikrokontroléru v programu STM32CubeMX	61
Obr. 6-2	Vzhled GUI aplikace pro ovládání laboratorního zdroje.....	64
Obr. 6-3	Architektura ovladače D2XX.....	65
Obr. 6-4	Hlavní nabídka ovládacího programu	66
Obr. 6-5	Ukázka vytvořeného průběhu	68
Obr. 7-1	Průběhy budících signálů tranzistorů	70
Obr. 7-2	Průběh výstupního napětí spínacích tranzistorů.....	71
Obr. 7-3	Průběh výstupního napětí při 8V bez připojení zátěže.....	71
Obr. 7-4	Průběh výstupního napětí při 8V a 0,5A.....	72
Obr. 7-5	Průběh výstupního napětí při 8V a 0,6A.....	72
Obr. 8-1	Osazovací plán horní strany DPS	79
Obr. 8-2	Osazovací plán spodní strany DPS.....	79
Obr. 8-3	Horní strana navržené DPS	80
Obr. 8-4	Spodní strana navržené DPS	80

ÚVOD

Každé elektronické zařízení potřebuje ke své funkci zdroj energie, kterým může být například akumulátor v případě přenosného zařízení, nebo napájecí zdroj napájený z elektrické sítě. Tato diplomová práce se zabývá právě napájecím zdrojem ze sítě a to konkrétně pro laboratorní účely.

Dle zadání jsou hlavní požadované parametry laboratorního zdroje 0-25V výstupního napětí s maximálním výstupním proudem 2A. Mezi další požadované parametry patří možnost nastavení výstupního napětí s krokem 0,1V.

Pro nastavení požadované hodnoty výstupního napětí slouží inkrementální snímač s tlačítky, popřípadě rozhraní USB, přes které je možno laboratorní zdroj ovládat z počítače za pomoci vytvořeného programu. Takto je možné jednak nastavovat požadované výstupní napětí, ale je také možné vytvářet požadovaný průběh s minimálním časovým krokem 1s.

1 TEORIE NAPÁJECÍCH ZDROJŮ

Zdroje proudu nebo napětí jsou součástí snad každého zařízení a s vývojem těchto napájených zařízení se vyvíjejí i požadavky a možnosti napájecích zdrojů. V dnešní době se klade důraz hlavně na účinnost a minimalizaci rozměrů zdroje, čemuž pomáhá vývoj rychlejších spínacích prvků.

Laboratorní zdroje jsou většinou zařízení napájená síťovým napětím a výstupem bývá stejnosměrné symetrické či nesymetrické napětí s různými rozsahy. Dříve se pro tuto úlohu hojně využívalo lineárního zapojení, kdy bylo vstupní napětí sníženo na síťovém transformátoru a následně pomocí zavírání bipolárního tranzistoru sníženo na požadovanou hodnotu. V poslední době se ale začalo ve velké míře využívat principu rychlého spínání jednoho či více tranzistorů. S rostoucí frekvencí spínání či přepínání pak klesá objem transformátoru nebo tlumivky, což vede k celkovému poklesu objemu a hmotnosti zdroje.

Tato kapitola bude dále popisovat možnosti řešení obou zmíněných variant realizace.

1.1 Stabilizátory

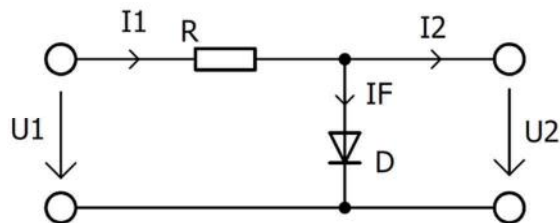
Za stabilizátor se považuje jakékoliv zařízení, jehož funkcí je udržovat konstantní výstupní napětí či proud. Hlavními činiteli změny výstupní veličiny, na které musí stabilizátor reagovat je změna výstupního zatěžovacího proudu, potažmo změna odporu zátěže, kolísání vstupního napětí (nejčastěji usměrněné síťové napětí) a teplota okolí.

Stabilizátory se dělí na dvě skupiny a to parametrické a zpětnovazební. Parametrický stabilizátor pracuje na principu rozdílu mezi stejnosměrným a dynamickým odporem v pracovním buď stabilizačním prvku. Zpětnovazební stabilizátor pak přináší výhodu v možnosti regulace výstupní veličiny.

1.1.1 Parametrický stabilizátor

Tento druh stabilizátoru se využívá pouze pro malý výstupní proud a to maximálně v řádech desítek mA. Princip stabilizace napětí spočívá ve využití parametrů polovodičových součástek, a to pomocí využití jejich voltampérových charakteristik a vhodného umístění pracovního bodu.

Nejjednodušším parametrickým stabilizátorem je zapojení s diodou v propustném směru, které využívají strmého nárůstu propustného proudu od určitého napětí, které bývá poměrně malé, a to v případě Si diody okolo 0,7V.



Obr. 1-1 Parametrický stabilizátor s diodou

Na Obr. 1-2 můžeme vidět VA charakteristiku diody, na které je naznačen pracovní bod, který leží v místě průtnutí charakteristik stejnosměrného a dynamického odporu. Poloha tohoto bodu se nastavuje vhodnou hodnotou odporu R , a to tak, aby velikost zatěžovacího proudu I_2 byla několikrát menší než proud I_F procházející diodou. Tím je dosažena co nejmenší citlivost výstupního napětí na změny hodnoty odporu R_z .

Hodnota odporu R je dána vztahem:

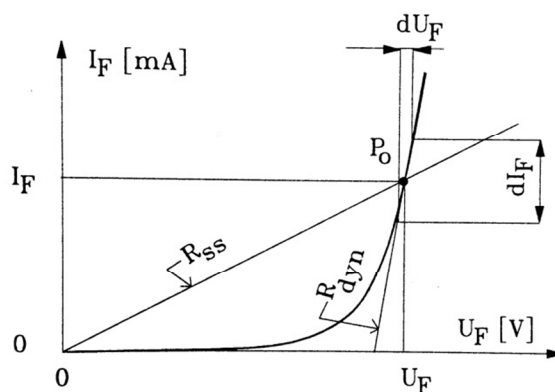
$$R = \frac{U_1 - U_F}{I_1} \quad [\Omega] \quad (1.1)$$

Kde:

U_1 - vstupní nestabilizované napětí

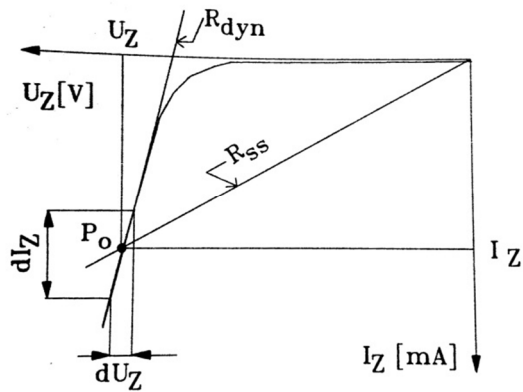
U_F - hodnota propustného napětí diody při proudu I_F

I_1 - součet proudu protékajícího diodou a zátěží



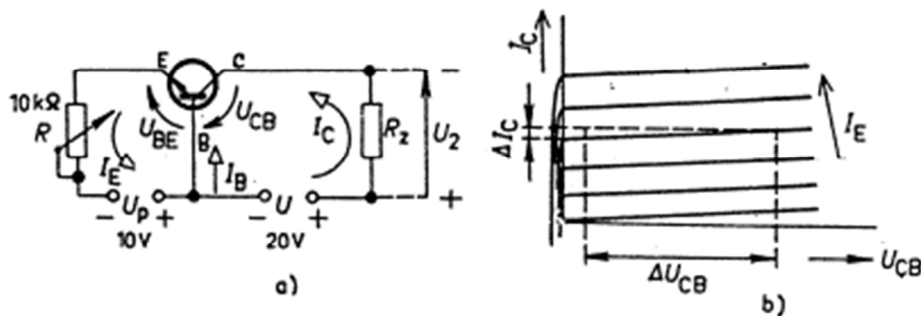
Obr. 1-2 VA charakteristika parametrického stabilizátoru s diodou [2]

Dalším parametrickým stabilizátorem je zapojení se Zenerovou diodou, jehož schéma vypadá totožně jako u předchozího stabilizátoru. Pouze je dioda zapojena v závěrném směru, jelikož v tomto směru dochází k rychlému nárůstu proudu při malé změně napětí, což je patrné na Obr. 1-3. Tomuto místu se říká Zenerovo napětí.



Obr. 1-3 VA charakteristika parametrického stabilizátoru se Zenerovou diodou [2]

Posledním zástupcem těchto stabilizátorů je zapojení bipolárního tranzistoru dle Obr. 1-4. Výstupní stabilizovaný proud I_c je zde nastaven pomocí odporu R , který ovlivňuje velikost protékajícího proudu I_e . Z VA charakteristiky můžeme vidět, že při změně U_{cb} , které je dáno rozdílem vstupního napětí od součinu odporu zátěže a proudu I_c , dochází pouze k nepatrné změně výstupního proudu.



Obr. 1-4 Zapojení parametrického stabilizátoru proudu bipolárním tranzistorem a jeho VA charakteristikou [1]

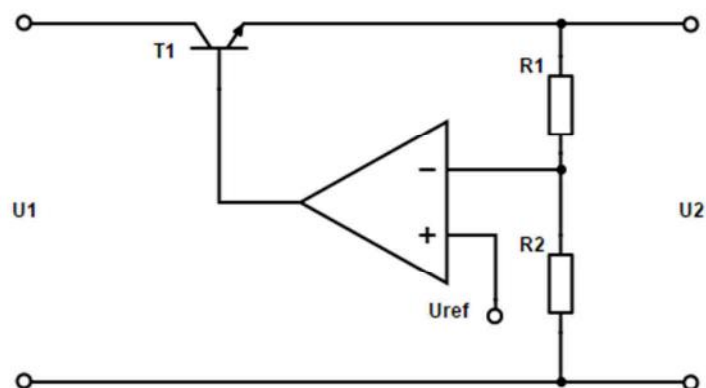
1.1.2 Stabilizátor se zpětnou vazbou

Použití lineárního parametrického stabilizátoru nese hlavní dva nedostatky, a to nízký výstupní výkon a nemožnost regulace stabilizovaného výstupního napětí. Pokud potřebujeme dosáhnout těchto parametrů, je vhodné použít zapojení stabilizátoru se zpětnou vazbou.

Na Obr. 1-5 můžeme vidět zapojení zpětnovazebního regulátoru. Přítomný operační zesilovač zesiluje odchylku referenčního napětí a přizpůsobeného výstupního napětí. V případě poklesu výstupního napětí dojde k nárůstu regulační odchylky. Tím je koncový tranzistor buzen větším napětím, na základě čehož se zmenší jeho vnitřní odpor.

Na schématu je naznačen bipolární tranzistor, který má malé proudové zesílení. V případě větších výkonů se pak používá Darlingtonův tranzistor, který má toto zesílení mnohonásobně větší. Výběr tranzistoru také ovlivní napěťový úbytek, který je na tranzistoru při plném otevření. I při minimálním úbytku však musí být vstupní napětí vždy větší než součet výstupního napětí a tohoto úbytku na tranzistoru.

Jako reference se používá buď parametrický stabilizátor, nebo integrované obvody určené k této funkci (napěťové referenční stabilizátory).



Obr. 1-5 Praktické zapojení lineárního stabilizátoru se zpětnou vazbou

1.2 Spínané měniče

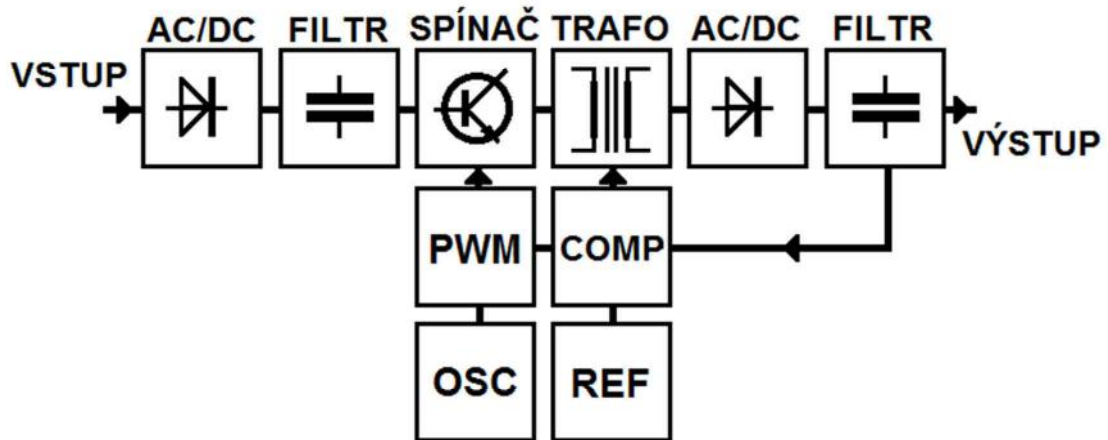
Díky rychlému vývoji spínacích polovodičových součástek se staly spínané měniče dominantní skupinou zdrojů na trhu. Jejich hlavní výhodou je vysoká účinnost, která může být vyšší než 90%. Další výhodou je možnost realizace zdroje s menšími rozměry a menší vahou při srovnatelném výkonu. Toho je dosaženo rychlým spínáním a rozepínáním jednoho či více polovodičových prvků, kterými jsou buď tranzistory, nebo tyristory. Při vysokých frekvencích pak klesá objem oddělovacího transformátoru, popřípadě LC filtru.

Obr. 1-6 představuje blokové schéma spínaného zdroje. Vstup zdroje, který nejčastěji bývá síťové napětí o frekvenci 50Hz, je nejprve usměrněn a pomocí vhodného RC nebo LC filtru vyhlazen. Aby bylo možné toto upravené vstupní napětí transformovat, je nutné převést ho na střídavý tvar. Toho se docílí použitím rychlých spínacích tranzistorů, které pracují na frekvenci v rozmezí od 20kHz do 10MHz, a vytvářejí obdélníkový průběh.

Následně je na transformátoru provedena konverze napětí, které je potřeba znovu usměrnit. Zde jsou kladeny vysoké nároky na usměrňovací diody, které musejí být dimenzovány na vysoké kmitočty. Důležitý je také návrh výstupního filtru, který má vliv na šum a zvlnění výstupního proudu a napětí.

Poslední částí spínaného zdroje, která je ve všech typech zapojení, je zpětná vazba. Ta je realizována měřením výstupního napětí, popřípadě i výstupního proudu zdroje, a

následně je (po porovnání s referenčním napětím) převedena na tvar budícího signálu spínaných tranzistorů.



Obr. 1-6 Blokové schéma spínaného měniče [2]

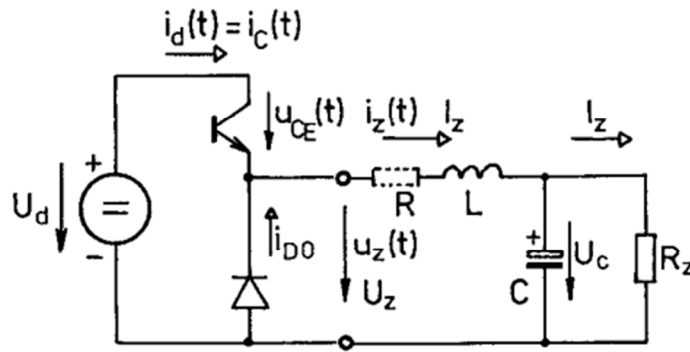
Spínané měniče ovšem nemusí obsahovat všechny bloky zobrazené na blokovém schématu. Hojně se využívají spínané měniče, jejichž vstupem je stejnosměrné napětí, například z baterie. V tom případě odpadá nutnost vstupního usměrňovače. Také často není potřeba oddělovacího transformátoru.

Jednotlivé typy zapojení měničů lze rozdělit do těchto kategorií:

- Spínaný měnič bez transformátoru
 - Snižující měnič
 - Invertující měnič
 - Zvyšující měnič
- Spínaný měnič s transformátorem
 - Akumulující měnič
 - Propustný měnič
- Dvojčinné spínané měniče s transformátorem
 - Push-Pull měnič
 - Měnič v zapojení polomost
 - Měnič v zapojení plného mostu

1.2.1 Snižující měnič

Jedná se o měnič, jehož výstupní napětí je vždy menší, než napětí vstupní. V tomto případě, oproti složitějším měničům, je výstupní napětí galvanicky spojeno se vstupním, čímž se v případě poruchy spínacího prvku může dostat vyšší napětí na výstup. Často se tento měnič používá jako efektivnější náhrada lineárních stabilizátorů, a to hlavně v případech, kdy je větší napěťový úbytek na stabilizačním prvku.



Obr. 1-7 Schématické zapojení snižujícího měniče [4]

V první části měniče je výkonový spínací prvek, který je řízen průběhem naznačeným na Obr. 1-8. V okamžiku, kdy je tranzistor otevřen, rovná se napětí U_z vstupnímu napětí U_d . Tím je na cívce L rozdílové napětí, na základě čehož začne proud I_z lineárně růst až do doby zavření spínacího prvku. Po tuto dobu se také nabíjí výstupní kondenzátor.

Nárůst proudu indukčností vyjadřuje vztah:

$$U_L = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow (U_d - U_{OUT}) \cdot \frac{t_{on}}{L} = dI_z \quad [\text{V, A}] \quad (1.2)$$

Kde:

U_L - napětí na cívce

L - indukčnost

U_d - vstupní napětí

U_{out} - výstupní napětí

t_{on} - doba otevření spínacího prvku

I_z - proud protékající indukčností

Po rozeptnutí spínače se snaží indukčnost L udržet směr a velikost protékajícího proudu, čímž z naakumulované energie začne obvodem protékat proud. Proudová smyčka je pak v tomto okamžiku uzavřena diodou. S ubývající energií indukčnosti se lineárně zmenšuje proud protékající obvodem. Průběh proudu je patrný na Obr. 1-8, kde je vidět jeho pilovité zvlnění, jehož velikost závisí na velikosti indukčnosti.

Velikost proudu po dobu tohoto časového úseku vyjadřuje vztah:

$$-dI_z = -U_{out} \cdot \frac{t_{off}}{L} \quad [\text{A}] \quad (1.3)$$

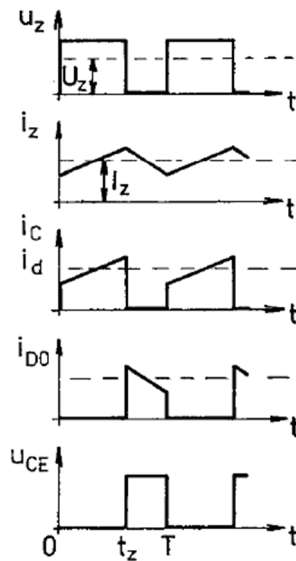
Kde:

t_{off} - doba rozeptnutí spínacího prvku

Velikost kondenzátoru záleží na požadavku na zvlnění výstupního napětí, kde kondenzátor kompenzuje rozdíl mezi pilovitým průběhem proudu z tlumivky a konstantním proudem tekoucím do zátěže.

Ideální přenosová funkce měniče je dána vztahem (1.4), kde je patrné, že výstupní napětí závisí na době otevření spínacího prvku a na velikosti vstupního napětí.

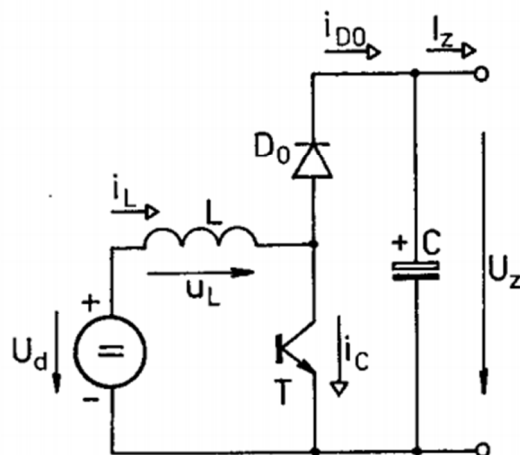
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{t_p} = D \quad [-] \quad (1.4)$$



Obr. 1-8 Jednotlivé průběhy napětí a proudů snižujícího měniče [4]

1.2.2 Měnič zvyšující napětí

Tento měnič je velmi podobný předcházejícímu měniči s tím rozdílem, že spínací prvek není zapojen sériově s indukčností, ale paralelně na zem, jak je vidět na Obr. 1-9.



Obr. 1-9 Schématické zapojení zvyšujícího měniče

Princip funkčnosti se také dělí na dvě fáze, kdy je v první fázi tranzistor sepnutý. Tím vzniká proud I_c protékající přes indukčnost L tranzistor a dochází k akumulování energie v magnetickém poli indukčnosti. Po tuto dobu se výstupní kondenzátor C vybíjí do zátěže. Dioda D_o zde má účel oddělení kondenzátoru od tranzistoru, neboť jinak by se kondenzátor vybíjel do země.

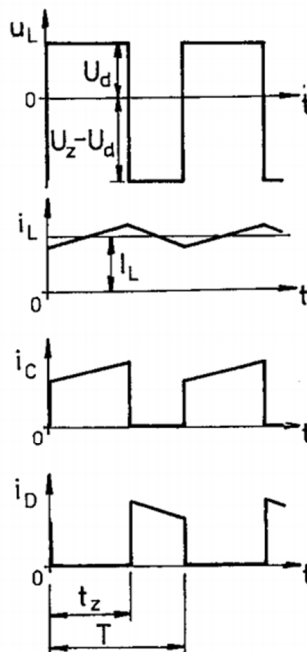
Proud protékající tranzistorem v této fázi je dán vztahem:

$$dI_1 = U_d \cdot \frac{t_{on}}{L} \quad [\text{A}] \quad (1.5)$$

V druhé fázi, kdy je tranzistor zavřený, se snaží indukčnost udržet směr a velikost protékaného proudu, a tak na ní vzniká napětí o velikosti dané vztahem (1.6). Toto napětí se sčítá se vstupním napájecím napětím U_d . V obvodu pak protéká proud I_d z těchto dvou zdrojů energie jak do zátěže, tak do filtračního kondenzátoru, který se začne nabíjet.

Proud protékající diodou je pak dán vztahem:

$$-dI_{d0} = (U_{IN} - U_{OUT}) \frac{t_{off}}{L} \quad [\text{A}] \quad (1.6)$$



Obr. 1-10 Průběhy napětí a proudu zvyšujícího měniče [4]

Samotná velikost výstupního napětí závisí na velikosti indukčnosti, velikosti proudu procházejícího indukčností a tranzistorem v první fázi, a době otevření spínacího prvku. Ideální přenosová funkce tohoto měniče je dána vztahem:

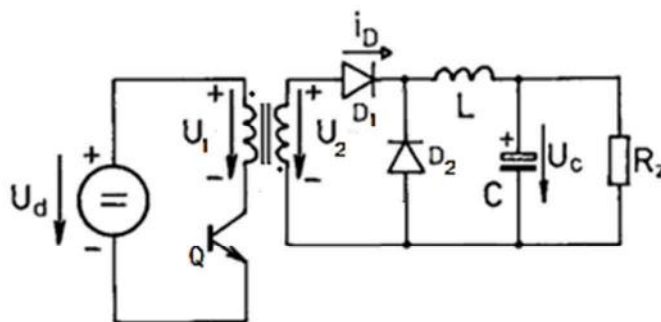
$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{t_p}{T-t_{on}} = \frac{1}{1-D} \quad [-] \quad (1.7)$$

Kde:

T - perioda spínání

1.2.3 Propustný měnič

Jednočinné spínané zdroje se dají rozdělit do dvou kategorií a to dle způsobu přenosu energie z primární strany měniče do sekundární. První typ jednočinných měničů je propustný, nebo také anglicky označovaný jako Forward. Tyto měniče se vyznačují přímým přenosem energie z primární strany na stranu sekundární. To znamená, že je energie přenášena v době otevření tranzistoru a ne při jeho zavření, jako je tomu u akumulujících měničů.



Obr. 1-11 Schématické zapojení propustného měniče

Činnost tohoto měniče se opět dělí na dvě pracovní fáze. V první fázi, kdy je sepnut tranzistor, dochází na základě protékajícího proud primární cívku transformátoru k indukci napětí na sekundární straně. Jelikož jsou vinutí transformátoru vinuty nesouhlasně, což označuje rozdílná poloha teček u značky vinutí transformátoru ve schématickém zapojení Obr. 1-11, odpovídá kladné polaritě primárního napětí kladná polarita sekundárního napětí. To v uvedeném případě znamená, že začne protékat proud diodou na sekundární straně měniče.

Proud protékající primární stranou v této fázi je dán vztahem:

$$dI_c = U_d \cdot \frac{t_{on}}{L_t} \quad [A] \quad (1.8)$$

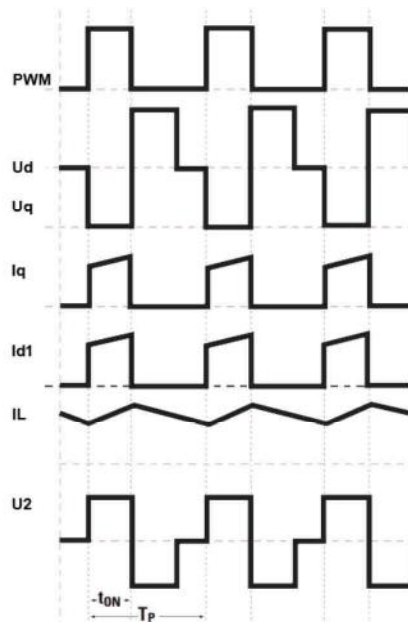
Po zavření primárního tranzistoru se změní polarita napětí na transformátoru, čímž se dostane dioda do závěrného směru. Zdrojem energie je pak indukčnost, kterou protéká proud I_L do připojené zátěže R_z . Aby tento proud mohl téci, je potřeba diody D_2 , která v této fázi uzavírá obvod výstupního proudu.

Proud protékající primární stranou je:

$$dI_c = -U_z \cdot \frac{t_{off}}{p \cdot L_t} \quad [\text{A}] \quad (1.9)$$

Kde:

p - převodní poměr transformátoru, daný poměrem vinutí N_s/N_p , nebo poměrem napětí U_2/U_1



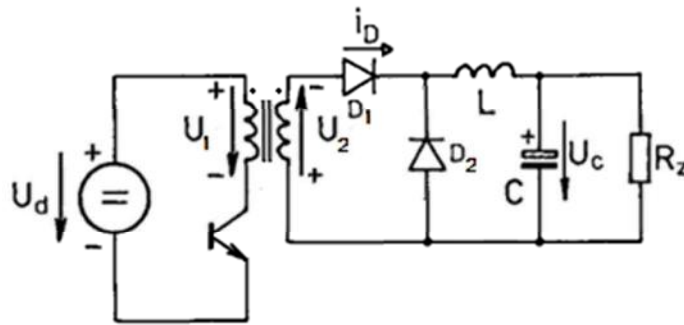
Obr. 1-12 Jednotlivé průběhy propustného měniče, PWM – buzení tranzistoru, U_q – napětí na tranzistoru, I_q – proud protékající tranzistorem, I_{d1} – proud protékající diodou, I_L – proud protékající tlumivkou, U_2 – napětí na sekundárním vinutí [7]

Přenosová funkce propustného měniče je pak:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = p \cdot D \quad [-] \quad (1.10)$$

1.2.4 Akumulující měnič

Druhou skupinou jednočinných měničů jsou akumulující, též označované jako Flyback. Jsou charakteristické principem, kdy se v první fázi energie akumuluje v transformátoru na základě proudu primárním obvodem, a následně - v okamžiku, kdy přestane téci primárním obvodem proud - začne vznikat proud na sekundární straně.



Obr. 1-13 Schématické zapojení akumulujícího měniče

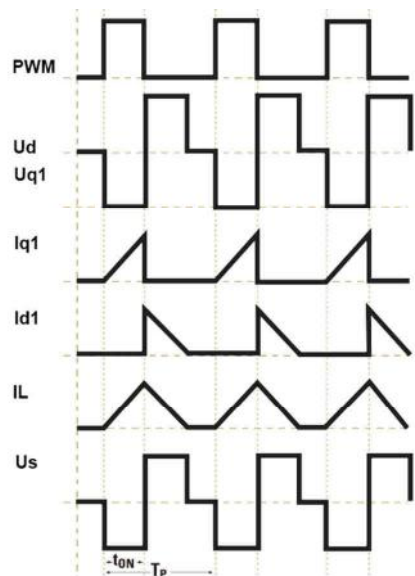
Akumulující měnič funguje obdobně jako propustný měnič, s výše popsaným rozdílem. Na schématickém zapojení na Obr. 1-13 vidíme souhlasný směr vinutí. To způsobí, že naindukované napětí na sekundární straně, v okamžiku sepnutí tranzistoru, bude vůči diodě D_1 v opačné polaritě. Tím pádem touto diodou nepoteče žádný proud. V této fázi je zdrojem energie indukčnost L , kterou protéká přes diodu D_2 proud do filtračního kondenzátoru a zátěže.

V okamžiku rozepnutí tranzistoru se otočí polarita napětí na transformátoru a diodou D_1 začne protékat proud do zátěže.

Přenosová funkce tohoto měniče je:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{D}{1-D} \quad [-] \quad (1.11)$$

Na následujícím obrázku jsou zobrazeny jednotlivé průběhy tohoto měniče. Oproti ostatním měničům jsou tyto průběhy platné pro režim přerušovaných proudů, který bude popsán v další kapitole.



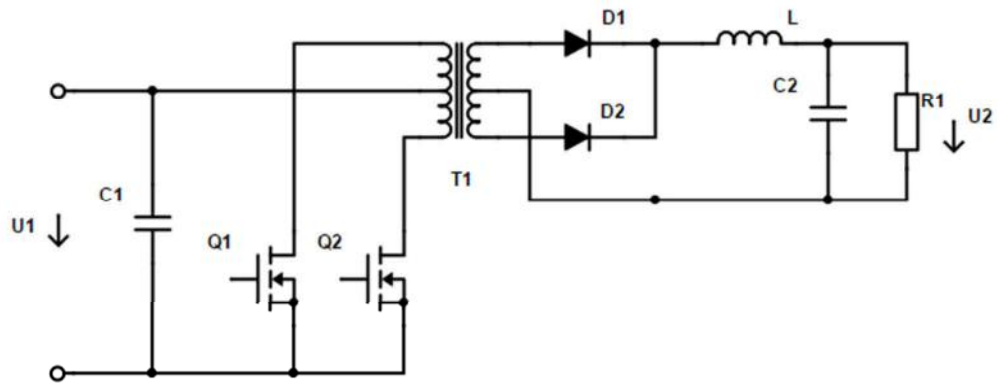
Obr. 1-14 Jednotlivé průběhy akumulujícího měniče [7]

1.2.5 Dvojčinné měniče s transformátorem

Dvojčinné měniče, se vyznačují tím, že na primární straně jsou osazeny dva spínací prvky, které se střídají v propouštění proudu primární cívkou v obou směrech. Ve většině případů je pak ještě rozšířena sekundární strana o dvojcestný usměrňovač.

1.2.5.1 Dvojčinný měnič Push-pull

U tohoto typu spínaného měniče je na primární straně transformátoru dvoje vinutí a každé je spínáno samostatným tranzistorem. Tím dochází ke střídavému magnetizování jádra transformátoru a je tak využita celá hysterezní smyčka feromagnetického materiálu. Na druhou stranu je každý tranzistor v okamžiku jeho zavření namáhán dvojnásobným napětím. Důvodem je symetrické vinutí primárních cívek s vyvedeným středem. Pro případ, kdy je sepnut tranzistor Q_1 , je na tranzistoru Q_2 napětí zdroje U_d a k tomu přičtené indukované napětí na příslušném vinutí v poměru 1:1.

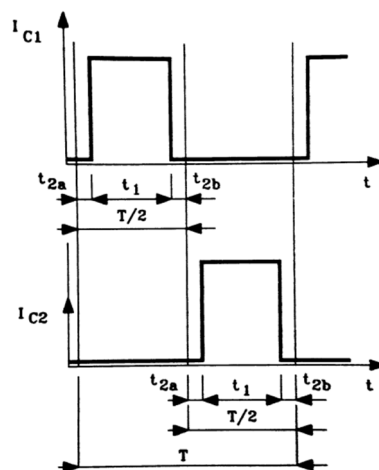


Obr. 1-15 Schématické zapojení dvojčinného měniče push-pull

Na schématickém zapojení je vidět použití dvojího sekundárního vinutí se stejným počtem závitů, které je stejně jako primární vinutí navinuto symetricky. Výstupní napětí má pak stejný průběh jako při použití jednoho sekundárního vinutí s dvoucestným můstkovým usměrňovačem. U něho ovšem proud protéká vždy přes dvě diody, což má za následek větší úbytek napětí. Zde pak proud protéká vždy pouze jednou diodou.

Na samém výstupu měniče je pak filtrační tlumivka s kondenzátorem a diodou, jejichž funkce byla již popsána dříve.

U tohoto měniče nelze regulovat výstupní napětí pomocí změny střídavy PWM signálu. Na Obr. 1-16 můžeme vidět jednu periodu sepnutí obou tranzistorů, kde zajímavý úsek je vždy v polovině periody. Tento úsek je rozdělen na tři části, a to t_{2a} , t_1 a t_{2b} , kde t_1 je samotná doba sepnutí tranzistoru, a doby t_{1a} a t_{2b} , jakožto dead-time, slouží k ochraně proti současnému sepnutí obou tranzistorů, kdy zajistí dostatečně dlouhou prodlevu k zavření aktivního tranzistoru.



Obr. 1-16 Periodický průběh napětí na obou tranzistorech [2]

Přenos push-pull měniče je dán vztahem:

$$\frac{U_{d1}}{U_d} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1-D)} \quad [-] \quad (1.12)$$

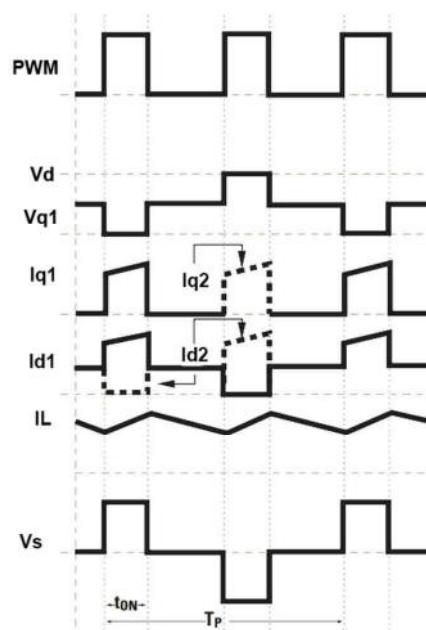
Kde:

U_{d1} - napětí na usměrňovací diodě

U_d - vstupní napájecí napětí

N_s - počet závitů sekundárního vinutí

N_p - počet závitů primárního vinutí



Obr. 1-17 Jednotlivé průběhy Push-Pull měniče, PWM, Vq1 – napětí na tranzistoru, Iq1- proud protékající tranzistorem, Id1 – proud protékající diodou, IL – proud protékající tlumivkou, Vs – napětí na sekundárním vinutí

1.2.5.2 Zapojení polomostu a plného mostu

Dalším typem spínaného měniče je polomost a posléze i plný most. Tento druh zapojení má většinou na primární straně pouze jedno vinutí, kterým střídavě protéká proud v obou směrech.

Polomost, jehož schéma je na Obr. 1-18, je tvořen na jedné straně dvojicí tranzistorů a na druhé dvojicí kondenzátorů. Tyto kondenzátory tvoří napěťový dělič, což znamená, že vstupní spínané napětí je poloviční a tudíž i maximální výstupní napětí je takto omezeno. Výhodou je pokrytí části impulzního proudu těmito kondenzátory.

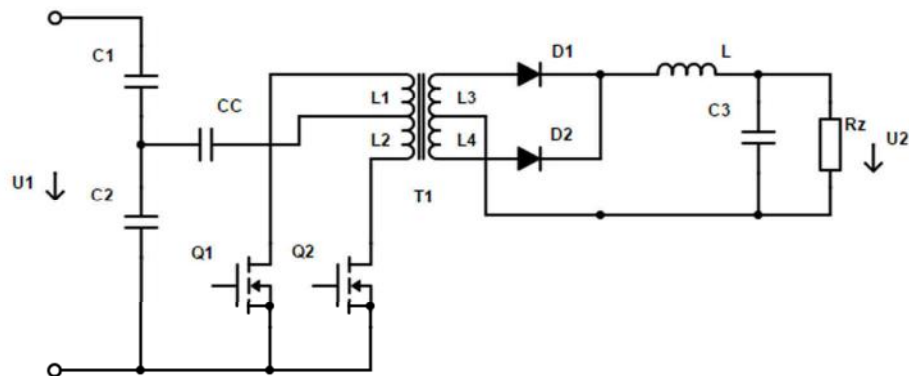
Princip tohoto měniče je následující. Nejprve se sepne tranzistor Q_1 a tranzistor Q_2 je zavřený. Tím začne protékat proud primárním vinutím L_1 , kondenzátorem C_c a

kondenzátorem C_2 , který se začne vybíjet. Naopak kondenzátor C_1 se nabíjí proudem tekoucím přes vinutí a tranzistor Q_1 .

Po rozepnutí tranzistoru Q_1 a sepnutí druhého tranzistoru Q_2 se role kondenzátorů C_1 a C_2 vymění a vznikne hlavní vybíjejjící proud C_1 , protékající Q_2 a druhým primárním vinutím.

Přenos tohoto měniče je:

$$\frac{U_{d1}}{U_d} = \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad [-] \quad (1.13)$$

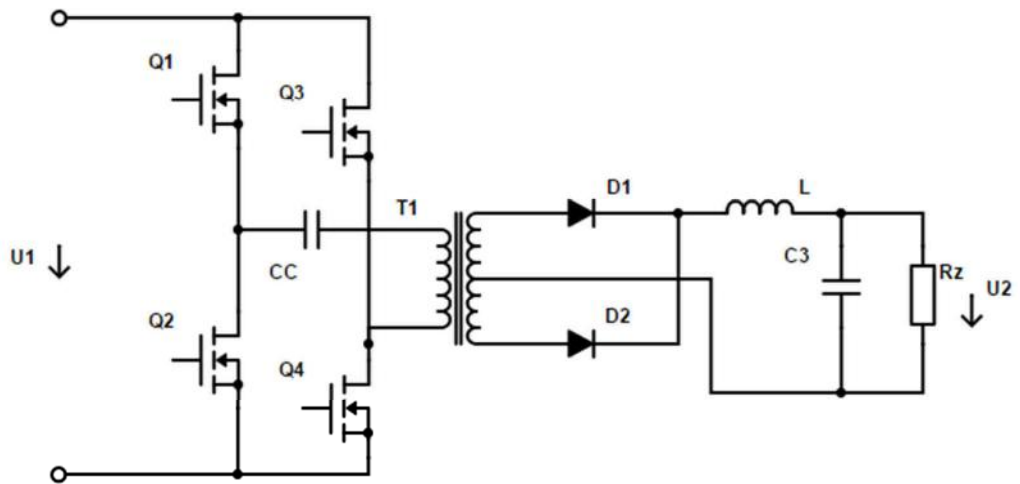


Obr. 1-18 Schématické zapojení měniče v konfiguraci polomost

Posledním typem dvojčinného měniče s transformátorem je zapojení plného mostu. Toto zapojení je složeno ze čtyř tranzistorů na primární straně.

Principem tohoto měniče je střídavé spínání dvojic tranzistorů Q_1, Q_4 a Q_2, Q_3 . Při sepnutí pak prochází primární cívkou proud, který teče pouze přes dva otevřené tranzistory. Díky tomu je možné přenášet velké výkony.

U obou variant mostového zapojení musí být, stejně jako u měniče push-pull, dodržena časová prodleva mezi rozepnutím a sepnutím dvojice tranzistorů, ležících na stejné straně mostu.

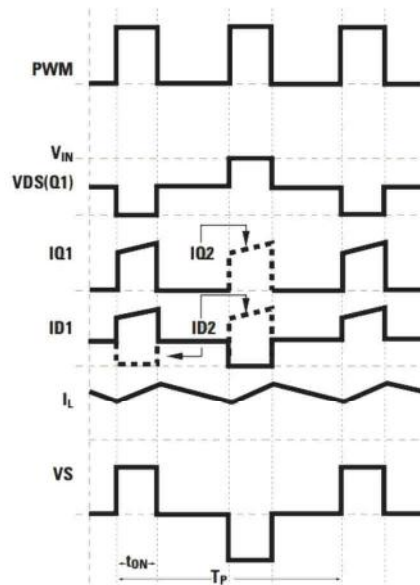


Obr. 1-19 Schématické zapojení měniče v konfiguraci most

Přenos plného mostu je dán vztahem:

$$\frac{U_{d1}}{U_d} = \frac{N_s}{N_p} \cdot 2 \cdot D \quad [-] \quad (1.14)$$

Následující průběhy jsou tvarově stejné pro most i polomost s tím rozdílem, že u plného mostu dosahuje hodnota U_{q1} dvakrát většího napětí, jak již bylo uvedeno.



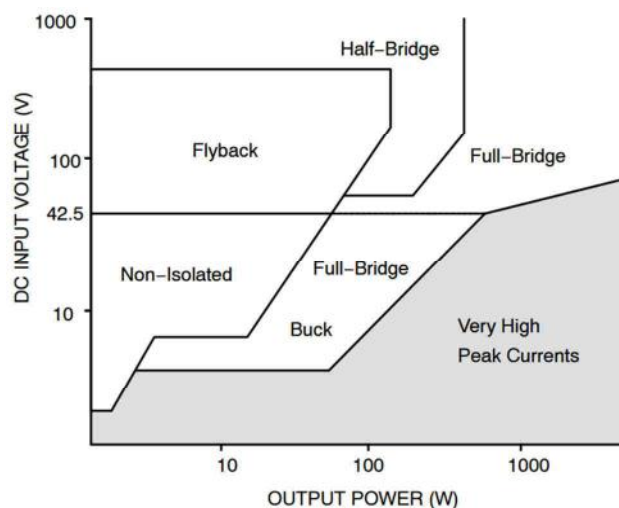
Obr. 1-20 Jednotlivé průběhy zapojení polomostu [7]

1.3 Volba koncepce zdroje

Dvě výše popsané koncepce zdroje se od sebe liší svými parametry a vlastnostmi. U lineárních stabilizátorů převažuje výhoda v jednoduchém obvodovém řešení a samotné realizaci. Tento druh stabilizace je také lepší v případech, kdy je větší požadavek na čistotu výstupního napětí, a kde lineární stabilizátory dosahují lepších vlastností - a to jak kvůli menšímu zvlnění, tak díky menšímu šumu. Jelikož jejich účinnost není příliš vysoká, s rostoucím dodávaným výkonem roste také ztrátový výkon na stabilizátoru, a tím roste i objem a hmotnost zařízení.

Naopak spínané měniče dosahují v dnešní době účinností přes 90%, a díky poměrně rychlým spínacím tranzistorům roste spínací frekvence a tím se zmenšují rozměry výstupních filtrů.

Jelikož je pro navrhovaný laboratorní zdroj požadován maximální výstupní výkon 50W, docházelo by v případě lineárního zdroje k velkým ztrátám na lineárním stabilizátoru. Ty by se projevíly velkou produkcí tepla, které by muselo být odváděno do chladiče o velkých rozměrech. Z tohoto důvodu byla zvolena koncepce spínaného měniče.



Obr. 1-21 Doporučené koncepce zdrojů pro jednotlivé výkony [22]

Při výběru koncepce vhodného spínaného zdroje se nejčastěji bere ohled na přenášený výkon, popřípadě na požadované výstupní či vstupní napětí. Na Obr. 1-21 je přehled doporučených koncepcí spínaných zdrojů pro jednotlivé výkony uvedený v dokumentu [22]. Pro dané zadání vychází nejlépe koncepce snižujícího měniče a zapojení plného mostu.

Z možných variant byl vybrán snižující měnič. Hlavním důvodem byla možnost použití síťového transformátoru, který sníží vstupní napětí na bezpečnou velikost. Tím se zjednoduší samotný návrh spínaného měniče, kdy je jinak potřeba pečlivého oddělení logické části zdroje od výkonové části, na které je síťové napětí.

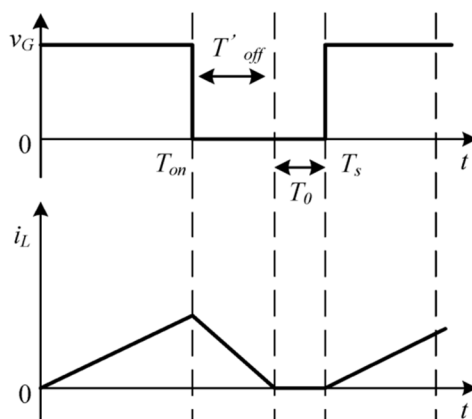
2 BLIŽŠÍ POPIS SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE

V této kapitole bude blíže popsán princip zvoleného snižujícího měniče, na základě čehož bude popsán postup volby součástek. Také bude detailněji probrán již letmo zmíněný rozdíl mezi režimy přerušovaného a spojitého proudu, které mají vliv na volbu hodnot součástek a řízení tranzistorů.

2.1 Typy pracovních proudů měniče

Snižující měnič může pracovat ve dvou režimech proudů, a to ve spojitém a přerušovaném.

Průběh proudu v režimu spojitých proudů můžeme vidět na Obr. 2-1. Pilovitý proud tlumivkou po celou dobu práce neklesne na nulovou hodnotu. Naopak u režimu přerušovaných proudů dochází k okamžiku, kdy je proud protékající indukčností roven nule.



Obr. 2-1 Znázornění režimu nespojitých proudů [3]

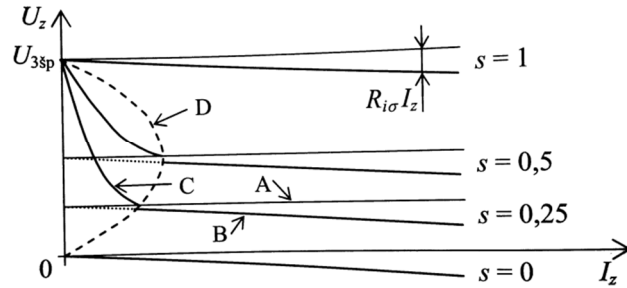
K této situaci dochází v okamžiku, kdy proud protékající zátěží I_z klesne pod úroveň poloviny zvlnění pilovitého proudu $\Delta I_{p-p}/2$. Tato mez je vyznačena na Obr. 2-2, kde je vidět, že od tohoto okamžiku se změní tvar zatěžovací charakteristiky z lineárního charakteru na hyperbolický. Za touto mezí se pak chová obvod nelineárně, kdy velikost výstupního napětí již není proporcionálně závislá na střídě budícího signálu a může docházet k samovolnému nárůstu tohoto napětí.

Celý tento jev se také promítne do stability obvodu při jeho regulaci. Z tohoto důvodu je snaha při návrhu měniče o co nejužší oblast nelineární charakteristiky, ideálně pod mez minimálního výstupního proudu, čímž dojde k usnadnění řešení dalších problémů. Mezní proud lze určit ze vztahu:

$$I_{zmez} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot L} \cdot \left(U_z - \frac{U_z^2}{U_d} \right) \quad [\text{A}] \quad (2.1)$$

Kde:

- I_{zmez} - mezní proud ohraničující přechod mezi jednotlivými proudovými režimy
- f - pracovní frekvence měniče
- L - velikost indukčnosti
- U_z - výstupní napětí
- U_d - vstupní napětí měniče



Obr. 2-2 Zatěžovací charakteristiky měniče s naznačenou mezí pracovních proudů [3]

2.2 Vztahy pro výpočet indukčnosti

Indukčnost ve snižujícím měniči vykonává úlohu energetického akumulátoru, který se střídavě nabíjí z napájecího zdroje měniče a vybíjí do zdroje v době rozepnutí tranzistoru. Velikost akumulované energie je dána vztahem:

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2 \quad [\text{J}] \quad (2.2)$$

Pro režim spojitých proudů, který byl popsán v přechozí kapitole, můžeme určit velikost zvlnění výstupního proudu vztahem[3]:

$$\Delta I = \frac{U_d \cdot t_p}{2 \cdot f \cdot L} \cdot (1 - D) \cdot D \quad [\text{A}] \quad (2.3)$$

Kde:

ΔI - zvlnění proudu bráno jako polovina maximálního zvlnění ΔI_{p-p}

Po dosazení hodnot 0 a 1 za střídu dostaneme zvlnění nulové. Naopak při dosazení hodnoty 1/2 dostaneme zvlnění největší.

Hodnotu indukce pak vypočteme ze vztahu[3]:

$$L = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \cdot (1 - D) \cdot D \quad [\text{H}] \quad (2.4)$$

Zvlnění se nejčastěji volí okolo 10% maximálního výstupního proudu. Při návrhu musíme počítat s tím, že čím větší je zvlnění proudu, tím větší špičkový proud protéká ostatními prvky měniče. S velkým zvlněním je také více proudově namáhán filtrační kondenzátor.

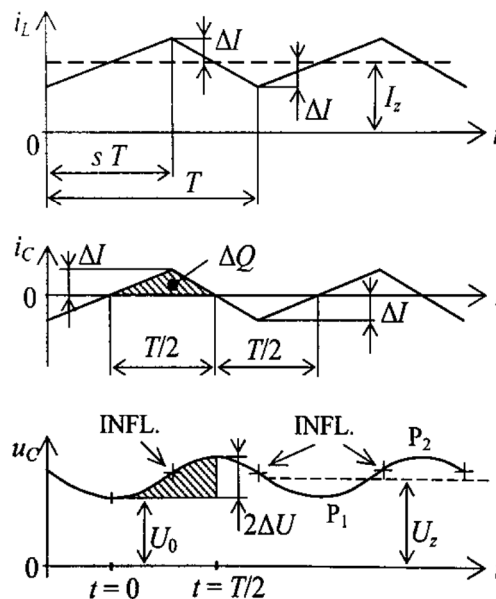
Jelikož žádná cívka není ideální, je její součástí i sériový parazitní odpor, který způsobuje napěťový úbytek a tím i výkonové ztráty na tlumivce, které způsobují zahřívání této součástky.

2.3 Vztahy pro výpočet filtračního kondenzátoru

Velikost kondenzátoru se odvíjí od požadovaného zvlnění výstupního napětí. Pokud by tento požadavek nekladl žádné nároky, mohli bychom kapacitu teoreticky vynechat. Pak by se o filtraci starala pouze tlumivka. Většinou je však kladen velký důraz právě na zvlnění výstupního napětí, kde požadavkem bývá zvlnění v řádech jednotek milivolt.

Na Obr. 2-3 můžeme vidět průběh proudu i_L , jakožto proudu tlumivkou, od kterého se odvíjí zvlnění napětí u_c . Z těchto průběhů je patrné, že se kondenzátor stará o kompenzaci zvlněného proudu tlumivkou oproti konstantnímu proudu do zátěže. To znamená, že kladná část pilovitého proudu i_c , označena jako ΔQ , je energie přirůstající do kondenzátoru. Záporná část pily je pak energie, kterou musí kondenzátor dodat do zátěže. Z toho pak vyplývá vztah[3] pro výpočet velikosti kapacity:

$$C = \frac{\Delta Q}{2 \cdot \Delta U} = \frac{\Delta I}{8 \cdot f \cdot \Delta U} = \frac{(1-D) \cdot D}{8 \cdot f^2 \cdot L} \cdot \frac{U_{dpp}}{2 \cdot \Delta U} \quad [F] \quad (2.5)$$



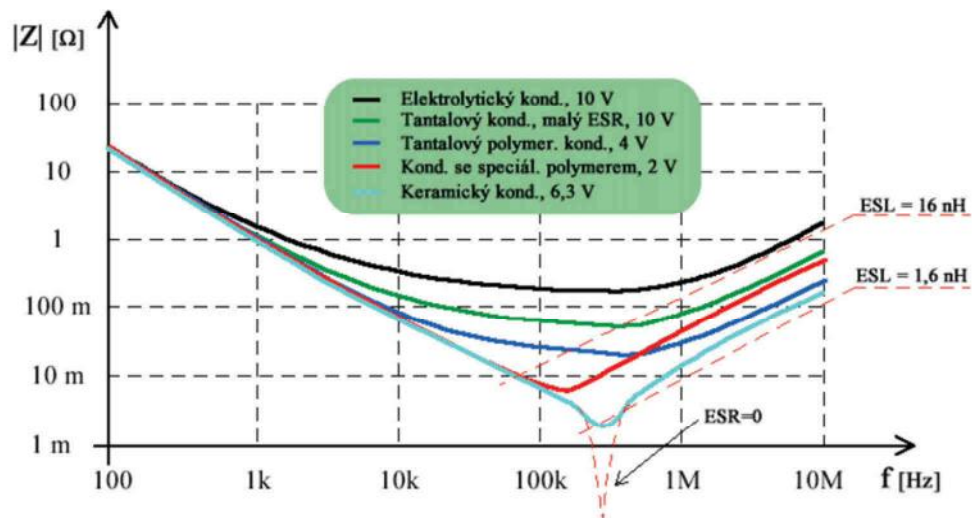
Obr. 2-3 Průběhy znázorňující funkci kondenzátoru [3]

U návrhu měniče je také potřeba dát pozornost parazitním vlastnostem kondenzátoru, a to hlavně sériovému odporu ESR ("equivalent serial resistance") a sériové indukčnosti ESL ("equivalent serial inductance"). Pro ideální případ by byla s rostoucí frekvencí impedance kondenzátoru menší. Na Obr. 2-4 však můžeme vidět, že parazitní sériový odpor způsobí plošší charakteristiku[18]. To je nejvíce patrné u elektrolytického kondenzátoru, jehož hodnota ESR je oproti keramickému kondenzátoru poměrně velká. Parazitní indukčnost pak začne působit na vyšších frekvencích, kdy začne docházet k postupnému nárůstu impedance.

Maximální hodnota parazitního odporu se dá spočítat na základě známého zvlnění výstupního proudu a napětí:

$$R_{ESR} = \frac{U_{ripple}}{I_{ripple}} \quad [\Omega] \quad (2.6)$$

Při výběru kondenzátoru je pak potřeba kontrolovat hodnotu tohoto odporu. Pro dosažení lepších vlastností je také možné zapojit více kondenzátorů paralelně, čímž snížíme výsledný sériový odpor kondenzátorů. Také je možné skombinovat více druhů kondenzátorů, například několik velkých elektrolytických kondenzátorů v kombinaci s několika kusy keramických kondenzátorů o hodnotě 0,1-1uF.



Obr. 2-4 Závislost impedance kondenzátorů na frekvenci [18]

2.4 Dimenzování součástek

V této podkapitole budou popsány maximální dosahované hodnoty jednotlivých veličin, od kterých se dále odvíjí výběr samotných součástek.

Důležitým prvkem, který ve velké míře rozhoduje o efektivitě spínaného měniče, je výkonový tranzistor, který spíná vstupní napětí. V zavřeném stavu tranzistoru je pak napětí U_{ds} rovno právě hodnotě vstupního napětí. Maximální proud, který bude protékat

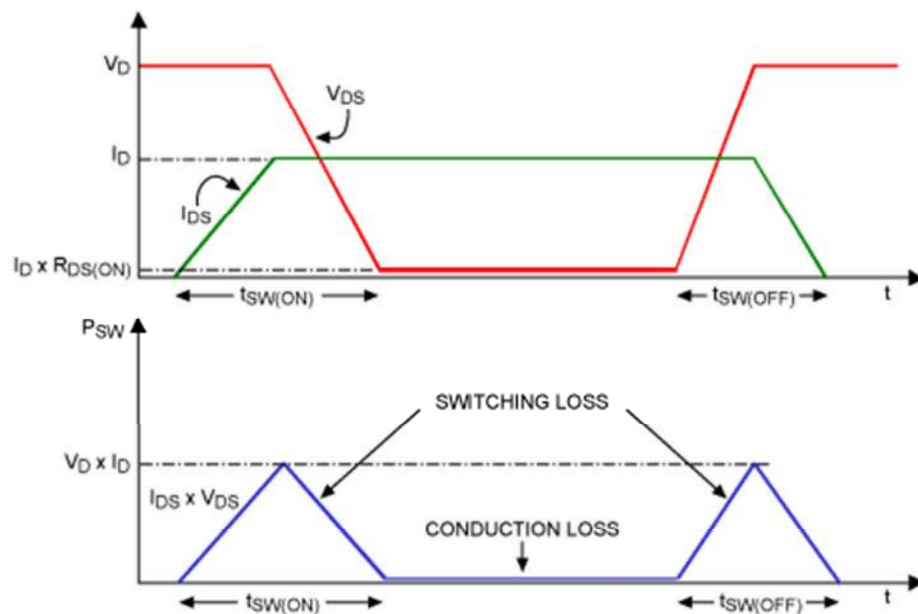
tímto prvkem, je dán součtem maximálního proudu zátěže I_z a poloviny zvlnění $\Delta I_{p-p}/2$, jehož velikost je dána vztahem 3.2.1.

Za běhu měniče dochází na tranzistoru k výkonovým ztrátám, které se dají rozdělit do dvou částí. Největších ztrát dosahuje tranzistor v okamžiku, kdy mění svůj stav z otevřeného na zavřený a obráceně. Jelikož tento přechod není okamžitý, ale dochází k postupné změně velikosti napětí na tranzistoru a velikosti protékajícího proudu, vzniká ztrátový výkon, který je naznačen na Obr. 2-5, a jehož velikost je dána vztahem [5]:

$$P_{sw(mosfet)} = \frac{U_{ds} \cdot I_{ds}}{2} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f \quad [W] \quad (2.7)$$

Kde:

- $P_{sw(MOSFET)}$ - výkonové ztráty při spínání/rozepínání tranzistoru
- U_{ds} - napětí na tranzistoru v zavřeném stavu mezi drain a source
- I_{ds} - proud protékající tranzistorem v otevřeném stavu
- t_{on} - doba otevření tranzistoru
- t_{off} - doba zavření tranzistoru
- f - pracovní frekvence měniče



Obr. 2-5 Průběhy napětí a proudu v okamžiku přepínání tranzistoru [8]

Jelikož není MOSFET tranzistor ideálním prvkem, je mezi vývody drain a source v otevřeném stavu odpor značený jako R_{ds} . Při protékání proudu tranzistorem pak dochází k úbytku napětí a následným výkonovým ztrátám, daným vztahem [5]:

$$P_{cond(MOSFET)} = I_{ds}^2 \cdot R_{ds} \cdot D \quad [W] \quad (2.8)$$

Kde:

- $P_{cond(MOSFET)}$ - výkonová ztráta tranzistoru v otevřeném stavu
 R_{ds} - odpor mezi drain a source v otevřeném stavu
 D - střída

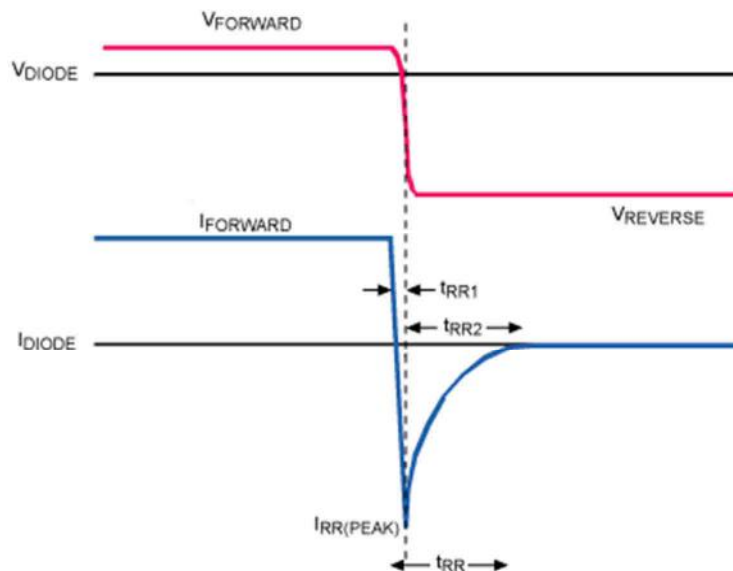
Dalším prvkem, který je vidět na schématickém zapojení snižujícího měniče na Obr. 1-7, je dioda. Touto diodou prochází proud v okamžiku zavření tranzistoru, jehož velikost je stejná jako v případě spínacího tranzistoru.

Ztráty na diodě jsou dané velikostí tohoto proudu, napětovým úbytkem na diodě v propustném směru a dobou trvání této fáze. Výsledný vztah [5] má pak tvar:

$$P_{cond(diode)} = I_{diode} \cdot U_f \cdot (1 - D) \quad [W] \quad (2.9)$$

Kde:

- $P_{cond(diode)}$ - výkonové ztráty na diodě v propustném směru
 I_{diode} - proud protékající diodou
 U_f - napětový úbytek na diodě v propustném směru



Obr. 2-6 Průběh proudu v okamžiku přechodu diody z propustného do závěrného stavu [8]

Na Obr. 2-6 je naznačena situace, ke které dojde v okamžiku otevření spínacího tranzistoru, a tím ke změně polarity napětí z propustného směru do závěrného. Je vidět,

že proud v závěrném směru diody na krátkou dobu razantně vzroste a vytvoří proudovou špičku. Ta je dána volnými nosiči v PN přechodu diody, které se začnou v tomto okamžiku uvolňovat. Doba zotavení je pak označována jako t_{rr} , neboli anglicky reverse recovery time.

Ztráty na diodě způsobeny tímto jevem jsou pak dány vztahem [5]:

$$P_{sw(diode)} = \frac{I_{rr(peak)} \cdot U_{reverse}}{2} \cdot t_{rr} \cdot f \text{ [W]} \quad (2.10)$$

Kde:

$P_{sw(diode)}$	- ztráty na diodě při přechodu do závěrného směru
$I_{rr(peak)}$	- špičkový proud
$U_{reverse}$	- napětí na diodě v závěrném směru
t_{rr}	- doba zotavení diody

Jelikož bývá úbytek napětí na diodě v propustném směru poměrně velký, a tím jsou poměrně velké i výkonové ztráty na tomto prvku, používá se pro dosažení lepší účinnosti měniče tzv. synchronní zapojení snižujícího měniče, kdy je nahrazena dioda dalším tranzistorem, popřípadě je použita kombinace obou těchto součástí. Využívá se pak menších ztrát na tranzistoru v jeho otevřeném stavu, jejichž velikost je dána vztahem (2.11). Každý MOSFET tranzistor má pak parazitní diodu, kterou protéká proud v okamžiku otevírání či zavírání tranzistoru. Vlastnosti této diody bývají ovšem horší nežli vlastnosti vhodně zvolené externí diody.

$$P_{cond(LSMOSFET)} = I_{ds}^2 \cdot R_{ds} \cdot (1 - D) + I_{ds} \cdot U_f \cdot f \cdot t_{delay} \quad \text{[W]} \quad (2.11)$$

Kde:

$P_{cond(LSMOSFET)}$	- výkonové ztráty na spodním tranzistoru v kombinaci s parazitní či externí diodou
U_f	- úbytek napětí na diodě
t_{delay}	- reakční doba tranzistoru

2.5 Určení hodnot výstupního LC článku

Pro návrh spínaného měniče je důležitá vhodná volba spínací frekvence od které se odvíjí volba a velikost součástí. V případě nízkých pracovních frekvencích dochází k méně častému přepínání tranzistoru/ů a tím dochází k menším výkonovým ztrátám, jak bylo popsáno v předchozí podkapitole. Naopak při vyšších frekvencích je potřeba vhodně zvolit tranzistor na základě parametrů udávajících tyto ztráty, aby jejich velikost byla co nejmenší.

Ze vzorců (2.4) a (2.5) pro výpočet požadované velikosti LC článku je vidět, že je výhoda velikosti frekvence opačná oproti situaci s tranzistory. S rostoucí frekvencí klesá požadavek na velikost těchto součástek, což umožňuje razantně zmenšit velikost zařízení.

Pro návrh a následné sestavení spínaného měniče byla volena frekvence co možná nejvyšší pro zvolenou kombinaci součástek, jejichž volba bude popsána v další kapitole. Z těchto možností byla zvolena pracovní frekvence 200kHz.

Dalšími parametry zdroje jsou maximální výstupní napětí a proud, jenž jsou dány zadáním o hodnotách 24V a 2A. Vstupní napětí U_d je dáno vybraným transformátorem a usměrňovačem, a jeho hodnota je 37V. Tato hodnota bude objasněna v další kapitole.

Pokud zvolíme dle doporučení zvlnění proudu ΔI_{p-p} 10% z maximální hodnoty, dostaneme celkový maximální proud protékající měničem $I_{max}=2,1A$. Po dosazení do vzorce (2.4) pro výpočet velikosti indukce pro nejhorší případ, kdy se střída rovná hodnotě 0,5, nám vyjde velikost indukčnosti:

$$L = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \cdot (1 - D) \cdot D = \frac{37}{2 \cdot 200000 \cdot 0,1} \cdot (1 - 0,5) \cdot 0,5 = 231,25 \mu H \quad [H] \quad (2.12)$$

Pro výpočet potřebné velikosti výstupního kondenzátoru bylo uvažováno zvlnění napětí $\Delta U_{p-p} = 0,01V$. Pokud vezmeme toto zvlnění a zvlnění proudu, jsme schopni určit maximální požadovanou hodnotu ekvivalentního sériového odporu ESR ze vztahu:

$$R_{esr} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{0,01}{0,2} = 0,05 \Omega \quad [\Omega] \quad (2.13)$$

Pro tuto situaci pak vyjde velikost kapacity:

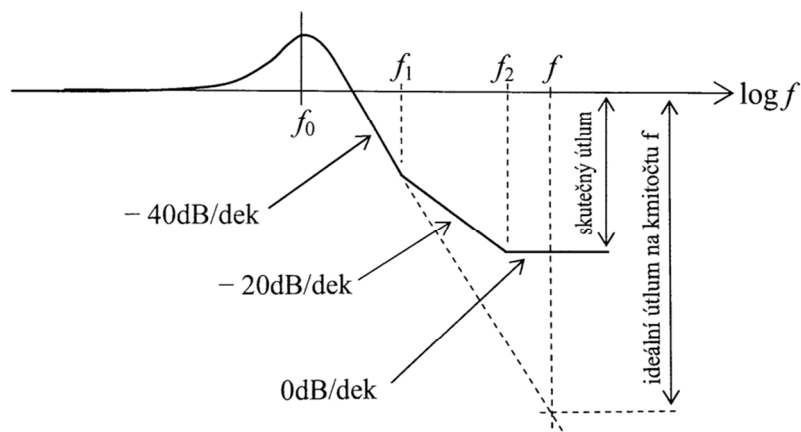
$$C = \frac{(1-D) \cdot D}{8 \cdot f^2 \cdot L} \cdot \frac{U_{dpp}}{2 \cdot \Delta U} \quad [F] \quad (2.14)$$

Na následujícím obrázku pak můžeme vidět frekvenční charakteristiku filtračního LC článku. Rezonanční frekvence je dá vztahem (2.15) a pro vypočtené hodnoty součástek vychází 250Hz. Tato hodnota je dostatečně daleko od pracovní frekvence měniče. Na obrázku jsou patrné dva zlomy, které jsou dány parazitními prvky kondenzátoru R_s a L_s . Frekvence těchto zlomů je pak dána následujícími dvěma vztahy:

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{esr} \cdot C} \quad [Hz] \quad (2.15)$$

$$f_2 = \frac{R_{esr}}{2 \cdot \Omega \cdot L_s} \quad [Hz] \quad (2.16)$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad [\text{Hz}] \quad (2.17)$$



Obr. 2-7 Frekvenční charakteristika LC článku s parazitními veličinami [3]

2.6 Regulační obvod

Regulační obvod může nabývat dvojí podoby[3]. První z nich je přímá regulace výstupního napětí s proudovým omezením, kterého je dosaženo paralelním regulátorem proudu. Toto zapojení můžeme vidět na obrázku Obr. 3-2.

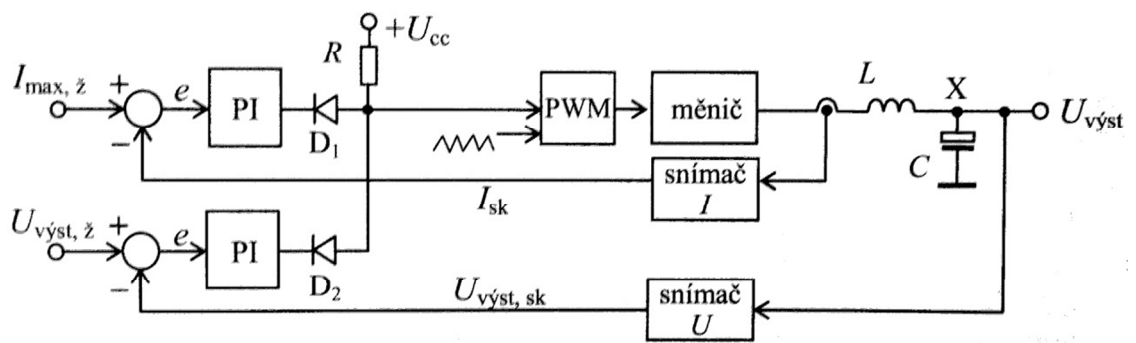
Principem tohoto obvodu jsou dva paralelně zapojené regulátory, za kterými je umístěn rozhodovací člen OR, složený z diod a odporu. Aktivní regulátor je pak ten, jehož výstupní napětí je menší, a to z důvodu chování druhého regulátoru, jehož výstupní napětí vzroste nad hodnotu U_{cc} , následkem čehož se jeho dioda dostává do nepropustného stavu.

Chování je pak následující:

Pokud je výstupní proud menší nežli maximální požadovaný, je aktivní napěťový regulátor.

V případě kdy hodnota výstupního proudu přeroste hodnotu maximálního nastaveného proudu, začne být aktivní proudový regulátor.

Důležitým prvkem je místo snímání výstupního proudu. To musí být pro oba typy regulačního obvodu umístěno před tlumivkou. Díky tomu se v proudové smyčce neprojeví setrvačnost kondenzátoru. Proudová smyčka pak reguluje soustavu druhého řádu v případě uvažování obou setrvačných článků, nebo prvního řádu při vynechání dynamiky spínaných prvků.

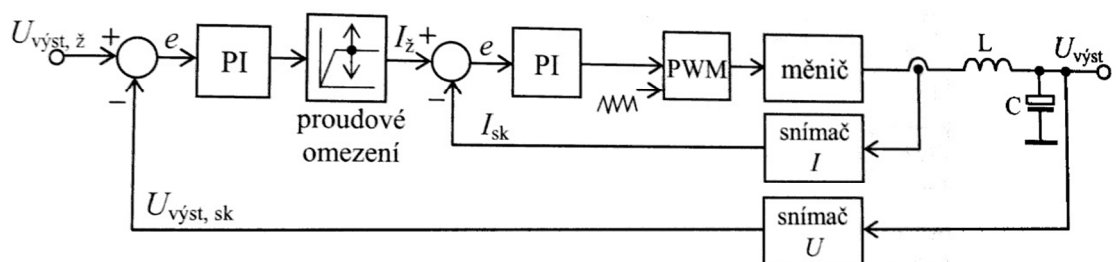


Obr. 2-8 Regulační obvod s paralelní kombinací regulátoru napětí a proudu [3]

Druhým možným zapojením je kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou regulací. Jedná se o nejkvalitnější regulační obvod a to kvůli podřízené proudové smyčce.

Ta odstraňuje setrvačnost tlumivky tím, že při návrhu rychlého PI regulátoru dochází skoro okamžitě k vyregulování rozdílu mezi žádaným a výstupním proudem. Tím je možné pro uvažování soustavy napěťové smyčky nahradit celou podřízenou smyčkou jedničkou. To snižuje řád celé soustavy o jedna.

Díky tomu může mít regulátor napětí mnohem vyšší dynamiku.



Obr. 2-9 Kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou [3]

V obou případech regulačního obvodu je potřeba stanovit přenos soustavy, na základě kterého se provede návrh regulátorů. Pro případ spínaného zdroje se vychází z kombinace setrvačného členu prvního řádu, kterým jsou spínané tranzistory, a setrvačného článku druhého řádu, který je tvořen výstupním LC filtrem. Tím dostáváme soustavu třetího řádu.

V případě prvního setrvačného členu je časová konstanta dána frekvencí PWM signálu dle následujícího vztahu:

$$\tau = \frac{1}{4 \cdot f} \quad [\text{s}] \quad (2.18)$$

Kde :

- τ - časová konstanta setrvačného členu
- f - frekvence PWM signálu

V případě, že je pracovní kmitočet dostatečně velký oproti frekvenci LC obvodu, bude dopravní zpoždění spínače malé, čímž bude malá i časová konstanta. Z toho vyplývá, že horní mezní kmitočet bude dostatečně vysoký a nebude mít vliv na stabilitu.

3 NÁVRH OBVODOVÉHO ŘEŠENÍ ZDROJE

Na základě předchozího teoretického rozboru bude v této kapitole vybrána a popsána koncepce laboratorního zdroje z hlediska zvoleného obvodového řešení. Pro toto řešení pak bude popsán výběr jednotlivých součástí.

3.1 Blokové schéma

Pro návrh snižujícího spínaného měniče, z hlediska úrovně integrace mikrokontroléru lze dle specifikace [8] rozlišovat na následující čtyři úrovně.

První úroveň je využití levné varianty mikrokontroléru, který umožňuje měřit vstupní a výstupní napětí a proud, popřípadě i teplotu, a na základě těchto naměřených hodnot, či na základě požadavku uživatele, řídí měnič pouze z hlediska zapnutí/vypnutí. Výhodou je jednoduchá implementace na již hotové analogové řešení, díky čemuž můžeme rozšířit funkce zdroje o sledování a zaznamenávání výstupních veličin.

Další úroveň využívá analogového vstupu spínaného měniče, jakožto vstupu definujícího požadovanou velikost výstupního napětí či proudu. Díky využití AD převodníků mikrokontroléru k měření výstupních hodnot a následné zpětné vazbě je tak možné řídit výstupní veličiny, hlídat hranice výstupního napětí a proudu.

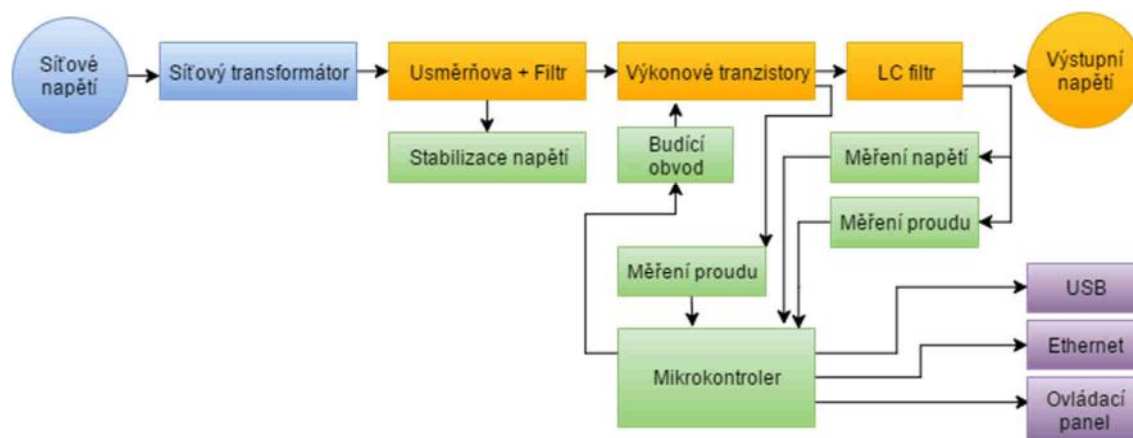
Třetí úroveň integrace mikrokontroléru využívá analogovou zpětnou vazbu, která je ovšem umístěna uvnitř mikrokontroléru. Tím se zachovává stejný princip návrhu spínaného měniče s přidanou možností měnit typ zpětné vazby, čehož se dá využít například při přechodu z režimu spojitých do nespojitých proudů, popřípadě v okamžiku změny typu zátěže.

Poslední a nejsložitější úroveň je plně digitální řízení spínaného měniče, kdy je zpětná vazba a následná PWM modulace řešena softwarově uvnitř mikrokontroléru. To přináší plnou kontrolu nad spínaným měničem a tím i široké možnosti řízení pro různé pracovní situace měniče.

Z výše uvedených skupin integrace mikrokontroléru byly uvažovány varianty s použitím integrovaného obvodu obstarávajícího běh snižujícího měniče. Mikrokontrolér by pak zajišťoval pomalejší digitální zpětnou vazbu, jenž by umožňovala nastavení požadované úrovně výstupního napětí a proudu.

Druhou uvažovanou variantou bylo navrhnutí spínaného měniče, jenž bude kompletně řízen mikrokontrolérem.

Pro realizaci laboratorního zdroje bylo vybráno zapojení měniče s kompletním digitálním řízením, a to hlavně z důvodu bližší možnosti praktického seznámení se s fungováním měniče a jeho jednotlivými principy.



Obr. 3-1 Blokové schéma laboratorního zdroje

Blokové schéma na Obr. 3-1 popisuje zvolenou koncepci laboratorního zdroje. Žlutě jsou zde vyznačeny bloky samotného snižujícího měniče, mezi které patří výkonové tranzistory, LC filtr a usměrňující můstek s filtračním kondenzátorem.

Na tyto bloky navazují zelené bloky, jež značí obvody kolem mikrokontroléru. Ten se bude starat o generování PWM signálů, které půjdou přes budící obvod do výkonových tranzistorů. Dále jsou zde dvě místa měření proudu. První je umístěné mezi spínacími tranzistory a LC filtrem pro účely proudové regulace měniče. Druhým místem je pak výstup laboratorního zdroje. Na tomto místě je také měřeno napětí pro účely zpětné vazby a informování uživatele. O napájení těchto obvodů se bude starat samostatný napěťový stabilizátor, který bude napájen ze stejného zdroje jako snižující měnič. Tímto zdrojem bude síťový transformátor.

Poslední skupinou bloků jsou uživatelské komunikační rozhraní, mezi které patří ovládací panel, USB a Ethernet, který je zde uveden pouze z důvodu umístění na desku plošného spoje. Jeho realizace jinak není náplní této diplomové práce.

3.2 Součástky pro měnič

V předchozí kapitole byl popsán teoretický návrh výstupního LC filtru spínaného měniče a byly popsány situace, v nichž dochází ke ztrátám na spínacích tranzistorech a diodách. V této podkapitole bude uveden výběr součástek pro realizaci laboratorního zdroje na základě teoretického návrhu.

Snižující měnič lze realizovat ve dvou zapojení a to synchronním a asynchronním. Ty se liší v použití diody u asynchronního zapojení, a tranzistoru v případě synchronního zapojení na tzv. spodní straně, neboli v místě, které uzavírá proudovou smyčku měniče v době zavření hlavního spínacího tranzistoru. Rozdíl těchto zapojení je v účinnosti, která se ovšem liší v závislosti na odebíraném proudu měniče. Při malých proudech a popřípadě vyšší pracovní frekvenci měniče může dosahovat asynchronní zapojení lepší účinnosti, jelikož zde nedochází k výkonovým ztrátám při přepínání spodního tranzistoru. V okamžiku, kdy se zvýší odebíraný proud měniče, se začíná

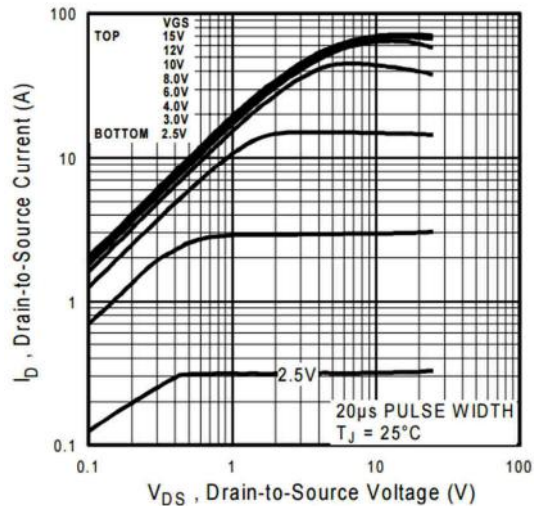
projevovat výhoda synchronního zapojení, které využívá menšího úbytku napětí na otevřeném tranzistoru oproti diodě v propustném směru.

Pro návrh a realizaci laboratorního zdroje bylo zvoleno synchronní zapojení, kdy na spodní straně měniče bude umístěn tranzistor v paralelním zapojení s výkonovou diodou. Jelikož byl zvolen způsob řízení měniče z mikrokontroléru, je pak možnost využití lepších vlastností obou zapojení, kdy při malých proudech můžeme vynechat spínání spodního tranzistoru.

Hlavními parametry pro výběr spínacích tranzistorů bylo maximální napětí U_{ds} a maximální protékající proud. Dále pak vnitřní odpor R_{ds} v otevřeném stavu a doby týkající se sepnutí a rozepnutí tranzistoru. Při výběru byly uvažovány pouze tranzistory v pouzdru DPAK s minimálním spínaným napětím 40V, jenž je dáno usměrněným napětím z transformátoru, a minimálním protékajícím proudem 2,1A.

Z nejlépe dostupných tranzistorů byl vybrán N-MOSFET tranzistor IRLR024N od firmy International Rectifier, jenž je schopen spínat napětí do hodnoty 55V s maximálním protékajícím proudem 17A, což splní zadané požadavky. Vnitřní odpor mezi drain a source je 0.065Ω , což znamená výkonovou ztrátu 0,29W při maximálním protékajícím proudu. Doba náběžné hrany je 74ns a doba sestupné hrany 29ns.

Z obrázku Obr. 3-2 z dokumentace [9] můžeme vidět, že při buzení tranzistoru napětím 12V je proud I_d nad hranicí požadovaného maximálního proudu při pracovní teplotě 25°C.



Obr. 3-2 Typická výstupní charakteristika tranzistoru IRLR024N [9]

V případě spodního tranzistoru je pak důležitým parametrem úbytek napětí U_{sd} na interní diodě tranzistoru. To je v případě vybraného tranzistoru 1,3V. Jelikož je toto napětí poměrně velké byla vybrána externí dioda, která bude zapojena paralelně k tomuto tranzistoru. Pro tyto účely byla vybrána Schottkyho dioda, která nabízí poměrně malý úbytek napětí a krátký zotavovací čas. Z nabízených diod byla vybrána PMEG4050EP s maximálním napěťovým úbytkem v propustném směru 490mV.

Na základě vypočtených hodnot LC článku v předchozí kapitole byly vybrány jednotlivé součástky. V případě indukčnosti byl výběr zaměřen na tlumivky s minimálním protékajícím proudem 3A. Ze zadaných parametrů vyšla minimální požadovaná hodnota tlumivky 231uH. Jelikož je u vyrobených kusů převážně udávaná přesnost cca 20%, byla zvolena hodnota tlumivky větší tak, aby pokryla tuto výrobní nepřesnost. Z dostupných variant byla vybrána toroidní tlumivka BOURNS 2318-V-RC s hodnotou 330uH a maximálním proudem 5,2A.

Z dostupných variant byl vybrán elektrolytický kondenzátor od firmy Parasonic pod označením ECA-1HM471 s kapacitou 470uF/50V. Pro snížení hodnoty ESR byla vybrána paralelní kombinace dvojice těchto kondenzátorů rozšířena o šestici keramických kondenzátorů o kapacitě 100nF v smd pouzdře o velikosti 0603 a provedení X5R.

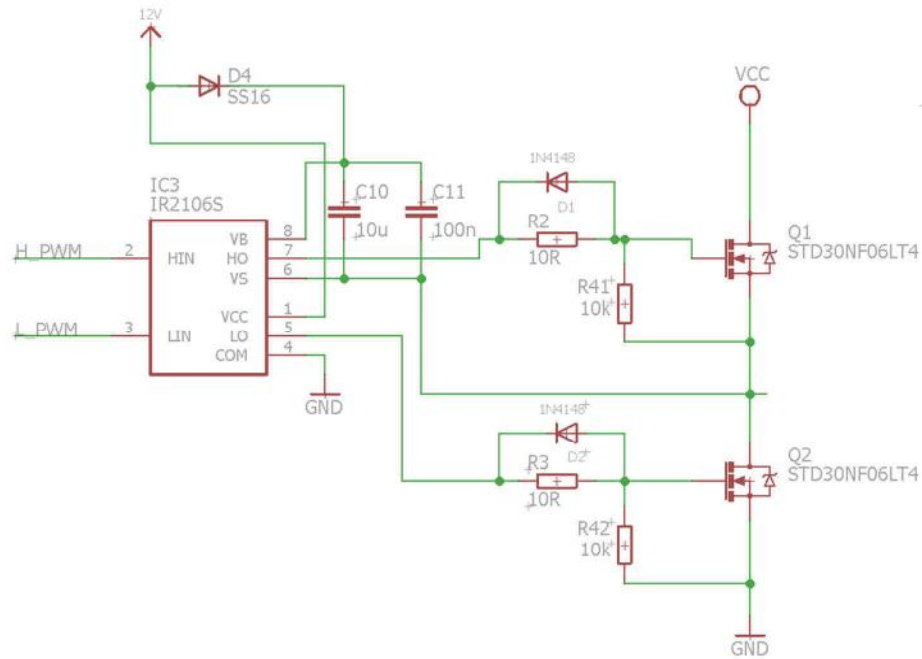
3.2.1 MOSFET driver

Pro buzení výkonových tranzistorů byl vybrán integrovaný obvod IR2106[14], který umožňuje budit výkonové tranzistory signálem o amplitudě 10-20V s jejich pracovním napětím do 600V. Vstupem tohoto integrovaného obvodu je dvojice signálů HIN a LIN, jež určuje stav každého tranzistoru.

Mezi další parametry tohoto obvodu patří doba neběžné hrany budícího signálu 150ns a doba sestupné hrany 50ns s typickým zpožděním hrany vstupního signálu oproti budícímu signálu 220ns.

Na schématu Obr. 3-3 je vidět zapojení bootstrap obvodu vytvořený dvojicí kondenzátorů C_{10} a C_{11} a diodou D_4 . Přítomnost tohoto obvodu je zde kvůli spínání horního N-MOSFET tranzistoru, který se otevírá kladným napětím U_{gs} . To v tomto zapojení znamená přivedení vyššího napětí nežli V_{CC} . V okamžiku, kdy je sepnutý spodní tranzistor, nabíjí se přes něho a zmíněnou diodu dvojice kondenzátorů na napětí 12V sníženého o úbytek napětí na diodě. V okamžiku spínání horního tranzistoru se pak na gate dostává součet napětí V_{CC} a napětí na kondenzátorech.

Mezi buzeným tranzistorem a budícím obvodem byl umístěn odpor o hodnotě 10Ω , sloužící k omezení špičkového proudu. Ten vznikne nabíjením parazitní kapacity C_{gs} . Naopak při zavírání tranzistoru je potřeba tento kondenzátor vybit co nejrychleji, v čemž je přidání tohoto odporu spíše na obtíž. Pro zlepšení chování je možnost použití paralelní diody k odporu v propustném směru od tranzistoru do budícího obvodu. Díky tomu může v tomto směru téci větší vybíjecí proud zmíněné kapacity C_{gs} .



Obr. 3-3 Schématické zapojení MOSFET driveru

3.2.2 Ostatní obvody měniče

Pro měření protékajícího proudu měničem byly zvoleny dvě měřící místa. Prvním měřícím bodem je spoj mezi spínacími tranzistory a tlumivkou. Hodnota proudu v tomto bodě je určena k proudové zpětné vazbě, kde se neprojeví zpoždění výstupního filtračního kondenzátoru. Jelikož není ani jeden měřící bod přímo spojen se zemí, bylo potřeba zvolit tzv. způsob měření high-side. Pro tento účel byl vybrán integrovaný obvod INA193. Ten měří úbytek napětí, pomocí komparačního zapojení vnitřního operačního zesilovače, na měřícím odporu R_s o velmi malé hodnotě. Výstupem je pak zesílené napětí v rozsahu napájecího napětí.

Na základě zesílení 20V/V dané dokumentací [15] integrovaného obvodu a ideálního požadovaného maximálního vstupního diferenčního napětí v rozsahu 50-100mV (maximálně pak 500mV), byla zvolena hodnota úbytkového odporu.

Při uvažování maximálního měřeného proudu 2,1A a požadovaném rozsahu výstupního napětí 0-3,3V, je možno použít měřící odpor o hodnotě 0,075 Ω s minimálním výkonovým dimenzováním na 0,4W. Tím vznikne na odporu napěťový úbytek 158mV, což při daném zesílení znamená výstupní hodnotu napětí integrovaného obvodu 3,16V. Pro realizaci bylo použito paralelní zapojení dvou odporů o hodnotě 0,15 Ω /250mW.

Druhým měřeným bodem byl výstupní proud měniče. Z důvodu jednoduššího zapojení bylo zvoleno tzv. zapojení low-side, což znamená, že jeden z pinů měřícího odporu je přímo spojen se zemí. Pro tyto účely byl vybrán operační zesilovač TLC272 v zapojení diferenciálního zesilovače se zesílením 19x pro hodnoty odporů $R_2 = 18k\Omega$ a

$R_l = 1\text{k}\Omega$. Při použití stejného odporu jako v předchozím případě získáme na základě vzorce (3.1) pro maximální protékající proud 2,1A výstupní napětí 2,99V

$$U_{vyst} = R_s \cdot I_{max} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad [\text{V}] \quad (3.1)$$

Na výstupu měniče bylo také umístěno relé pro možnost spínání výstupního napětí do zátěže. Pro tyto účely bylo vybráno relé OJE-SS-112LMH vyráběné firmou TE Connectivity s maximálním spínaným napětím 30V_{dc} a maximálním průchozím proudem 8A. Spínací cívka je buzena 12V, čímž při odporu vinutí 720Ω bude protékat proud 0,017mA.

Pro spínání této cívky byl zvolen MOSFET tranzistor BSS138 s maximálním napětím $U_{ds} = 50\text{V}$ a maximálním proudem 0,22A.

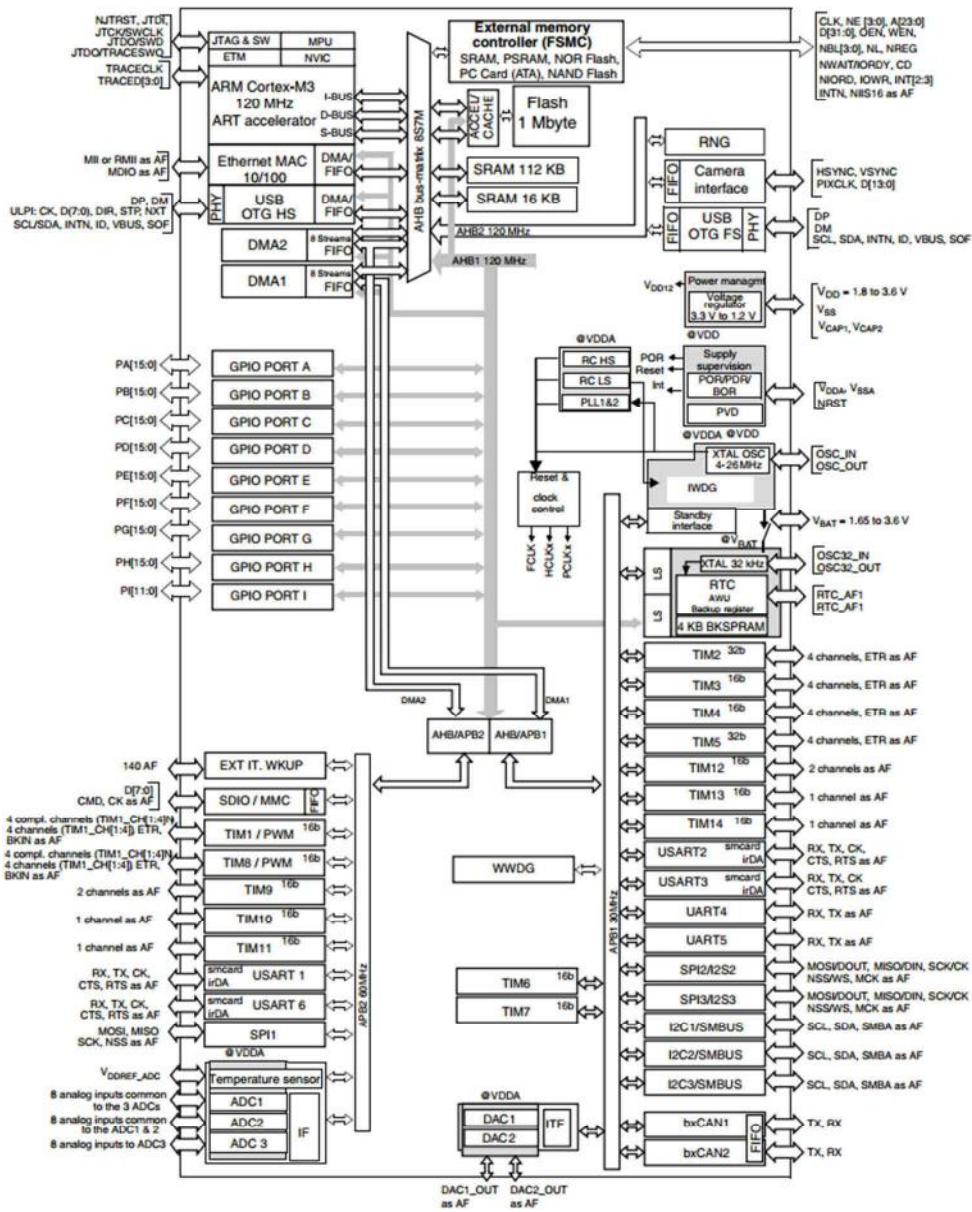
3.3 Mikrokontrolér

V dnešní době je poměrně velké množství výrobců, kteří se zabývají vývojem a výrobou mikrokontrolérů. Vedle 8-bitových mikrokontrolérů, mezi jejichž největší představitelé patří rodina AVR od firmy Atmel, jsou nejvíce využívanými 32-bitové mikrokontroléry postavené na architektuře ARM. Mezi dominantní výrobce na trhu můžeme zařadit firmy STMicroelectronics, NXP Semiconductors, Freescale, Texas Instruments a Microchip Technology. Poslední dvě firmy se pak zabývají více výrobou specializovaných mikrokontrolérů, jež jsou vybaveny rozšířenými periferiemi oproti klasickým řadám.

Pro realizaci zdroje byl vybírán procesor od firmy STMicroelectronics na architektuře ARM Cortex-M3. Hlavním kritériem při výběru použité řady byl dostatečně vysoký kmitočet pro použití generování PWM signálů při dostatečně velkém rozlišení. Na základě tohoto požadavku byl vybrán zástupce nejvyšší řady STM32F2 a to konkrétně STM32F207VCT6 s následujícími parametry popsané v dokumentaci [13]:

- Core: ARM® 32-bit Cortex®-M3 CPU (120 MHz max)
- 256kbyte of Flash memory
- 512 bytes of OTP memory
- Up to 128 + 4 Kbytes of SRAM
- 4 to 26 MHz crystal oscillator
- $3 \times 12\text{-bit}$, $0.5 \mu\text{s}$ ADCs with up to 24 channels and up to 6 MSPS in triple interleaved mode
- Up to 17 timers
- Up to twelve 16-bit and two 32-bit timers, up to 120 MHz, each with up to 4 IC/OC/PWM or pulse counter and quadrature (incremental) encoder input
- Debug mode: Serial wire debug (SWD), JTAG, and Cortex-M3 Embedded Trace Macrocell™

- Up to 140 I/O ports with interrupt capability:
- Up to 136 fast I/Os up to 60 MHz
- Up to 15 communication interfaces
 - Up to 3 × I²C interfaces (SMBus/PMBus)
 - Up to 4 USARTs and 2 UARTs (7.5 Mbit/s, ISO 7816 interface, LIN, IrDA, modem ctrl)
 - Up to 3 SPIs (30 Mbit/s), 2 with muxed I²S to achieve audio class accuracy via audio PLL or external PLL
 - 2 × CAN interfaces (2.0B Active)
 - SDIO interface
 - USB 2.0 full-speed device/host/OTG controller with on-chip PHY
 - USB 2.0 high-speed/full-speed device/host/OTG controller with dedicated DMA, on-chip full-speed PHY and ULPI
 - 10/100 Ethernet MAC with dedicated DMA: supports IEEE 1588v2 hardware, MII/RMII



Obr. 3-4 Blokové schéma mikrokontroléru STM32F207 [13]

3.3.1 Popis časovačů a generování PWM

Tento mikrokontrolér nabízí pro volné využití několik časovačů, kde časovač 1 a 8 umožňuje rozšířené možnosti, mezi kterými je i generování PWM. Jedná se o dvojici 16-bitových časovačů s automatickou obnovou interní čítače a programovatelnou předděličkou hodinového signálu.

Pro případ generování PWM máme na výběr ze dvou režimů a to hranově nebo středově zarovnaném módu. Každý časovač nabízí čtyři kanály, u kterých je možnost generovat signál buď na samostatném výstupu, nebo na dvojici výstupních pinů. V druhém případě je pak možnost nastavení a generování tzv. dead-time. Pro každý výstup je také možnost nastavení aktivní úrovně výstupního signálu.

3.3.2 Popis AD převodníků

Dle specifikace[12] obsahuje mikrokontrolér STM32F207 tři samostatné AD převodníky u kterých je možné, podle potřeby vzorkovací rychlosti, zvolit rozlišení v hodnotách 12, 10, 8 a 6 bitů. Každý z nich je pak schopen střídavě měřit na osmi kanálech v různých režimech. Maximální rychlost převodu je udávána výrobcem 0,5us při nastavení interních hodin pro periferie APB2 na 60MHz.

Každý převodník je možno pustit v režimu kontinuálního vzorkování či jednoho převodu a u obou těchto variant si můžeme zvolit, zda chceme měřit v tzv. scan módu. To znamená, že se provede automatická konverze na všech vybraných kanálech pro daný AD převodník. Při nastavování máme také možnost využití DMA pro ukládání naměřených vzorků.

Pro periodické vzorkování nebo v určitých případech, kdy vyžadujeme měření v přesném okamžiku, můžeme použít propojení s časovači, u kterých si můžeme vybrat na jakou událost má začít AD převodník vzorkovat.

3.4 Komunikační rozhraní

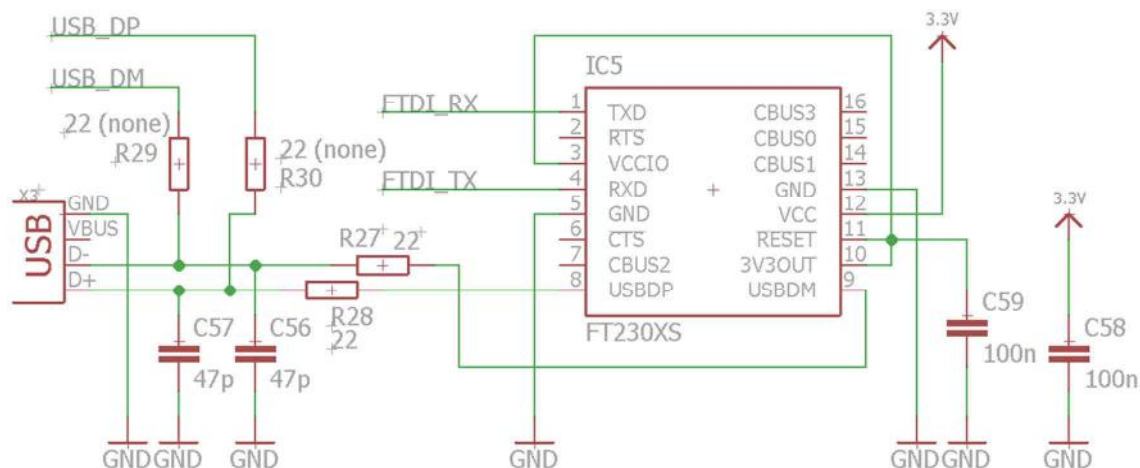
Jelikož má být dle zadání možnost ovládat laboratorní zdroj jak z čelního panelu, tak z počítače, bylo potřeba vybrat vhodné rozhraní, popřípadě ovládací a zobrazovací prvky. Pro komunikaci s počítačem bylo zvoleno komunikační rozhraní USB. To je implementováno přímo v mikrokontroléru, ale z důvodů problémové funkčnosti, hlavně z hlediska dostupných knihoven, byla zvolena varianta převodníku FT230XS.

Pro zobrazení naměřených hodnot byl zvolen maticový displej s inkrementálním snímačem pro nastavování hodnot.

3.4.1 FT230XS

Obvod FT230XS od firmy FTDI[16] se stará o převod rozhraní mezi UART a USB. Tato firma nabízí široký sortiment převodníků, které se liší počtem portů sériového rozhraní a počtem pinů samotného integrovaného obvodu, jejichž funkce se dá volně programovat.

Vybraný převodník obsahuje základní UART rozhraní, čtyři volně programovatelné vstupní piny a možnost výstupního stabilizovaného napětí o hodnotě 3,3V. Použité zapojení je uvedeno na Obr. 3-5. Na tomto schématu je dvojice odporů $R29$ a $R30$, které je možné osadit a odstranit dvojici odporů $R29$ a $R28$. Tím je možné využít interního USB rozhraní mikrokontroléru.



Obr. 3-5 Schématické zapojení převodníku FT230XS

Firma FTDI nabízí na svých stránkách program FT Prog, kterým je možné načíst aktuální stav EEPROM paměti integrovaného obvodu a následně obvod přeprogramovat s vlastní konfigurací. Nastavitelnými parametry mohou být PID a VID, které nabízejí, v kombinaci s vlastními ovladači, možnost jiného přístupu ze strany počítače. Dále je pak možné změnit název zařízení, pod kterým bude viditelné z operačního systému počítače. Poslední možností je specifikace hardwaru, jenž umožňuje nastavit funkci jednotlivých portů integrovaného obvodu, převrácené logické úrovně RS232 signálů a mnoho dalších.

V našem případě byl přepsán popis zařízení na Lab power supply a sériové číslo na hodnotu LABPOW01. To je dále využito k identifikaci zařízení a jeho připojení k ovládacímu počítačovému programu, který bude popsán v dalších kapitolách.

3.4.2 LCD Displej

Pro zobrazení výstupních a požadovaných hodnot byl vybrán LCD displej s řadičem HD44780. Jedná se poměrně rozšířený alfanumerický maticový displej, který se dá sehnat v různém provedení. Na trhu jsou dostupné varianty od jednořádkových po čtyřřádkové s osmi až čtyřiceti znaky na řádek. Pro laboratorní zdroj byl vybrán displej s rozlišením 16x2 znaky, což znamená, že na každém řádku bude jedna výstupní veličina.



Obr. 3-6 LCD displej s řadičem HD44780

V tabulce Tabulka 3-1 je vidět rozložení pinů displeje, kde první dva piny slouží k napájení displeje. Další pin umožňuje nastavení kontrastu, nejčastěji pomocí trimru připojeného jako napěťový dělič na tento pin. Následuje trojice pinů sloužících pro indikaci jednotlivých režimů komunikace. S řadičem HD44780 se dá komunikovat dvojným způsobem a to buď pomocí 8bitové, nebo 4bitové komunikace. V případě 8bitové komunikace jsou jednotlivá data posílána za sebou. V případě 4bitové komunikace je nejprve odeslána horní čtveřice bitů a následně spodní čtveřice bitů, čímž je přenosová rychlost poloviční. To dovoluje využít tento display i v okamžiku, kdy mikroprocesor nedisponuje velkým počtem pinů. Řadič HD44780 také obsahuje matici znaků, která je popsána v datasheetu konkrétního displeje, se znaky tvořeny 5x8 body. Matice je adresována horními čtyřmi bity adresy určující sloupec znaku a spodními čtyřmi bity určující řádek znaku v tabulce. Řadič také nabízí vlastní tvorbu znaků, které je možné vytvořit na požadované adrese. Více technických parametrů je uvedeno v dokumentaci [17].

Tabulka 3-1 Tabulka rozložení pinů displeje s řadičem HD44780 [17]

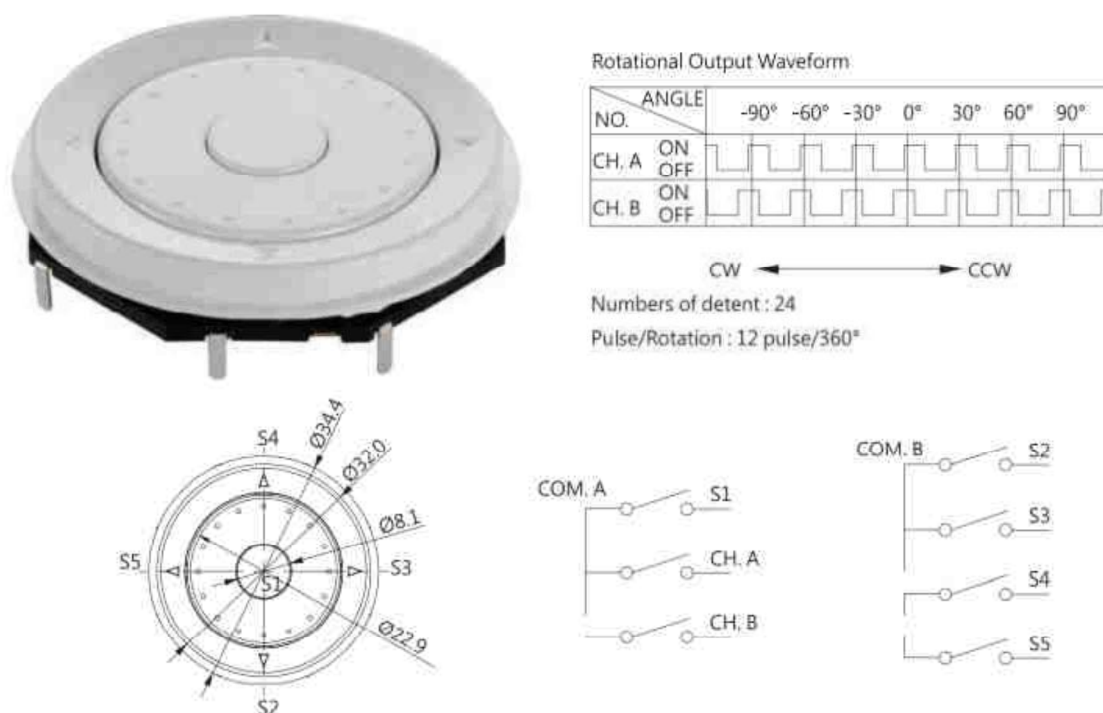
Symbol	Popis
Vss	GND
Vdd	+3V nebo +5V
Vo	Přizpůsobení kontrastu
RS	Signál indikující výběr registru
R/W	Signál určující čtení/zápis
E	Pokyn k zápisu/čtení
DB0	Datový signál
DB1	Datový signál
DB2	Datový signál
DB3	Datový signál
DB4	Datový signál
DB5	Datový signál
DB6	Datový signál
DB7	Datový signál

A	Napájení podsvícení
K	Napájení podsvícení

3.4.3 Inkrementální snímač

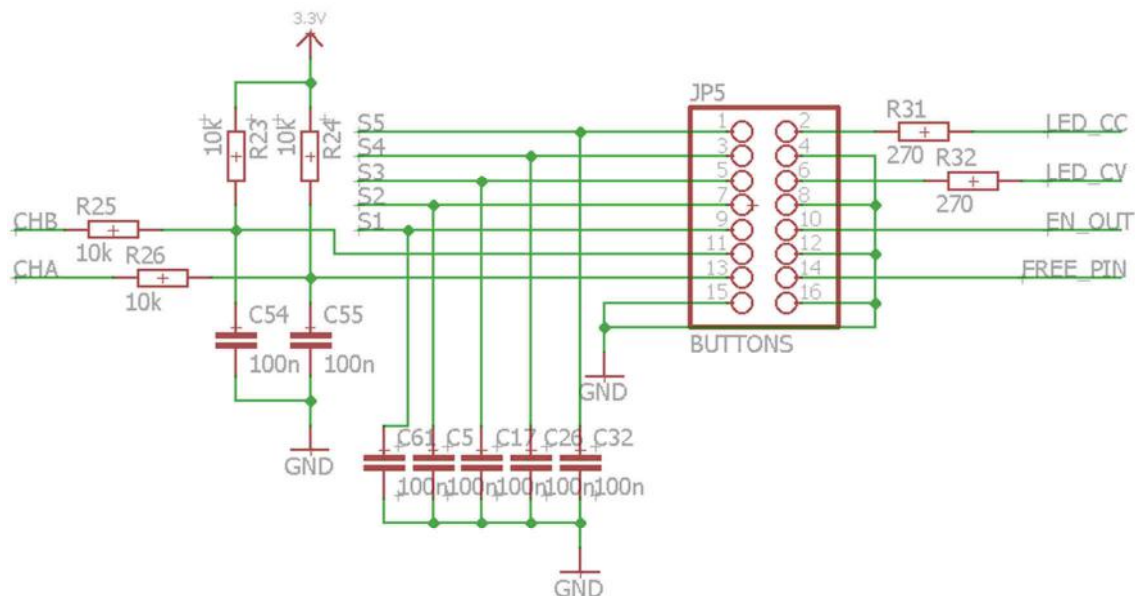
Pro nastavení výstupních hodnot laboratorního zdroje byl vybrán inkrementální snímač od firmy ZIPPY[20], jehož provedení je možné vidět na Obr. 4-10. Tento ovládací prvek je vybaven jednak samotným snímačem, dále pak pěti tlačítky, které budou sloužit pro výběr nastavované hodnoty a pro výběr číselného řádu.

Samotný inkrementální snímač má dva vývody, které jsou označeny CH A a CH B. Na těchto kanálech vznikají při otáčení snímače obdélníkové průběhy, které jsou vůči sobě posunuty. To je možné vidět na obrázku v pravé části. Díky posunutí je možné detekovat směr otáčení.



Obr. 3-7 Inkrementální spínač od firmy Zippy [20]

Jelikož při otáčení inkrementálního ovladače dochází k rušivým zákmitům, které mohou být nesprávně detekovány mikrokontrolérem, byl doplněn výstup snímače o RC filtr o hodnotách 10kΩ a 100nF. Ze stejného důvodu byly k tlačítkům umístěny filtrační keramické kondenzátory o hodnotě 100nF.



Obr. 3-8 Zapojení filtrace inkrementálního snímače

3.5 Napájení laboratorního zdroje

Pro realizaci laboratorního zdroje bylo potřeba vhodně zvolit zdroj napájecího napětí. Jelikož má být zařízení napájeno ze síťového napětí, byl výběr zaměřen na síťové transformátory, jenž pro tyto typy použití bývají v provedení EI nebo toroidu. Rozdíl mezi těmito dvěma provedení je v rozdílu velikosti rozptylu magnetického pole, kde u klasického transformátoru EI je rozptyl větší, nežli u toroidního. To se projeví jednak na účinnosti a jednak na rušení okolí.

Na základě zadaných parametrů laboratorního zdroje, kdy maximální výstupní výkon je roven 50W, byl vybrán toroidní transformátor INDEL TST60/011 s parametry: maximální výkon 60VA, napětí sekundárního vinutí 24V, maximální odebíraný proud sekundárního vinutí 2,5A. Po usměrnění tohoto napětí dostaneme na vstupu měniče napětí 33,9V, které bude ale v nezatíženém stavu transformátoru o něco větší.



Obr. 3-9 Síťový toroidní transformátor INDEL TST60/011

Pro usměrnění výstupního napětí byl zvolen usměrňovací diodový můstek v jednom pouzdře s označením KBL406, jehož maximální vstupní napětí je 420Vac, maximální dlouhodobý proud 4A a špičkový proud 150A.

Pro vyfiltrování dvoucestně usměrněného napětí byl vybrán elektrolytický filtrační kondenzátor o hodnotě 2200uF/50V. Volba této hodnoty vycházela ze vztahu , kdy za maximální proud byla uvažována hodnota 2200mA, výstupní napětí 34V a zvlnění 10%. Výsledná hodnota kondenzátoru je 1941uF. Nejbližší vyšší hodnota vyráběných kondenzátorů je pak právě 2200uF.

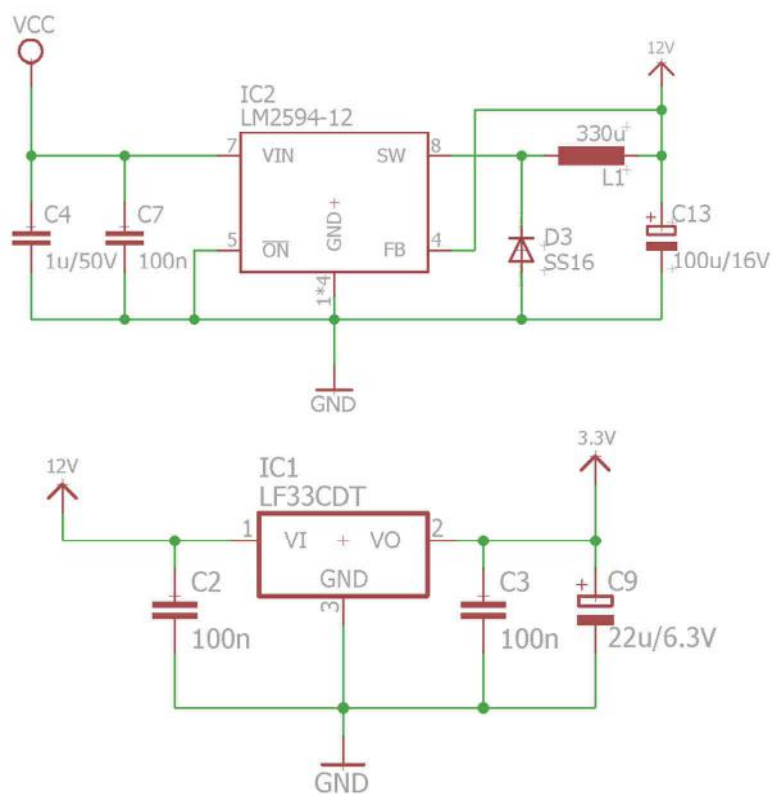
$$C_N = 300 \cdot \frac{I}{p \cdot U_{out}} \quad [\text{uF}] \quad (3.2)$$

Kde:

- C_n - hodnota filtračního kondenzátoru
- I - maximální odebíraný proud v jednotkách mA
- P - procentuální zvlnění výstupního napětí
- U_{out} - velikost výstupního napětí v jednotkách V

Jelikož je síťový transformátor zdrojem napětí jak pro výkonovou část spínaného měniče, tak pro její řídicí a budící část, bylo potřeba vybrat vhodný konvertor napětí na požadovanou velikost. Pro napájení budícího obvodu je požadavek 12V. Pro mikrokontrolér a okolní obvody bylo zvoleno napájecí napětí 3,3V.

Jelikož je rozdíl mezi napájecím napětím budiče a vstupním napětím poměrně velký, byl zvolen způsob změny napětí pomocí snižujícího měniče v provedení integrovaného obvodu. Z dostupných obvodů byl vybrán LM2594-12, jehož schématické zapojení je na Obr. 3-10. Hlavními parametry tohoto měniče je maximální vstupní napětí 45V, výstupní napětí 12V s maximálním odchylkou 0,6V, výstupním proudem 0,5A a pracovní frekvencí 150kHz. Velikost indukčnosti byla zvolena na základě doporučených hodnot vycházejících z maximálního vstupního napětí a proudu, jenž je možné najít v dokumentaci [11] na obrázku 23. V případě externí diody se jedná o Schottkyho diodu s maximálním proudem 1A a maximálním úbytkem napětí v propustném směru 0,75V. Velikost kondenzátorů byla zvolena na základě doporučených hodnot výrobcem. V případě vstupního kondenzátoru byla zvolena menší hodnota kvůli nižší hodnotě R_{est} . Jako hlavní kapacita pak slouží filtrační kondenzátor za usměrňovačem, který bude na desce plošných spojů umístěn dostatečně blízko snižujícímu měniči.



Obr. 3-10 Schématické zapojení snižujícího měniče LM2594-12 nahoře, zapojení stabilizátoru LF33CDT dole.

Pro napájení logické části laboratorního zdroje byl vybrán lineární stabilizátor LF33CDT[10] v pouzdře DPAK. Kvůli nižšímu úbytku napětí je tento obvod napájen napětím ze snižujícího měniče.

4 NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE

V této kapitole bude popsán postup návrhu desky plošného spoje, která zahrnuje jednak samotné rozmístění jednotlivých součástek, ale také výběr a umístění filtračních kondenzátorů a tím i řešení napájení jednotlivých částí navrhovaného zařízení.

4.1 Kondenzátory

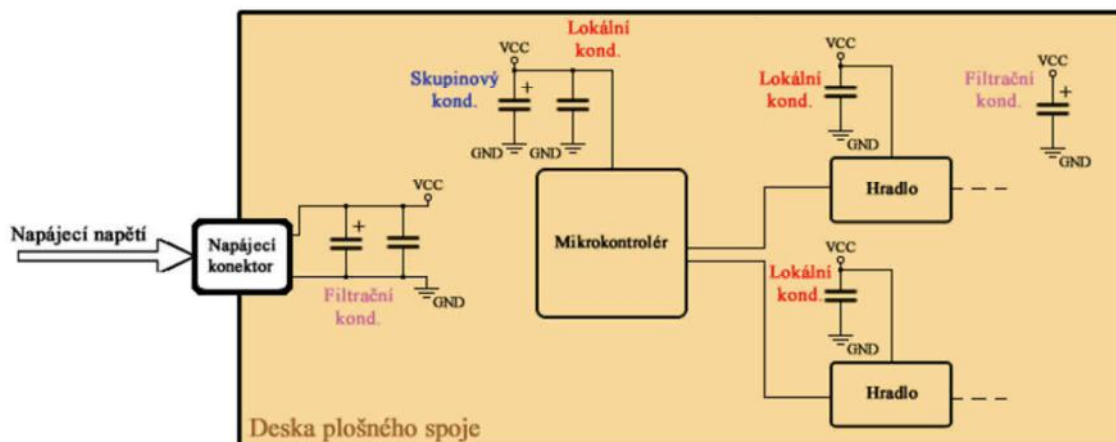
Při návrhu desky plošných spojů je vhodné dobře zvolit a rozmístit filtrační kondenzátory. Ty se starají o co nejlepší zamezení šíření vysokofrekvenčního rušení po desce. Toto rušení může být způsobeno například impulzním proudovým odběrem hradla v okamžiku změny jeho stavu a záleží na typu součástky, kde každá vytvoří nepatrně jiný charakter tohoto pulzu.

Velký vliv na stabilitu napětí mají také samotné stabilizátory, které svojí reakční dobou nemusejí stíhat pokrýt proudové výkyvy. Dalším problémem, obzvláště na velkých a složitých deskách, bývá zpoždění signálu nebo též proudu, které může být až 0,1ns/cm.

Na Obr. 4-1 můžeme vidět příklad použití tří skupin filtračních kondenzátorů a jejich rozmístění. Těmito kondenzátory jsou filtrační blokovací kondenzátor, který bývá nejčastěji poblíž vstupu napájecího napětí nebo stabilizátoru a stará se o eliminaci vlivu indukčnosti přívodů, nebo zmíněné vyfiltrování reakční doby stabilizátoru. Nejčastěji se používá kombinace elektrolytického kondenzátoru s keramickým.

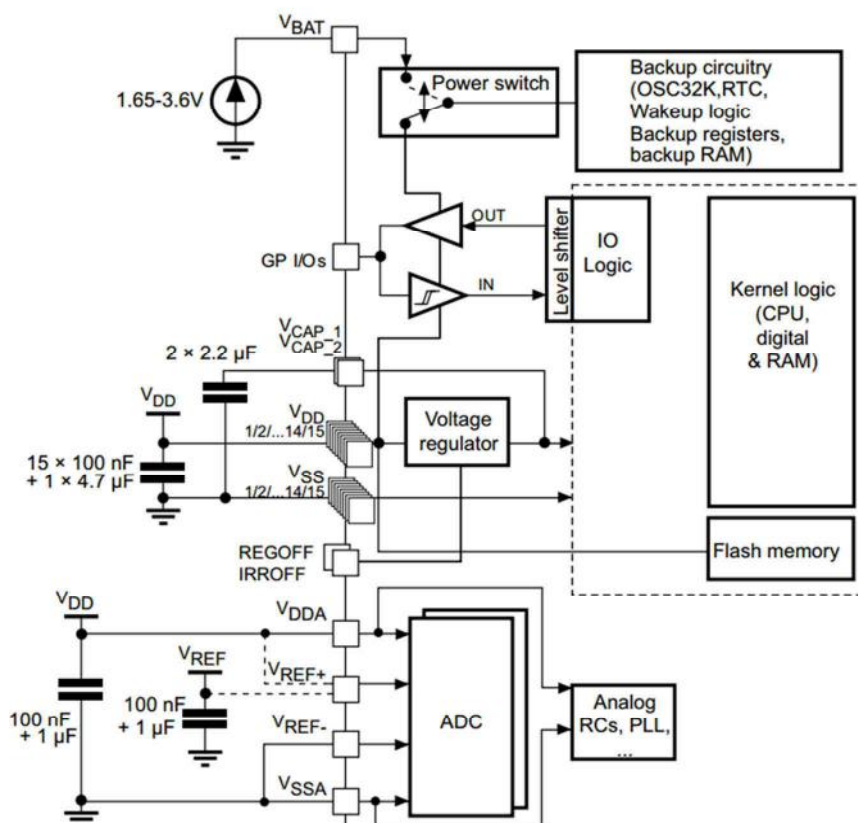
Dalším typem je lokální blokovací kondenzátor, který se umísťuje co nejbližší napájecím vývodům každého integrovaného obvodu a slouží jako lokální zdroj energie v případě špičkového proudového odběru. Nejčastěji se používají vysokofrekvenční keramické kondenzátory o hodnotě kolem stovek nF.

Posledním typem blokujících kondenzátorů je tzv. skupinový. Ty slouží pro dobíjení kapacitních zátěží jako například skupinu lokálních filtračních kondenzátorů. Pro tento typ se pak používají tantalové nebo keramické kondenzátory. [18]



Obr. 4-1 Příklad použití jednotlivých skupin filtračních kondenzátorů [18]

U některých součástek můžou být dány požadavky na typ kondenzátoru a jejich velikostí přímo výrobcem a popis těchto požadavků najdeme v technické dokumentaci. Pro použitý mikrokontrolér STM32F207 je dle specifikace[13], jenž naznačuje Obr. 4-2, hned několik požadavků na filtrační kondenzátory.



Obr. 4-2 Schématické naznačení požadovaného použití filtračních kondenzátorů [13]

Po celém obvodu pouzdra jsou rozmístěné dvojice napájecích vývodů označených VDD a VSS, k nimž se v co největší blízkosti umísťují keramické kondenzátory o hodnotě 100nF a jednoho skupinového kondenzátoru o hodnotě 4,7uF, nejlépe jakožto tantalový kondenzátor. Dále je zde dvojice kondenzátorů s hodnotou 2,2uF, jenž slouží k filtraci napětí z interního napěťového stabilizátoru.

Důležitým místem, v případě použití ADC, je napájecí napětí této analogové části a její reference. Toto napětí je nejlépe oddělit indukčností v kombinaci s uvedenými kondenzátory, čímž vznikne filtrační LC článek, jehož impedance od rezonanční frekvence výše prudce roste.

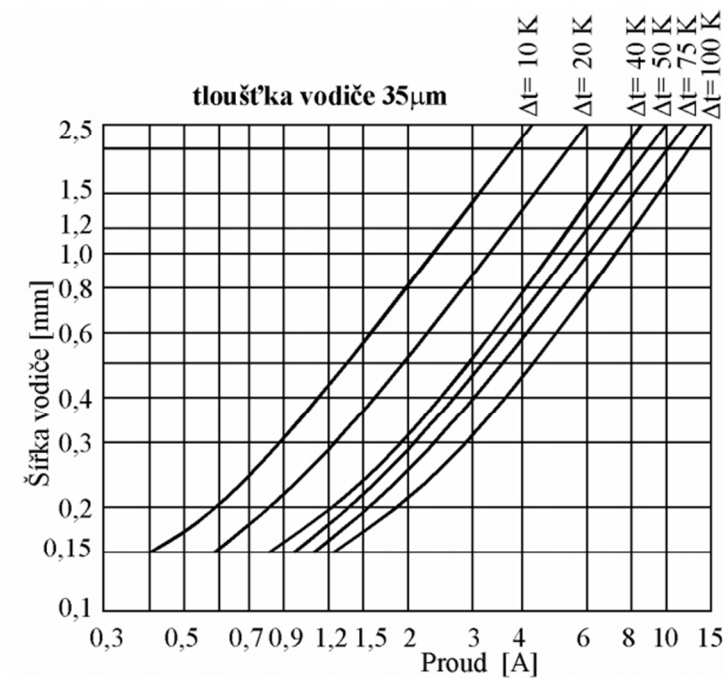
4.2 Rozložení součástek

Při rozmísťování jednotlivých součástek byla v první fázi snaha o jejich rozdělení do určitých funkčních bloků. Těmito bloky jsou například mikrokontrolér s jeho filtračními kondenzátory a pinovými řadami pro připojení ovládacího panelu, ethernetového rozhraní, výkonové části spínaného měniče,... Pro tyto bloky byla pak vybrána místa na desce plošných spojů a to hlavně s ohledem na směr vyvedení konektorů a s ohledem na místa průchodu špičkových proudů.

Na obrázcích navržené desky plošných spojů, jenž jsou v příloze diplomové práce, je vidět, že je deska rozdělena na dvě části. Jedná se o výkonovou část spínaného měniče a část obsahující mikrokontrolér, USB a Ethernet. Pro tyto části jsou samostatně vytvořeny zemní polygony, které jsou spojeny v jednom místě spolu s vyvedeným napájecím napětím. Toto místo bylo vybráno co nejbližší lineárnímu stabilizátoru, který slouží jako hlavní zdroj energie pro logické obvody.

Zemní polygony jsou pak na obou stranách desky plošného spoje. Pro spojení těchto ploch se používají prokovy o vnitřním průměru 0,3mm. Ty jsou rozmístěny tak, aby byla propojena zem na všech vzniklých ostrovech. Ve větší míře jsou umísťovány kolem filtračních a výkonových součástek, kde protékají větší proudy. Důležitými místy, kde je potřeba umístit prokovy jsou v místech okolo dlouhých cest, které rozdělují zemní polygony. Bez použití prokovů je protékající proud nucen obtékat tyto cesty a tím se výrazně zvýší délka jeho trasy. Proto je dobré po celé délce cest rozmístit prokovení, po kterých proud „podteče“ překážející cesty.

U výkonové části byla snaha co nejvíce zkrátit délku všech cest kvůli co nejmenší indukčnosti a odporu těchto přívodů. Po celé ploše výkonové části byl vytvořen zemní polygon se snahou rozmístit součástky do takové polohy, aby cesta hlavního proudu nebyla blokována jinými cestami, nebo součástkami. Pro ostatní výkonové cesty byla snaha použít co nejvíce polygonů a to hlavně v místech velkých filtračních kondenzátorů. V ostatních případech byla zvolena šířka cesty 1,4mm, což při maximálním protékaném proudu 2,1A, tloušťce spoje 35um a maximální změně teploty o 20°C dle Obr. 4-3 vyhovuje. [19]



Obr. 4-3 Proudová zatížitelnost plošných vodičů [19]

5 OSAZENÍ A OŽIVENÍ PROTOTYPU ZAŘÍZENÍ

Na základě návrhu desky plošných spojů, jehož postup byl popsán v předchozí kapitole, byla zhotovena deska prototypu laboratorního zdroje. Jelikož se jedná o dvouvrstvou desku s prokovy o malých vnitřních průměrech, byla výroba zadána profesionální firmě.

Výsledná deska plošných spojů je vyrobena na nosném materiálu s označením FR4 o tloušťce 1,5mm. Tloušťka mědi je 18 μ m s nanesenou vrstvou 18 μ m při prokovování.

Při osazování byl použit postup nanesení pájecí pasty na měděné kontaktní plochy horní strany desky plošného spoje, na které byly ručně umístěny SMD součástky. Po následném zapečení a oprav slitých kontaktů integrovaných obvodů byly doosazeny vývodové součástky a byla doosazena druhá strana DPS.



Obr. 5-1 Osazený prototyp laboratorního zdroje

Při oživování byl připojen na vstup prototypu laboratorní zdroj s napětím cca 15V, což umožní spolehlivému běhu snižujícího měniče LM2594-12, a s proudovým omezením na 100mA. Po zapnutí byla zkontrolována jednotlivá napětí za snižujícím měničem a stabilizátorem, s následným naprogramováním mikrokontroléru a otestováním jednotlivých částí prototypu zdroje.

Obr. 6-1 Konfigurace pinů mikrokontroléru v programu STM32CubeMX

Při návrhu zařízení byl zvolen pro taktování mikrokontroléru externí krystal o frekvenci 8MHz, která je následně zvýšena fázovým závěsem na 120MHz.

Na základě schématického zapojení a požadované funkčnosti zařízení byly nakonfigurovány jednotlivé piny pro příslušnou funkci. Následně byla provedena konfigurace jednotlivých periférií.

Pro komunikaci s počítačem byla použita periférie USART1 s nastavením komunikační rychlosti 115200Bd/s, 8 bitů, bez parity a s jedním stop bitem. Pro příjem dat bylo povoleno přerušení, ve kterém bude vytvořena obslužná funkce.

K ladícím účelům byl využit druhý USART2, se stejným nastavením komunikační rychlosti. Piny tohoto komunikačního kanálu jsou pak vyvedeny na okraj desky plošného spoje, kam je možné připojit externí převodník.

Pro měření výstupního napětí a proudu byly nastaveny převodníky ADC1 a ADC2, kde každý z nich vzorkuje jednu vstupní veličinu v rozlišení 12bitů. Oba převodníky byly nastaveny do režimu vzorkování pouze jednoho vzorku s tím, že k zahájení převodu měřeného napětí byla využita událost náběžné hrany od triggeru třetího časovače.

Poslední použitou periférií je první časovač, který byl nakonfigurován ke generování PWM signálů. Perioda tohoto signálu byla zvolena 200kHz, což odpovídá hodnotě 600 obnovovacího registru.

6.1.1 Komunikační protokol

Pro komunikaci mezi počítačem a laboratorním zdrojem byl navrhnout jednoduchý komunikační protokol, který se skládá z několika krátkých příkazů.

Jak už bylo uvedeno dříve, komunikace probíhá na straně mikrokontroléru přes periférii USART, která při přijetí jednoho znaku vyvolá přerušení, pro něhož se zavolá obslužná funkce. V této funkci je stavový automat, který jednak detekuje začátek a konec zprávy a jednak ukládá přijatá data do bufferu. Po přijetí zprávy je nastavena příznaková proměnná a další zpracování probíhá zavoláním funkce `process_command` z hlavní smyčky programu. V této funkci je druhý stavový automat, který postupně prochází strukturu komunikačního rámce a dle obsahu provádí příslušné operace.

Pro komunikaci byl navržen jednoduchý komunikační rámec složený z úvodního znaku *a* a koncového znaku *U*. Dalším znakem je číslo operace. Pro komunikaci byly vytvořeny tři možné příkazy a to požadavek na přečtení aktuálních hodnot laboratorního zdroje s číslem operace 1. Po přijetí tohoto požadavku odešle mikroprocesor odpověď s aktuálními hodnotami a stavy laboratorního zdroje.

Druhým příkazem je požadavek na zápis nové výstupní hodnoty s číslem operace 2. V tomto požadavku je předávána adresa, na kterou má být proveden zápis nové hodnoty. Mikroprocesor rozlišuje dvě adresy a to 1, jenž je adresa pro zápis napětí, a 2, což je adresa požadovaného proudu.

Posledním příkazem je požadavek na aktivaci či deaktivaci výstupního portu. Tento příkaz má číslo 3. Následně jsou uvedeny tvary jednotlivých příkazů s jejich odpověďmi.

Tabulka 6-1 Požadavek na přečtení aktuálních hodnot

a	1	U
---	---	---

Tabulka 6-2 Odpověď s aktuálními hodnotami laboratorního zdroje

a	Napětí	Proud	Režim regulace	Aktivace výstupu	U
---	--------	-------	----------------	------------------	---

Tabulka 6-3 Požadavek na zápis nové hodnoty

a	2	Adresa	Hodnota	U
---	---	--------	---------	---

Tabulka 6-4 Příkaz pro aktivaci/deaktivaci výstupu laboratorního zdroje

a	3	0 – neaktivní, 1 - aktivní	U
---	---	----------------------------	---

Tabulka 6-5 Odpověď při výskytu chyby

a	8Xh	U
---	-----	---

Komunikace pak funguje tak, že ovládací program odešle požadavek laboratornímu zdroji, který tento požadavek zpracuje. V případě, že je zpracování úspěšné dojde k odeslání odpovědi či echa, neboli přeposlání požadavku zpět. V opačném případě, kdy je zadaný požadavek vyhodnocen jako nesprávný, je na prvním bytu po úvodním znaku provedena bitová operace AND s hodnotou 8Fh v hexadecimálním tvaru. Tím dostáváme například pro operaci s číslem 1 hodnotu chyby 81h.

6.1.2 Regulátor

Pro řízení výstupních veličin byl zvolen způsob regulace pomocí PS regulátoru. Pro jeho výpočet byla vytvořena funkce `uint16_t ps(float error)`, jejíž parametr je odchylka výstupní hodnoty od požadované. Výstupem je pak přímo hodnota střidy PWM signálu. Jelikož tato návratová hodnota může dle svého typu nabývat větších hodnot, než je samotná perioda, je ve funkci uděláno omezení maximální a minimální hodnoty. Stejně omezení je pak vytvořeno pro sumační složku.

Tato funkce je volána v obsluze přerušení AD převodníku s následným voláním funkce `set_duty()`, jenž nastaví výslednou střidu PWM signálu. Vzorkovací perioda je pak 56kHz.

Výběr časové konstanty a zesílení probíhalo metodou experimentálního pokusu, kdy bylo počáteční zesílení odvozeno z rozsahu vstupních a výstupních hodnot. Časová konstanta byla prvně volena tak, aby byla odezva regulátoru pomalá. Při testování pak bylo postupně zvětšováno zesílení a následně i časová konstanta.

6.2 Ovládací program

Pro ovládání laboratorního zdroje z počítače byla vytvořena aplikace. Ta umožňuje uživateli jednak ovládat laboratorní zdroj stejným způsobem jako z čelního panelu, to znamená nastavovat výstupní napětí, proud a zapínat/vypínat výstup. Další funkcí je pak možnost tvorby vlastních průběhů s následným spuštěním.

6.2.1 Knihovna QT

Pro tvorbu aplikace byla zvolena knihovna Qt. Jedná se o jednu ze dvou nejpoužívanějších multi-platformních knihoven, která je podporována na desktopových prostředcích Windows, OS X a Linux/X11.

Hlavním programovacím jazykem je C++, ale knihovna existuje i pro jiné jazyky jako Python, Ruby, C,... Knihovna nabízí možnost tvorby jak konzolové tak grafické aplikace, které je možné jednoduše navrhnout pomocí vývojového programu Qt Creator. Dalšími prvky, jež knihovna podporuje je správa vláken, zpracování XML, SQL, přístup k souborům a práci s grafikou a multimédií.

6.2.2 Knihovna QCustomPlot

Jelikož podpora vykreslování grafů v knihovně Qt je podporována pouze pro verze Enterprise a Professional, kde obě tyto verze jsou zpoplatněné, bylo potřeba najít náhrady. Na internetu je hned několik volně dostupných knihoven, mezi které patří Qwt a QCustomPlot. Z těchto dvou byla vybrána knihovna QCustomPlot.

Ta nabízí vykreslení grafů do Qt widgetu popřípadě exportování grafů do PDF nebo obrázků JPG/PNG. Knihovna je zaměřena na přehledné vykreslení grafů určených ke grafické prezentaci. Na stránkách knihovny [23] je pak mnoho příkladů, podle kterých se dají vlastní grafy jednoduše upravit.

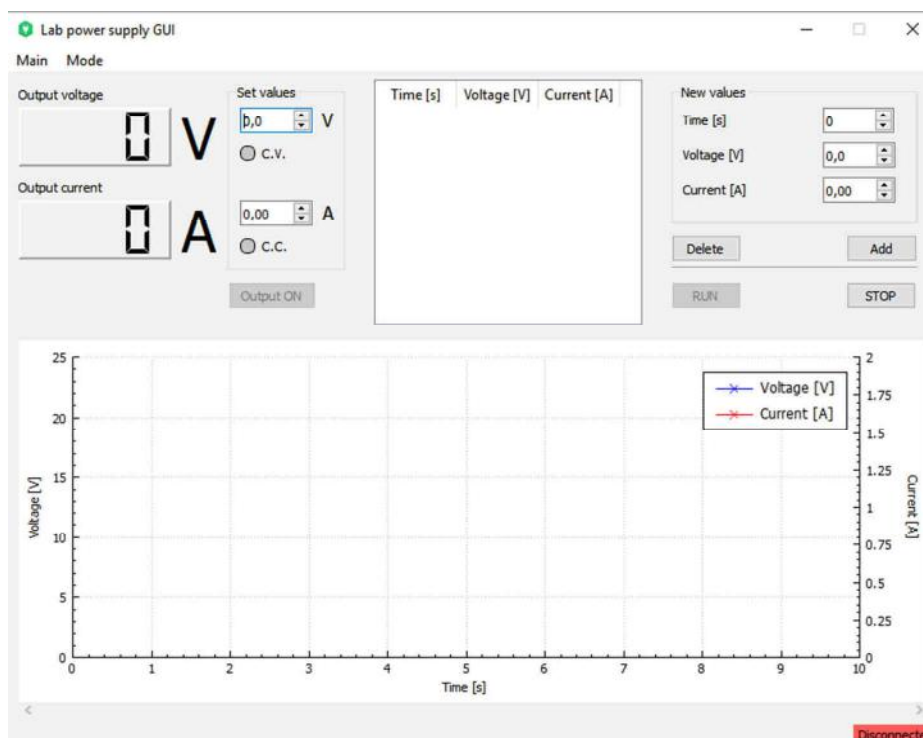
6.2.3 Návrh vzhledu aplikace

Nejprve bylo navrženo rozložení jednotlivých prvků aplikace. Toto rozvržení můžeme vidět na Obr. 6-2. Při návrhu byla snaha o oddělení prvků společných s čelním panelem laboratorního zdroje a prvků určených pro tvorbu průběhů. Proto je v levé části okna vidět rám obsahující dva tzv. LCD prvky, které zobrazují naměřenou hodnotu výstupního napětí a proudu. Dále jsou zde dva boxy, kterými je možné zadávat požadované napětí a proud. Pod každým boxem je pak indikační bod, který značí

aktuální veličinu, na kterou probíhá regulace. Posledním prvkem je Tlačítko Output On/Off, jenž umožňuje zapínat a vypínat výstup laboratorního zdroje.

V pravé části okna je formulář pro přidání jednoho řádku tabulky neboli jednoho časového okamžiku s požadovanými výstupními hodnotami. Možnými operacemi s daty jsou přidání jednoho záznamu a při označení řádku v tabulce i smazání tohoto řádku. Posledními prvky jsou tlačítka RUN a STOP. Ty slouží ke spuštění a zastavení generování průběhu.

Ve spodní části okna je pak graf vykreslující vytvořené průběhy výstupních veličin.



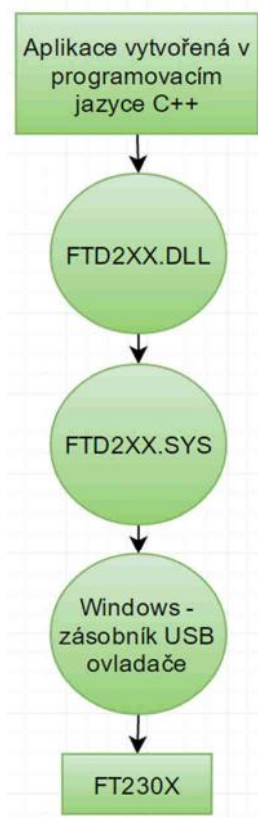
Obr. 6-2 Vzhled GUI aplikace pro ovládání laboratorního zdroje

Samotné okno lze pak přepínat mezi dvěma režimy, které se liší velikostí okna a tím i nabídkou funkcí. V prvním režimu je okno ve stejném stavu jako na Obr. 6-2. V druhém stavu je pak zobrazen pouze rám s prvky čelního panelu.

6.2.4 FTDI knihovna

Pro komunikaci mezi počítačovou aplikací a laboratorním zdrojem se využívá knihovny od firmy FTDI. Ta nabízí dva druhy ovladačů a to VCP a D2XX. První z nich je zaměřen pouze na ovládání zařízení jako sériového portu. Druhá pak nabízí rozšířenější ovládání obvodů FTDI, jako například čtení a programování EEPROM. Dále bude popsán ovladač D2XX. Jedná se o přímý ovladač pro operační systém Windows, který pomocí kódů obsažených v dynamické knihovně FTD2XX.DLL umožňuje komunikovat s vybraným převodníkem FT230XS, který byl popsán v minulé kapitole.

Na obrázku Obr. 5-2 můžeme vidět architekturu tohoto ovladače. Počítačová aplikace pomocí zmíněné dynamické knihovny komunikuje přes FTDI WDM rozhraní s WDM ovladačem. Tento ovladač slouží jako další vrstva ke komunikaci se zařízením přes USB zásobník umístěný v operačním systému Windows.



Obr. 6-3 Architektura ovladače D2XX

V dynamické knihovně FTD2XX.DLL jsou uloženy funkce pro komunikaci se zařízením. Mezi základní z nich jsou funkce pro otevření a zavření zařízení a to *FT_Open*, *FT_OpenEx* a *FT_Close*. Při jejich použití získáme handle, který se dále využívá ve všech funkcích. Dalšími funkcemi jsou *FT_Write* a *FT_Read*, které slouží pro čtení a zápis dat. Knihovna také obsahuje sadu funkcí pro nastavení parametrů komunikace jako *FT_SetBaudRate*, *FT_SetDataCharacteristics* a další. Poslední zmíněnou skupinou funkcí jsou funkce jako *FT_GetStatus*, která zjistí stav zařízení, *FT_ListDevice*, která navrácí seznam připojených zařízení, a mnoho dalších.

6.2.5 Třída DeviceCom

V ovládacím programu laboratorního zdroje byla vytvořena třída DeviceCom. Ta slouží k přehlednější komunikaci se zařízením, kdy slučuje skupiny použitých funkcí z knihovny FTDI ve svých metodách.

První vytvořenou metodou je *DeviceCom::connect()*. Ta v případě, že je počet připojených zařízení větší nule, otevře zařízení se sériovým číslem LABPOW01. Následně se provede restartování zařízení a nastavení parametrů komunikace. V případě, že vše proběhne v pořádku, nastaví proměnnou třídy DeviceCom *connected* na *true*.

Další metodou je *disconnected()*. Ta zavírá připojené zařízení a nastavuje stavovou proměnnou *connected* na *false*.

Pro zápis a čtení dat byla vytvořena dvojice metod *write* a *read*. První z nich využívá již zmíněné funkce *FT_Write*, kde odešle řetězec daný parametrem funkce o požadované délce. Funkce *read* nejprve v cyklu čeká na status od zařízení s počtem znaků ke čtení. Následně tyto znaky vyčte z bufferu.

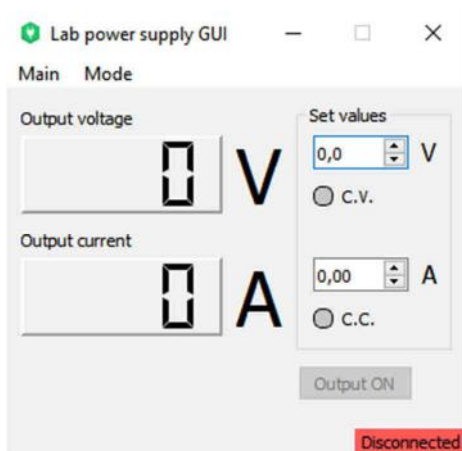
Poslední metodou, zabývající se samotným zařízením, je *checkDevice()*. Ta pomocí funkce knihovny FTDI *FT_GetDeviceInfo* kontroluje stav zařízení.

Třída *DeviceCom* dále obsahuje metody, které obstarávají sestavení a odeslání jednotlivých příkazů zařízení. Struktura těchto příkazů je popsána v kapitole 6.1.1 Metodami jsou pak *getNewValues*, která požádá zařízení o aktuální hodnoty, *setValue*, která posílá zařízení požadavek na nastavení výstupních hodnot pro jednotlivé veličiny, a poslední *setOutput*, která odesílá zařízení požadavek na aktivaci/deaktivaci výstupu laboratorního zdroje.

6.2.6 Ovládání laboratorního zdroje

Pro používání ovládacího programu bylo vytvořeno hlavní menu, které nabízí možnosti připojení/odpojení zařízení a možnost práce s daty nastaveného průběhu, které budou popsány v další podkapitole.

Po kliknutí na tlačítko *Connect* se zavolá metoda *connect()* třídy *DeviceCom*, která se pokusí připojit zařízení. V případě neúspěchu se zobrazí informační box se zprávou o výskytu problému. Obdobně se volá metoda *disconnect()* v případě, že je zařízení již připojeno.



Obr. 6-4 Hlavní nabídka ovládacího programu

Po úspěšném připojení zařízení je aktivován timer *TimerValues*. Perioda tohoto timeru je nastavena na 200ms. Po uplynulé době periody timer vyšle signál, který je propojen s metodou *update_values()*. Tato metoda odešle pomocí funkce třídy DeviceCom požadavek o získání aktuálních hodnot, které následně zapíše do zobrazovacích prvků tzv. LCDnumber a indikačních checkboxů, které jsou upraveny do podoby kontrolkek. Metoda také kontroluje stav zařízení a v případě jeho neaktivnosti dojde k odpojení zařízení. Při odpojení je pak časovač zastaven.

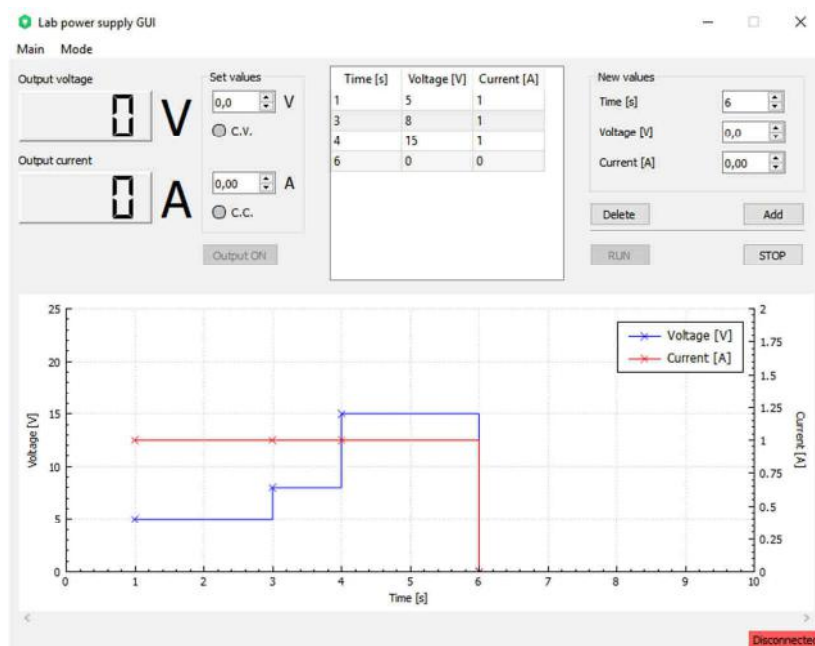
Pro nastavení výstupních hodnot laboratorního zdroje je v aplikaci dvojice tzv. doubleSpinBoxů, které po změně jejich hodnot odešlou přes metody třídy DeviceCom požadavek na nastavení těchto hodnot.

6.2.7 Tvorba průběhů

Základní funkčnost tvorby průběhů byla popsána v kapitole 5.2.3. V této kapitole pak bude popsána blíže.

Program umožňuje vytvoření průběhu, který může být následně spuštěn. To znamená, že na připojeném laboratorním zdroji je postupnou změnou požadovaných výstupních hodnot programem vytvořen vymodelovaný průběh.

Tvorba průběhu probíhá přes vstupní formulář, který je umístěn v pravém horním rohu aplikace. Uživatel v tomto formuláři volí hodnoty jednoho časového okamžiku průběhu, kdy má možnost nastavit čas s krokem 1s, maximální napětí s rozlišením 0,1V a maximální proud s krokem 0,01A. Po vyplnění hodnot je přidán záznam pomocí tlačítka Add do tabulky, kterou můžeme vidět v příkladu Obr. 6-5 umístěného uprostřed okna. Přidaný záznam je také vykreslen do grafu, kde modrý průběh znázorňuje maximální výstupní napětí a červený průběh maximální výstupní proud. V příkladu na obrázku je také možné pozorovat chování v případě časů 6s a 7s, kdy nebyly stanoveny žádné výstupní hodnoty. V tomto případě je nastavení laboratorního zdroje zachováno do doby další změny.



Obr. 6-5 Ukázka vytvořeného průběhu

Generování průběhu je možno ovládat dvojicí tlačítek RUN a STOP, kdy první z nich spustí generování průběhu, které trvá do doby posledního zadaného bodu průběhu, nebo stisknutím druhého tlačítka, čímž se generování průběhu zastaví. Hodnoty pak zůstávají ve stavu posledního nastavení.

Z pohledu zdrojového kódu programu je pro událost kliknutí na každé tlačítko přiřazena metoda třídy MainWindow. Po kliknutí na tlačítko Add je zavolána metoda *on_add_button_clicked()*. Ta nejprve zjistí duplicitu nově zadaného času s časy v tabulce. Pokud je nový čas unikátní, je do tabulky přidán nový řádek s nastavenými hodnotami. Následně je tabulka seřazena vzestupně dle času a dojde k překreslení grafu.

V případě události tlačítka Delete je volána metoda *on_delete_button_clicked()*, která vybere aktivní řádek tabulky a následně provede jeho vymazání ze záznamu tabulky a z datové oblasti grafu.

Jak již bylo v předchozí podkapitole naznačeno, vytvořená data se dají ukládat a načítat ze souboru. Pro uložení dat byl vybrán jednoduchý souborový formát CSV, který je určen k ukládání tabulkových dat v jednoduchém formátu. Jednotlivá data jsou v tomto souboru uložena za sebou s vloženým oddělovacím znakem čárka. Na jednom řádku souboru pak najdeme jeden řádek tabulky.

Pro volbu cílového souboru byla použita třída Qt knihovny *QFileDialog*. Ta umožňuje vytvořit dialogové okno s výběrem souboru s omezením na požadovaný datový typ. Návratem je pak adresa souboru. Tento soubor je následně otevřen s omezenými právy na zápis či čtení. Následně je proveden samotný zápis dat či jejich vyčtení a uložení do tabulky programu. Hlavní menu ovládacího programu pak ještě nabízí možnost vymazání aktuálních dat a možnosti vytvoření nového průběhu.

Pro generování průběhu byl vytvořen timer *TimerAnimation*. Ten je po kliknutí na tlačítko RUN spuštěn s periodou 1s, kdy je po uplynutí času každé periody zavolána

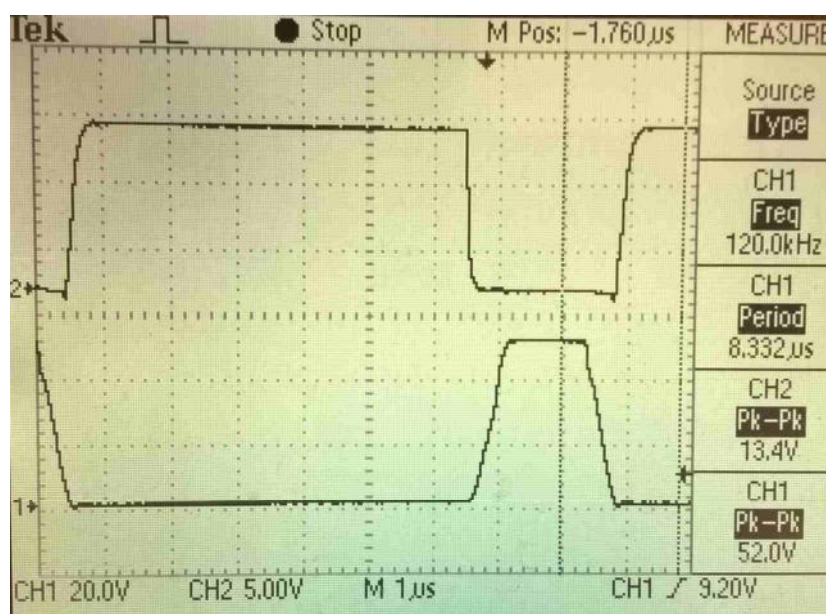
funkce *replot_animation()*, která se stará jak o překreslení grafu, tak o komunikaci se zařízením.

Na začátku této funkce je provedena kontrola zařízení a v případě jejího odpojení je ukončen běh timeru *TimerAnimation*. V opačném případě je provedena kontrola výskytu záznamu s aktuálním časem průběhu v tabulce dat. Pokud nebyl nalezen záznam s odpovídajícím časem, je pouze provedeno překreslení animace s indikací aktuálního stavu. Pro případ nalezení dat s odpovídajícím časem funkce odešle dva požadavky laboratornímu zdroji, kdy v prvním požadavku je odeslána hodnota požadovaného napětí a v druhém hodnota maximálního proudu.

Z toho vyplývá, že přesnost času změny požadovaných hodnot je dána nepřesností doby periody timeru a rozlišené doby komunikace počítačová aplikace s laboratorním zdrojem.

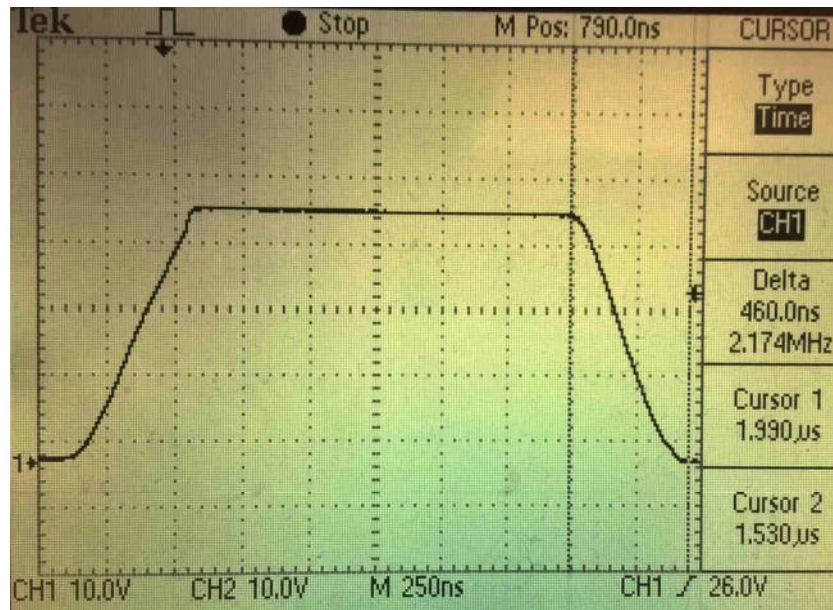
7 NAMĚŘENÉ PARAMETRY ZDROJE

Na sestaveném prototypu laboratorního zdroje bylo nejprve provedeno měření budících signálů tranzistorů. Na Obr. 7-1 můžeme vidět jejich průběhy, kdy prvním kanálem osciloskopu bylo měřeno budící napětí horního tranzistoru a druhým kanálem pak budící signál pro spodní tranzistor. Z naměřených hodnot napětí špička-špička můžeme vidět napěťový rozdíl těchto signálů, který je způsoben použitím již popsáno obvodu bootstrap, zapojeného u budícího integrovaného obvodu.



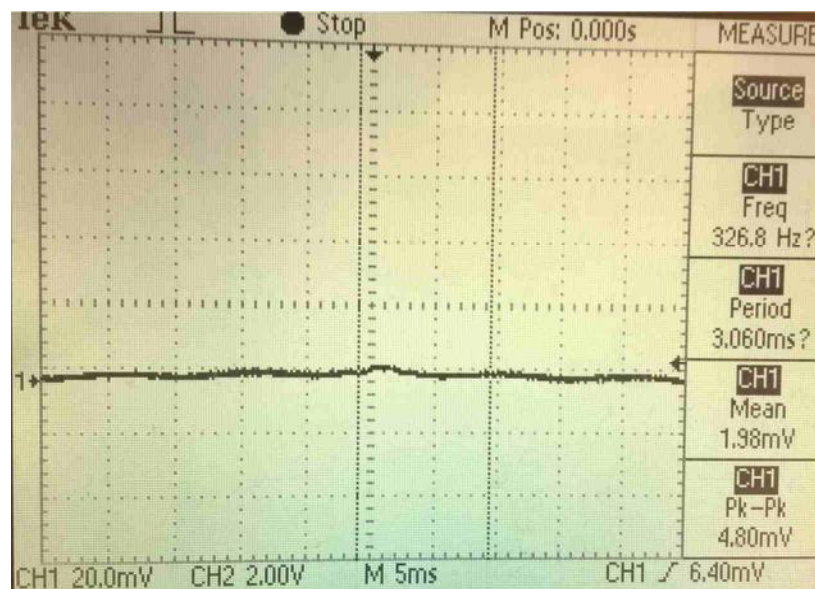
Obr. 7-1 Průběhy budících signálů tranzistorů

Na Obr. 7-2 je naměřený průběh napětí v bodě mezi spínacími tranzistory, na kterém jsou patrné náběžné a sestupné hrany horního tranzistoru. Z odměřené času pomocí kurzorů je vidět doba sestupné hrany 460ns. Tato doba je dána součtem doby sestupné hrany výstupního signálu budícího integrovaného obvodu, reakční doby tranzistoru a jeho doby sestupné hrany.



Obr. 7-2 Průběh výstupního napětí spínacích tranzistorů

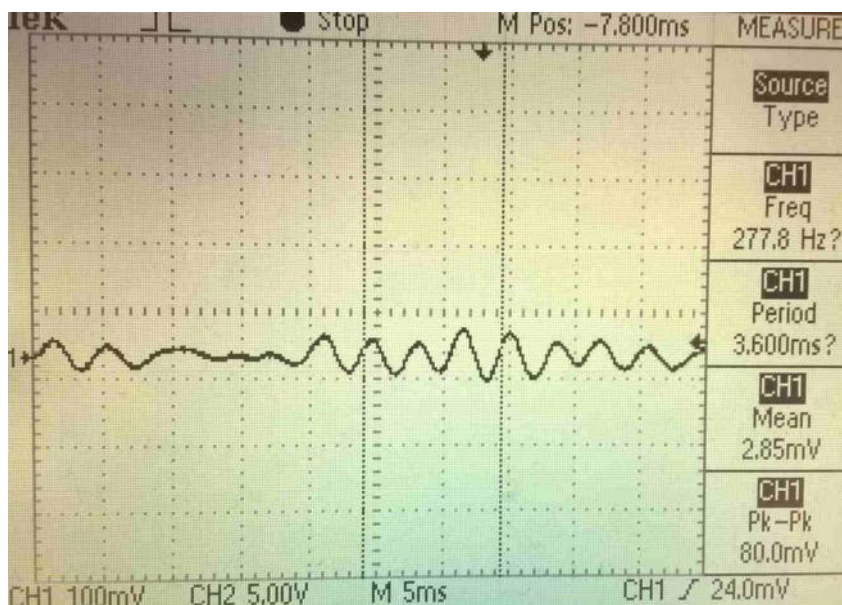
Při navrhování a testování PS regulátoru se povedlo uvést laboratorní zdroj do stavu, kdy je schopen v nezátíženém stavu vykompenzovat odchylku výstupního napětí od požadovaného. Příkladem je průběh na Obr. 7-3, kde signál výstupního napětí o hodnotě 8V měřeného na osciloskopu s AC vazbou. V tomto případě je zvlnění tohoto napětí přibližně 5mV.



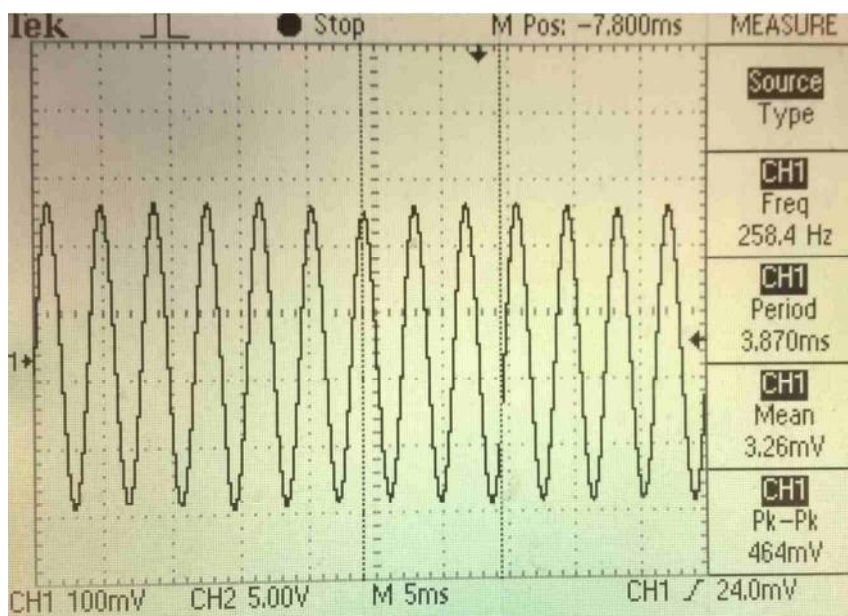
Obr. 7-3 Průběh výstupního napětí při 8V bez připojení zátěže

Na dalších obrázcích Obr. 7-4 a Obr. 7-5 je průběh výstupního napětí o stejné hodnotě 8V v případě výstupního proudu 0,5A a dále pak pro výstupní proud 0,6A. Zde je patrný postupný růst amplitudy oscilací na frekvenci přibližně 270Hz, a to nad mez praktické použitelnosti laboratorního zdroje. To je dáno nedokončením návrhu konstant

PS regulátoru z důvodu omezeného časového limitu vyhrazeného pro tuto fázi nastavení zdroje. Laboratorní zdroj je tak v době odevzdání DP z pohledu stability požadované zadáním DP funkční v omezeném rozsahu zadaných výstupních veličin (proudu).



Obr. 7-4 Průběh výstupního napětí při 8V a 0,5A



Obr. 7-5 Průběh výstupního napětí při 8V a 0,6A

S ohledem na popsaný stav realizace laboratorního zdroje lze stanovit jen některé dosažené parametry zařízení. Mezi ty patří vstupní napětí 230Vac, rozsah výstupního napětí v rozmezí 0-24V s krokem 0,1V, odepínání zátěže pomocí relé a možnost ovládání zařízení z PC přes rozhraní USB.

8 ZÁVĚR

Tato diplomová práce je zaměřena na teoretický rozbor a následně na praktickou realizaci laboratorního zdroje. V dokumentu jsou rozebrány možná zapojení lineárních stabilizátorů a následně jednotlivá zapojení spínaných měničů. Z důvodu požadovaného výstupního výkonu laboratorního zdroje a praktického seznámení s tímto zapojením byla zvolena varianta snižujícího spínaného měniče, který má vyšší účinnost oproti lineárním stabilizátorům a zároveň pracuje s nízkým napětím ze síťového transformátoru.

Pro vybrané zapojení byl uveden detailnější popis jednotlivých dějů s popsáním postupem návrhu měniče. Na základě uvedených vztahů byly vypočteny požadované hodnoty součástek a dle uvedeného blokového schématu bylo navrženo obvodové zapojení celého zařízení.

Dle tohoto návrhu byl sestaven prototyp laboratorního zdroje, na kterém byla ověřena funkčnost jednotlivých částí zařízení, včetně vytvoření řídicího programu pro zvolený mikrokontrolér. Jednotlivé díly v kontextu celého zapojení svou funkci plní dle teoretických předpokladů a rovněž byla ověřena schopnost výkonové části přístroje reagovat svými výstupními parametry na nastavení jak pomocí inkrementálního snímače čelního panelu, tak při ovládní z PC přes USB rozhraní. Měřením bylo rovněž ověřeno, že návrh vyhovuje z hlediska výkonových požadavků na výstupní veličiny tohoto zařízení.

Pro ovládní laboratorního zdroje z PC byl vytvořen grafický program, který může být náhradou čelního panelu s možností nastavení a zobrazení výstupních veličin, nebo umožňuje rozšířit funkce zařízení o vytváření požadovaných průběhů.

Při navrhování regulačního obvodu se podařilo dosáhnout ustálené odchylky výstupního napětí při nezatíženém výstupu, či s přijatelným zvlněním při nízkém výstupním proudu. S rostoucím výstupním proudem začala pak růst amplituda oscilací nad přijatelnou mez. Důvodem je nekompletní návrh regulátor, který nemohl být z časových důvodů dokončen. Z tohoto důvodu nebylo provedeno měření určující plné parametry zhotoveného laboratorního zdroje.

Na desku plošných spojů bylo osazeno Ethernetové rozhraní, jehož implementace není součástí této diplomové práce, ale spíše možným rozšířením, kterému se chci věnovat i nadále spolu s doplněním funkčnosti laboratorního zdroje.

Literatura

- [1] Mgr. Stanislav Moravec. *Parametrické stabilizátory napětí a proudu* [online]. 1.6.2001 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://slaboproud.sweb.cz/elt2/stranky1/elt036.htm>
- [2] Ing. Alecdandr Krejčířík. *Napájecí zdroje 1.: Základní zapojení analogových a spínaných napájecích zdrojů*. 2. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 1997. ISBN 80-86056-02-3
- [3] Doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. Brno: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6A
- [4] Doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka. *Vybrané statě z výkonové elektroniky Svazek 2: Pulzní měniče bez transformátoru*. Brno, 2005.
- [5] Maxim Integrated. *An Efficiency Primer for Switch-Mode, DC-DC Converter Power Supplies* [online]. 5.2007 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4266>
- [6] Abraham I. Pressman. *Switching Power Supply Design*. New York: McGraw-Hill, 1998. ISBN 0-07-052236-7
- [7] Texas Instruments. *Power Supply Topologies* [online]. 2011 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/lit/sg/slur001e/slur001e.pdf>
- [8] Microchip. *Intelligent Power Supply Design Solutions* [online]. 2.2016 [cit. 14.5.2016] Dostupné z URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/00001240F.pdf>
- [9] International Rectifier. *IRLR024N IRLU024N* [online]. 2.2010 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlr024n.pdf>
- [10] STMicroelectronics. *LFXX* [online]. 3.2015 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://www2.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/c4/0e/7e/2a/be/bc/4c/bd/CD00000546.pdf/files/CD00000546.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000546.pdf>
- [11] Texas Instruments. *LM2594/LM2594HV SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150 kHz 0.5A Step-Down Voltage Regulator* [online]. 4.2013 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/lm2594.pdf>
- [12] STMicroelectronics. *RM0033 Reference manual* [online]. 2.2015 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/cn/resource/technical/document/reference_manual/CD00225773.pdf
- [13] STMicroelectronics. *STM32F205xx STM32F207xx* [online]. 2.2016 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://www2.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/bc/21/42/43/b0/f3/4d/d3/CD00237391.pdf/files/CD00237391.pdf/jcr:content/translations/en.CD00237391.pdf>

- [14] International Rectifier. *IR2106(4)(S) & (PbF)* [online]. 12.2004 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2106.pdf>
- [15] Texas Instruments. *INA19x Current Shunt Monitor –16 V to +80 V Common-Mode Range* [online]. 1.2014 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/ina193.pdf>
- [16] FTDI Chip. *FT230X USB TO BASIC UART IC* [online]. 2015, Ver1.3 [cit.14.5.2016]. Dostupné z URL: http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT230X.pdf
- [17] Shenzhen Eone Electronics Co., LTD. *Specification for LCD module 1602A* [online]. Ver1.0 [cit. 1.5.2016]. Dostupné z URL: <https://www.openhacks.com/uploadsproductos/eone-1602a1.pdf>
- [18] Ing. Ondřej Čožík. *Použití blokovacích kondenzátorů při návrhu DPS* [online]. 2013 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <http://www.slaboproudyobzor.cz/files/20130308.pdf>
- [19] Záhlava, V. *Metodika návrhu plošných spojů*. FEL ČVUT, Praha, 2000, 1. vyd., 81 s., ISBN 80-010-2193-9
- [20] Zippy Technology Corp. *Rotatory Switches* [online]. [cit. 1.5.2015]. Dostupné z URL: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/630/497/inkrementalni-spinac-zippy-ano-i1b-m1b-o2b-s-z-datasheet-1.pdf>
- [21] Ing. David Matoušek. *USB prakticky s obvody FTDI – 1.díl*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literature, 2003. ISBN 80-7300-103-9
- [22] ON Semiconductor. *Switch-Mode Power Supply: Reference manual*. [online] 2014 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF
- [23] Emanuel Eichhammer. *Qt Plotting Widget QCustomPlot* [online]. 2013, 2015 [cit. 14.5.2016]. Dostupné z URL: <Http://www.qcustomplot.com/index.php/introduction>

Seznam příloh

Příloha 1. Seznam součástí

Příloha 2. Osazovací plán DPS

Příloha 3. Obrázky navržené DPS

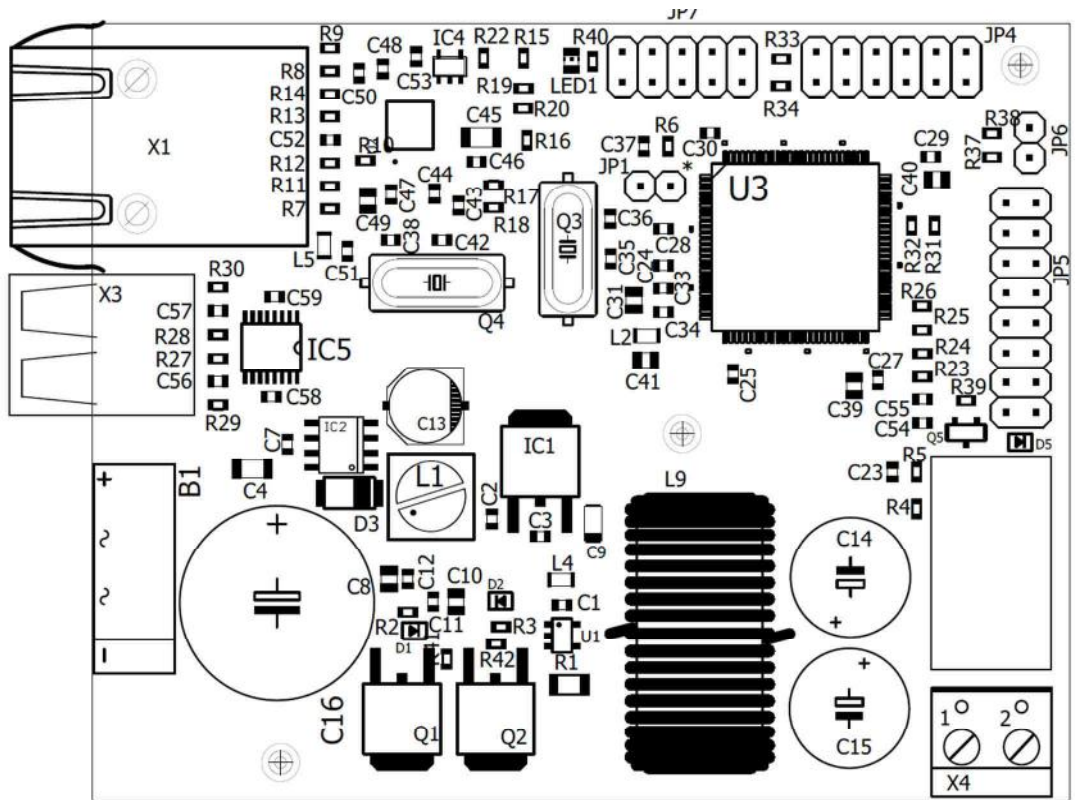
Příloha 3. CD obsahující:

- Diplomovou práci ve formátu pdf
- Zdrojové kódy mikrokontroléru
- Zdrojové kódy ovládacího programu
- Kompletní schématické zapojení laboratorního zdroje

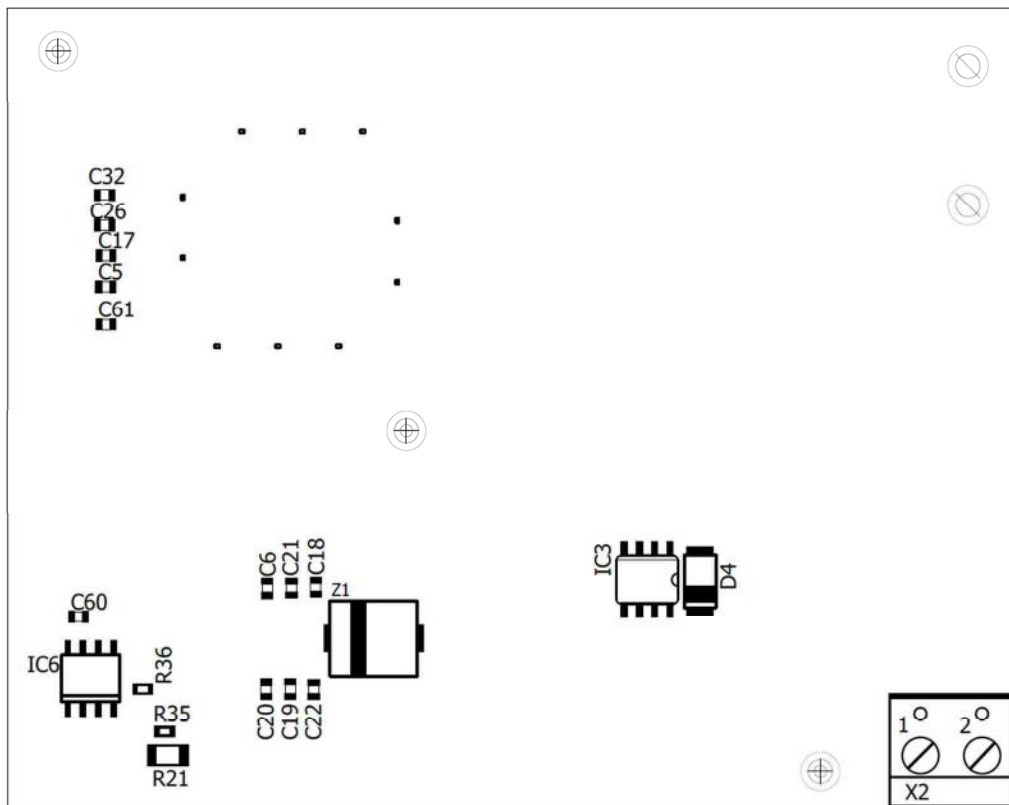
Tabulka 8-1 Seznam součástek

Value	Qty	Package	Parts
LED0805	1	CHIP-LED0805	LED1
22R	4	R0603	R17, R18, R19, R20
USB-B-H	1	USB-B-H	X3
0R075	2	R1206	R1, R21
100k	1	R0603	R4
100n/50V	39	C0603	C1, C2, C3, C5, C7, C11, C12, C17, C23, C24, C25, C26, C27, C28, C29, C30, C32, C33, C34, C37, C44, C46, C47, C48, C50, C51, C53, C54, C55, C58, C59, C60, C61, C6, C18, C19, C20, C21, C22
100u/16V	1	PANASONIC_D	C13
10R	2	R0603	R2, R3
10k	12	R0603	R5, R6, R9, R16, R23, R24, R25, R26, R37, R39, R41, R42
10u/16V	1	C0805	C8, C10
12k1	5	R0603	R10, R11, R12, R13, R14
18k	1	R0603	R36
18p	4	C0603	C35, C36, C38, C42
1N4148	3	SOD-323	D1, D2, D5
1k	1	R0603	R35
1k5	1	R0603	R15
1u/6,3V	1	C0603	C43
1u/50V	1	C1206	C4
22R	3	R0603	R22, R27, R28
22 (none)	2	R0603	R29, R30
220R	1	R0603	R40
2200u/50V	1	E7,5-16	C16
22n/6,3V	1	C0603	C52
22u/6,3V	1	SMC_A	C9
25MHz	1	SM49	Q4
270R	4	R0603	R7, R8, R31, R32
2k	1	R0603	R33
2u2/6,3V	3	C0805	C31, C39, C40
330R	1	R0603	R34
330u	1	PIS2816	L1
330u	1	SFT1240	L9
470u/50V	2	E5-10,5	C14, C15
47k	1	R0603	R38
47p	2	C0603	C56, C57
4u7/6,3V	2	C0805	C41, C49
4u7/6,3V	1	C1206	C45

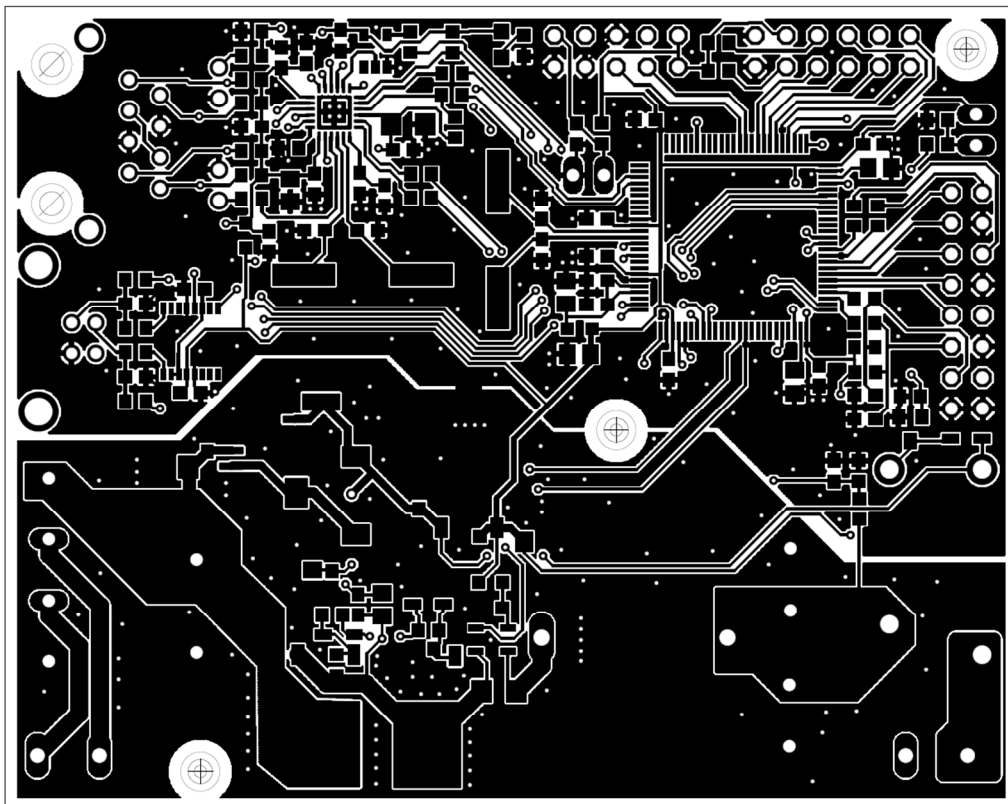
74LVC1G04DBV	1	SOT23-5	IC4
8MHz	1	SM49	Q3
BOOT	1	1X02	JP6
BSS138	1	SOT23-WIDE	Q5
BUTTONS	1	2X08	JP5
DEBUG	1	2X05	JP7
FT230XS	1	SSOP16	IC5
INA193	1	SOT23-5	U1
IN~	1	W237-132	X2
IR2106S	1	SO08	IC3
J1011F01P	1	J1	X1
KBL406	1	2KBB-R	B1
LAN8720	1	QFN24_4MM	U2
LCBA-601	1	L2012C	L4
LCBB-601	2	L2012C	L2, L5
LCD	1	2X06	JP4
LF33CDT	1	TO252	IC1
LM2594-12	1	SO08	IC2
OJE-SS-112LM	1	OJE-SS-112LM	U\$4
OUT	1	W237-132	X4
RESET	1	1X02	JP1
SMCJ26CA	1	SMCJ	Z1
SS16	2	DO-214AC	D3, D4
IRLR024N	2	TO252	Q1, Q2
STM32F207VCT6	1	QFP50P1600X1600X160-100N	U3
TLC272	1	SO08	IC6



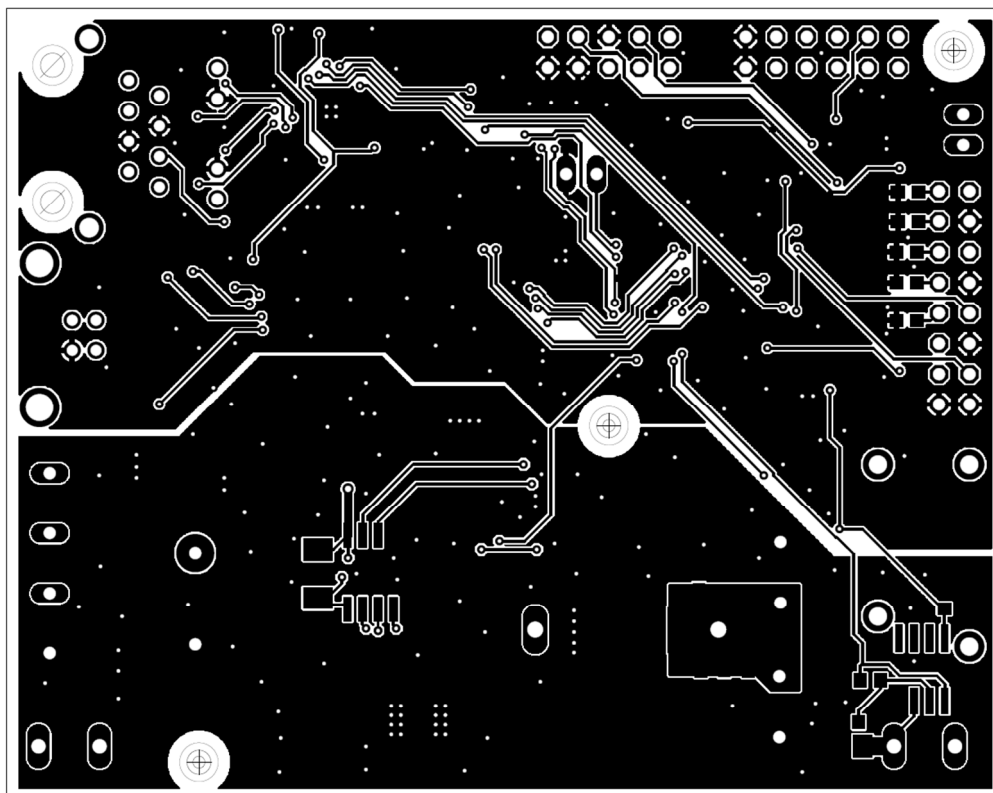
Obr. 8-1 Osazovací pláněk horní strany DPS



Obr. 8-2 Osazovací pláněk spodní strany DPS



Obr. 8-3 Horní strana navržené DPS



Obr. 8-4 Spodní strana navržené DPS