



Funkční vzorek proudového střídače pro napájení kapacitní zátěže

Diplomová práce

Studijní program:

N2612 Elektrotechnika a informatika

Studijní obor:

Mechatronika

Autor práce:

Bc. Vojtěch Snopek

Vedoucí práce:

Ing. Martin Černík, Ph.D.

Ústav mechatroniky a technické informatiky





Zadání diplomové práce

Funkční vzorek proudového střídače pro napájení kapacitní zátěže

Jméno a příjmení: **Bc. Vojtěch Snopek**
Osobní číslo: M18000169
Studijní program: N2612 Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Mechatronika
Zadávací katedra: Ústav mechatroniky a technické informatiky
Akademický rok: **2020/2021**

Zásady pro vypracování:

1. Ve vhodném obvodovém simulátoru proveďte odhad časových průběhů napětí a proudů v důležitých uzlech a větvích silové části proudového střídače.
2. Dokončete obvodový návrh silové a logické části proudového střídače, připravte podklady pro realizaci desek plošných spojů.
3. Hotové desky plošných spojů střídače osadte a oživte.
4. Změřte časové průběhy napětí a proudu na důležitých uzlech a větvích silové části obvodu a porovnejte je se simulovanými hodnotami.

Rozsah grafických prací:
Rozsah pracovní zprávy:
Forma zpracování práce:
Jazyk práce:

dle potřeby dokumentace
40–50 stran
tištěná/elektronická
Čeština



Seznam odborné literatury:

- [1] Černík, M: Možnosti užití proudového střídače pro napájení piezoelektrického aktuátoru s velkou kapacitou. XXXIII konference o elektrických pohonech Plzeň 2013. ISBN 978-80-02-02457-6.
- [2] Dorf, R. C.: Electrical Engineering Handbook. CRC Press LLC, 2000, ISBN 9781420049763.

Vedoucí práce:

Ing. Martin Černík, Ph.D.
Ústav mechatroniky a technické informatiky

Datum zadání práce:

9. října 2020

Předpokládaný termín odevzdání:

17. května 2021

prof. Ing. Zdeněk Plíva, Ph.D.
děkan

L.S.

doc. Ing. Milan Kolář, CSc.
vedoucí ústavu

V Liberci dne 9. října 2020

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci jsem vypracoval samostatně jako původní dílo s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé diplomové práce a konzultantem.

Jsem si vědom toho, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu Technické univerzity v Liberci.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti Technickou univerzitu v Liberci; v tomto případě má Technická univerzita v Liberci právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Současně čestně prohlašuji, že text elektronické podoby práce vložený do IS/STAG se shoduje s textem tištěné podoby práce.

Beru na vědomí, že má diplomová práce bude zveřejněna Technickou univerzitou v Liberci v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů.

Jsem si vědom následků, které podle zákona o vysokých školách mohou vyplývat z porušení tohoto prohlášení.

7. ledna 2021

Bc. Vojtěch Snopek

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat svému vedoucímu práce panu Ing. Martinu Černíkovi Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Poděkování patří také Ing. Leoši Petržílkovi a celému kolektivu PCB-Lab za výrobu plošných spojů.

Abstrakt

Tato diplomová práce je zaměřena na konstrukci proudového střídače pro napájení kapacitní zátěže, což v tomto případě představuje piezoelektrický aktuátor. Střídač je rozdělen na dvě základní části, a to proudový zdroj a samotný střídač. Proudový zdroj je koncipován dvou kvadrantově a střídač je zapojen jako plný H-můstek.

Na začátku je rozebrána problematika budičů obecně a jsou zde popsány používané topologie budičů. Následně jsou v práci popsány simulace použitého proudového střídače pomocí počítačového softwaru. Práce dále obsahuje návrh, osazení a oživení plošných spojů a veškerých komponent pro proudový střídač. Hlavním produktem této práce je hotový funkční vzorek proudového střídače pro napájení kapacitní zátěže. Závěr práce prezentuje výsledky měření časových průběhů napětí a proudu na funkčním vzorku proudového střídače a jejich porovnání s hodnotami získanými ze simulací.

Klíčová slova

Proudový zdroj, proudový střídač, PWM, piezoelektrický aktuátor, simulace, zesilovač, budič, topologie, tlumivka

Abstract

This diploma thesis is focused on the construction of a current inverter for driving of capacitive load, that is represented by a piezoelectric actuator in this case. The inverter is divided into two basic parts, the current source and the inverter itself. The power supply is designed into two quadrants and the inverter is connected as a full H-bridge.

There is discussed the matter of drivers in general at the beginning and the used topologies of drivers are described there. As a next step the simulations of the applied current inverter done by computer software are described. Then the design, installation and revitalization of printed circuit boards of all components for the current inverter are included. The main product of this work is the accomplished functional sample of the current inverter for driving of capacitive load. The results of the time courses of voltage and current measuring on the functional sample of the current inverter and their comparison with the results obtained by the simulations are represented at the end of this diploma thesis.

Key words

Current source, current inverter, PWM, piezo actuator, simulation, amplifier, driver, topology, choke

Obsah

| | |
|---|----|
| Obsah | 8 |
| Seznam použitých obrázků | 9 |
| Seznam tabulek..... | 11 |
| Seznam grafů | 11 |
| Seznam symbolů a zkratek..... | 12 |
| 1. Úvod..... | 13 |
| 2. Teoretický rozbor..... | 14 |
| 2.1. Volba napájecího zdroje ke kapacitní zátěži | 14 |
| 2.2. Piezoelektrický aktuátor..... | 15 |
| 2.3. Elektronické obvody pro buzení piezoelektrických aktuátorů..... | 16 |
| 2.3.1. Lineární aplikace | 16 |
| 2.3.2. Nelineární aplikace | 22 |
| 2.4. Použitá topologie proudového střídače pro vlastní řešení..... | 26 |
| 2.4.1. Blokové schéma použitého proudového střídače | 26 |
| 2.4.2. Základní schéma použitého proudového střídače | 27 |
| 3. Vlastní realizace..... | 31 |
| 3.1. Simulace proudového střídače..... | 31 |
| 3.1.1. Základní simulace | 32 |
| 3.1.2. Simulace střídače při působení vnější mechanické síly na aktuátor..... | 34 |
| 3.1.3. Simulace tvrdého spínání/vypínání na prvcích střídače..... | 36 |
| 3.2. Konstrukce..... | 40 |
| 3.2.1. Návrhy a výpočty | 40 |
| 3.2.2. Teoretický výpočet ztrát střídače | 49 |
| 3.3. Osazení a oživení desek plošných spojů | 53 |
| 3.3.1. Osazení desek plošných spojů | 53 |
| 3.3.2. Oživení desek plošných spojů | 54 |
| 3.4. Měření na výrobku a porovnání s nasimulovanými hodnotami | 59 |
| 4. Závěr | 64 |
| Seznam použité literatury a zdrojů..... | 66 |
| Přílohy | 68 |

Seznam použitých obrázků

| | |
|---|----|
| Obrázek 1 Náhradní schéma piezoelektrického aktuátoru jako elektrického jednobranu | 15 |
| Obrázek 2 Základní schéma zesilovače třídy AB | 17 |
| Obrázek 3 Proudový zesilovač a) zjednodušené analogové schéma, b) blokový diagram [11] | 18 |
| Obrázek 4 Invertující integrační zesilovač jako PI regulátor [11] | 19 |
| Obrázek 5 Blokové schéma zesilovače třídy D podle [14] | 20 |
| Obrázek 6 Napěťový střídač s PWM řízením | 21 |
| Obrázek 7 Napěťový střídač s výstupními filtry podle [12] | 23 |
| Obrázek 8 Topologie paralelního LC střídače [10] | 25 |
| Obrázek 9 Blokové schéma střídače | 26 |
| Obrázek 10 Schéma proudového střídače | 28 |
| Obrázek 11 Tvar napětí na kapacitní zátěži a časové průběhy spínání tranzistorů v proudovém střídači | 28 |
| Obrázek 12 Směry toků proudu: a) Tok energie od zdroje k zátěži b) Tok energie z tlumivky zpět do zdroje - před komutací c) Při komutaci d) Po komutaci | 30 |
| Obrázek 13 Simulační schéma | 32 |
| Obrázek 14 Časové průběhy napětí a proudu ze simulace | 33 |
| Obrázek 15 Simulační schéma s vnějším působení sil | 35 |
| Obrázek 16 Časové průběhy napětí a proudu ze simulace s vnějším působení sil | 35 |
| Obrázek 17 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém spínání ve střídači | 36 |
| Obrázek 18 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém vypínání ve střídači | 37 |
| Obrázek 19 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém sepnutí a vypnutí tranzistorů do kříže | 38 |

| | |
|---|----|
| Obrázek 20 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém spínání ve zdroji proudu | 39 |
| Obrázek 21 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém vypínání ve zdroji proudu | 39 |
| Obrázek 22 Napájení optočlenů | 41 |
| Obrázek 23 Blok pro regulaci výstupního napětí..... | 41 |
| Obrázek 24 Schéma PWM generátoru | 43 |
| Obrázek 25 Modulace PWM generátoru [6] | 45 |
| Obrázek 26 Schéma zapojení zpoždění | 47 |
| Obrázek 27 Časový průběh napětí a proudu na řízeném spínači [15]..... | 49 |
| Obrázek 28 Osazená DPS silové části proudového střídače | 53 |
| Obrázek 29 Osazená DPS PWM generátoru | 54 |
| Obrázek 30 Schéma zapojení proudového zdroje | 55 |
| Obrázek 31 Obvod pro posílení signálu | 57 |
| Obrázek 32 Schéma zapojení proudového střídače | 58 |
| Obrázek 33 Výstupní napětí na kapacitní zátěži | 59 |
| Obrázek 34 Vstupní a výstupní signál z PWM generátoru..... | 60 |
| Obrázek 35 Překrývání časů..... | 61 |
| Obrázek 36 Zásah do DPS | 61 |
| Obrázek 37 Průběh napětí a proudu v jedné větvi střídače | 62 |
| Obrázek 38 Výstupní napětí na zátěži 1..... | 63 |
| Obrázek 39 Výstupní napětí na zátěži 2..... | 63 |

Seznam tabulek

| | |
|--|----|
| Tabulka 1 Výpočet tlumivky | 48 |
| Tabulka 2 Napájecí hodnoty a parametry použitých prvků..... | 51 |
| Tabulka 3 Celkové ztráty při různých proudech a napětích | 52 |
| Tabulka 4 Naměřené hodnoty proudového zdroje | 56 |

Seznam grafů

| | |
|--|----|
| Graf 1 Charakteristika proudového zdroje | 56 |
| Graf 2 Změna střídy při zatěžování zdroje proudu | 57 |

Seznam symbolů a zkratek

Fyzikální veličiny:

| Značka | Jednotka | Popis |
|--------------|------------------|---------------------------------------|
| C, L, R | $[F, H, \Omega]$ | Kapacita, indukčnost, odpor |
| W, P | $[W]$ | Výkon, ztrátový výkon |
| B | $[T]$ | Hodnota sycení jádra |
| f, m_f | $[Hz]$ | Frekvence, frekvenční modulační poměr |
| F, M | $[N, N \cdot m]$ | Síla, moment síly |
| U, I, Q, v | $[V, I, C]$ | Napětí, proud, náboj, napěťový signál |
| l_a | $[m]$ | Základní tloušťka vzduchové mezery |
| S | $[mm^2]$ | Průřez |
| t | $[s]$ | čas |
| N | | Počet závitů |
| Q – faktor | | Činitel jakosti |

Zkratky:

| | |
|------|--|
| PWM | Pulse Width Modulation (pulzně šířková modulace) |
| DPS | Deska plošného spoje |
| NPN | Bipolární tranzistor, kde polovodič typu p je vložen mezi dva polovodiče typu n |
| PNP | Bipolární tranzistor, kde polovodič typu n je vložen mezi dva polovodiče typu p |
| DC | Stejnoseměrný proud |
| THD | Celkové harmonické zkreslení |
| RLC | Sériové nebo paralelní zapojení odporu, indukčnosti a kapacity |
| LC | filtr tvořený sériovým zapojením tlumivky a vlastní kapacity piezoelektrického aktuátoru |
| LLCC | filtr tvořený sérioparalelním zapojením dvou tlumivek, jednoho kondenzátoru a vlastní kapacity piezoelektrického aktuátoru |
| P | Proporcionální složka regulátoru |
| I | Integrační složka regulátoru |

1. Úvod

Mechatronika je obor, který v dnešní době zažívá nebývalý rozvoj. Prolíná se v něm několik oborů zároveň – mechanika, elektronika, informatika a řízení. Příkladem ukázkou mechatronického zařízení je piezoelektrický aktuátor, neboť tato součástka umí přeměnit elektrickou energii na mechanickou a naopak. Piezoelektrické aktuátory našly nespočet uplatnění například v řízení vibrací, nano polohování, pohonu, ultrazvukové čištění či řezání, ultrazvukových čidlech a podobně.

Piezoelektrický aktuátor jako zátěž má silně reaktivní charakter, který je způsoben vlastní kapacitou aktuátoru. Z tohoto důvodu elektronický obvod použitý pro buzení musí mít takové vlastnosti, aby vyhovoval specifickým potřebám daného piezoelektrického aktuátoru. Jednou z možností je využití proudového střídače pro napájení kapacitní zátěže, a to z důvodu přesného dávkování náboje střídačem bez ohledu na aktuální napětí na piezoelektrickém aktuátoru.

Cílem práce je navrhnout a sestavit funkční vzorek proudového střídače pro kapacitní zátěž. K dosažení tohoto cíle je potřeba se nejprve seznámit s problematikou napájecích zdrojů pro kapacitní zátěž. Dále vybraný proudový střídač nasimulovat a ověřit funkčnost návrhu ve vhodném obvodovém simulátoru. Poté navrhnout plošné spoje pro jednotlivé komponenty proudového střídače, tyto spoje oživit a ověřit jejich praktickou funkčnost. Nakonec vykonaná měření porovnat s výsledky ze simulací.

2. Teoretický rozbor

V této kapitole se věnuji teoretickému rozboru napájecích zdrojů a kapacitní zátěži, kterou představuje piezoelektrický aktuátor. Tento rozbor je rozdělen do čtyř částí, a to:

- 1) Volba napájecího zdroje ke kapacitní zátěži
- 2) Piezoelektrický aktuátor
- 3) Elektronické obvody pro buzení piezoelektrických aktuátorů
- 4) Použitá topologie proudového střídače pro vlastní řešení

2.1. Volba napájecího zdroje ke kapacitní zátěži

V této kapitole uvádím teoretický rozklad volby budiče pro zátěž s kapacitním charakterem. [1] a [3]

Když vezmeme v úvahu elektromagnetický pohon, tak jeho velikost síly je přímo úměrná velikosti proudu.

$$F \approx I \quad (1)$$

Z rovnice (2) je vidět, že proud, který napájí magnetický obvod, má induktivní charakter a při zanedbání odporové složky, což je odpor vinutí, je časový integrál napětí přímo úměrný přírůstku proudu.

$$\Delta F \approx \Delta I = \frac{1}{L} \int_0^{\partial t} u \, d\tau \quad (2)$$

Proto se pro napájení elektromagnetických pohonů používá střídač s napěťovým meziobvodem, protože nárůst nebo pokles síly F anebo momentu M je zajištěn napěťovým pulsem o časové délce ∂t .

Naproti tomu u piezoelektrických aktuátorů je velikost síly přímo úměrná velikosti napětí.

$$F \approx U \quad (3)$$

Z rovnice (4) je vidět, že změna napětí je rovna časovému integrálu proudu, tedy elektrickému náboji Q , který přivádíme do aktuátoru.

$$\Delta F \approx \Delta U = \frac{1}{C} \int_0^{\partial t} i \, d\tau \quad (4)$$

Proudový střídač poskytuje do zátěže řadu proudových pulzů o konstantní hodnotě proudu a nastavitelné délce t_0 . Každý pulz potom odpovídá elektrickému náboji, jak je uvedeno v rovnici (5).

$$Q_0 = I \cdot t_0 \quad (5)$$

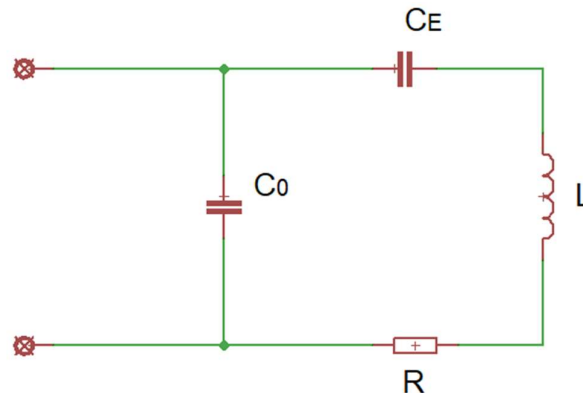
Díky tomu tedy velikost náboje lze řídit délkou časového pulzu t_0 .

Střídače s napěťovým meziobvodem se dají použít pro napájení zátěže s kapacitním charakterem pouze při použití výstupního filtru, který zajistí, že střídač bude pracovat do induktivní zátěže.

V porovnání s napěťovým střídačem se jeví použití proudového střídače jako vhodnější volba pro napájení kapacitní zátěže.

2.2. Piezoelektrický aktuátor

Protože se proudový střídač bude používat pro napájení zátěže s kapacitním charakterem, což v mém případě je piezoelektrický aktuátor, uvádím náhradní elektrické schéma, které je vidět na obrázku 1.



Obrázek 1 Náhradní schéma piezoelektrického aktuátoru jako elektrického jednobranu

Piezoelektrický aktuátor se popisuje pomocí náhradního schématu, kde kondenzátor označený jako C_0 je vlastní kapacita piezoelektrického měniče, která je ovlivněna vlastní tloušťkou měniče, plochou a permitivitou elektrod. Každý systém s piezoelektrickým aktuátorem má vlastní mechanické rezonance a jejich mechanické vlastnosti se ve schématu projevují jako LRC rezonanční obvod naladěný na frekvenci té mechanické rezonance. Tedy C_E je elektrický ekvivalent mechanické poddajnosti měniče, L je ekvivalent hmotnosti měniče a R jsou ztráty na měniči. [10]

Jev, při kterém dochází k mechanické deformaci krystalů v piezoelektrickém aktuátoru po přiložení elektrického pole, se nazývá nepřímý piezoelektrický jev. Tento jev se využívá k přeměně elektrické energie na energii mechanickou. Deformace krystalů je velmi malá – řádově 0,1 % rozměru aktuátoru. Protože je tento jev, dá se říci skoro nepatrný, je jeho užití vhodné například k velmi přesnému polohování či pohonu. [7]

Piezoelektrický aktuátor má i přímý jev. Přímý piezoelektrický jev vzniká při působení mechanického tlaku na aktuátor, přičemž vzniká náboj na středově nesymetrických plochách krystalů. Tento jev lze vysvětlit posunem opačně nabitých iontů v krystalické mřížce, čímž vzniká mezi plochami aktuátoru elektrické napětí. [7]

Jelikož piezoelektrické aktuátory mohou přenášet energii obousměrně, je vhodné použít budič, který je schopný nejenom přenést energii do zátěže, ale tuto energii také přijmout. To zajistí nejvyšší účinnost budiče. Při toku energie ze zdroje do zátěže a naopak vznikají proudové špičky, které zatěžují spínací prvky použité ve střídači. Ty musí být vhodně zvoleny tak, aby nedošlo k jejich poškození.

2.3. Elektronické obvody pro buzení piezoelektrických aktuátorů

Piezoelektrický aktuátor, jako výkonové mechanické zařízení, musí být napájeno vhodným elektronickým zesilovačem. S ohledem na potřebu docílit nejvyšší účinnosti zesilovače a schopnosti přenášet energii ze zdroje do zátěže a zpět se jako nejvhodnější jeví užití lineárního zesilovače třídy AB anebo spínaného zesilovače třídy D.

Použití piezoaktuátorů se dělí na lineární a nelineární aplikace. Z tohoto důvodu je nutno i elektronické obvody pro buzení piezoelektrických aktuátorů rozdělit na lineární a nelineární aplikaci. Níže jsou tyto aplikace popsány a rozebrány podrobněji.

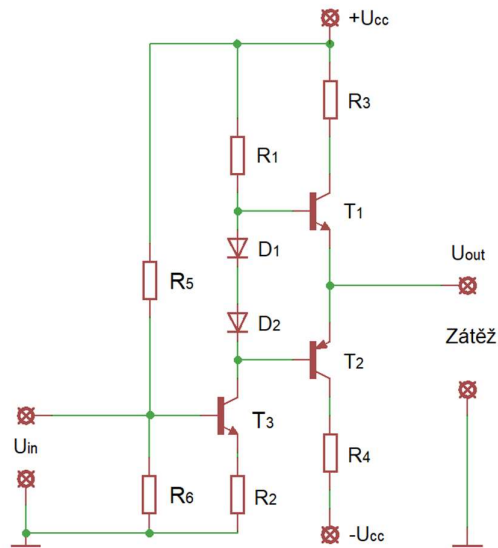
2.3.1. Lineární aplikace

Lineární aplikace využívá linearity zesilovačů a pracují v širokém spektru frekvencí. To znamená, že se nevyužívá pouze rezonančních vlastností piezoelektrických aktuátorů. Lineární aplikace se využívají například k mikro polohování, lineárnímu přenosu vibrací nebo zvuku a podobně. Velikost posuvu je přímo úměrná napětí. Dále jsou popsány budiče a topologie, které jsou používány k lineárním aplikacím.

2.3.1.1. Lineární zesilovač – třída AB

Třída AB vychází z třídy B. Tato třída má vyšší klidový proud než třída B. Tím pádem se pracovní bod posouvá k lineární části převodní charakteristiky. Díky tomu nedochází ke zkreslení vstupního signálu s nízkou úrovní. Výhodou tohoto zapojení u čistě odporové zátěže je vyšší účinnost oproti třídě A (60 %) s tím, že zároveň nedochází ke zkreslení signálu s nízkou úrovní na vstupu jako u třídy B. Tyto zesilovače patří do skupiny lineárních zesilovačů, kde se pracovní bod posouvá po převodní charakteristice podle vstupního signálu. [8]

Základní zapojení zesilovače třídy AB je vidět na obrázku 2.



Obrázek 2 Základní schéma zesilovače třídy AB

Základní zapojení zesilovače třídy AB je tvořeno třemi tranzistory. Jeden tranzistor NPN, označený ve schématu jako T1, je pro řízení proudu v kladné půlvlně a druhý tranzistor PNP, označený jako T2, řídí proud v záporné půlvlně. Třetí tranzistor, označený jako T3, plní funkci budícího stupně. Jak již bylo řečeno, aby nedocházelo ke zkreslování vstupního signálu s nízkou úrovní, má zesilovač třídy AB vyšší klidový proud. Tento vyšší klidový proud je nastaven pomocí diod D1 a D2.

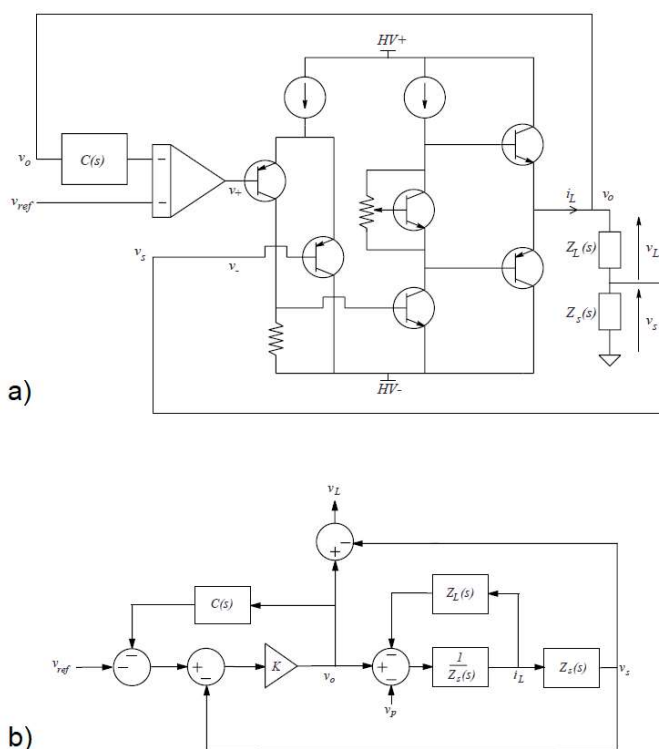
Nevýhodou tohoto zapojení při použití silně reaktivní zátěže, v mém případě kapacitní zátěže, je fakt, že se účinnost značně snižuje. Zátěž odebrává velké množství jalového výkonu, který se ale maří v zesilovači při vyšších frekvencích. Při čistě kapacitní zátěži se ztrátový výkon počítá pomocí vzorce (6), který je přímo úměrný zdánlivému výkonu. [1]

$$P_z = 4 \cdot C_p \cdot f \cdot U_s^2 \quad (6)$$

Z toho plyne, že pro velké piezoelektrické aktuátory může být hodnota ztrátového výkonu velmi vysoká a účinnost tak bude velmi nízká. Většina energie se zmaří v zesilovači. Proto zapojení třídy AB má smysl pouze u malých výkonů, kde zmařený výkon v zesilovači bude v řádech wattů.

2.3.1.1.1. Lineární zesilovač s proudovým výstupem – řízení

Tento typ zesilovače [11] představuje zesilovač proudu, který je vysoce přesný a umožňuje velmi nízkofrekvenční regulaci. Hlavní myšlenka spočívá v principu, že ke smyčce zpětné vazby proudu se přiřadí další smyčka zpětné vazby výstupního napětí, a tím je zajištěn efektivní odhad výstupního napětí a případná „eliminace“ nežádoucího zdroje stejnosměrného napětí.



Obrázek 3 Proudový zesilovač a) zjednodušené analogové schéma, b) blokový diagram [11]

Na obrázku 3 a) je znázorněno zjednodušené analogové schéma proudového zesilovače. Toto schéma obsahuje tři části, a to diferenciální vstup, transkonduktanční stupeň a proudový zesilovač, tedy $v_o = K(v_+ - v_-)$, kde K je kombinovaný zisk diferenciálního a transkonduktančního stupně.

Transkonduktance, někdy zvaná jako přenosová vodivost, je elektrická vlastnost, která popisuje vztah výstupního proudu ku vstupnímu napětí.

Požadovaná napětí a proudy jsou uvedeny v blokovém diagramu systému znázorněném na obrázku 3 b). Pomocný signál v_p představuje vnitřní zdroj napětí zátěže, například napětí uvnitř piezoelektrického aktuátoru.

Řízení zesilovače má dva úkoly, a to:

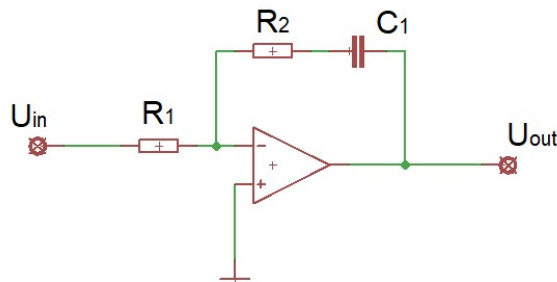
- zajistit výkon při snímání referenčního proudu
- poskytnout nízkofrekvenční stejnosměrnou regulaci odpovídající napětí v_0

Pro řízení zesilovače máme tři možnosti regulátorů, a to:

- proporcionální
- integrační
- kombinaci předchozích tedy PI.

Regulátor je ve schématech zastoupen blokem C(s).

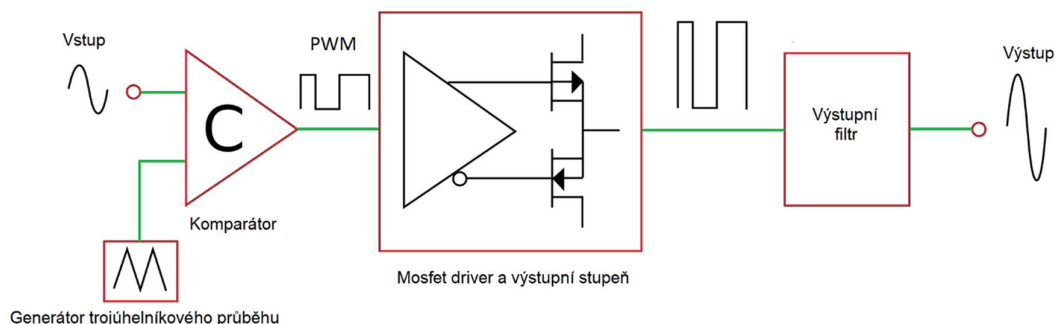
Z uvedeného zdroje vyplývá, že s proporcionálním regulátorem dochází k nabíjení kapacitní zátěže, protože samotný proporcionální regulátor má trvalou regulační odchylku. Integrační regulátor tuto trvalou regulační odchylku odstraní, ale zavede do systému slabě tlumené kmitání. Proto je v přechodové odezvě extrémně dlouhá doba ustálení. Přijatelnou volbou regulátoru je kombinace předchozích regulátorů, tedy PI regulátor. Nejenže trvale odstraní regulační odchylku, ale zavede i vcelku rychlé ustálení v přechodové odezvě. Tento PI regulátor a jeho schéma zapojení je vidět na obrázku 4.



Obrázek 4 Invertující integrační zesilovač jako PI regulátor [11]

2.3.1.2. Spínaný zesilovač – třída D

Zesilovač třídy D pracuje na jiném principu než lineární zesilovač třídy AB. Výstupní stupeň zesilovače je zapojen buďto do polovičního mostu, nebo plného mostu. Tranzistory ve výstupním stupni pracují jako spínače, které jsou řízeny pomocí PWM. Vstupní signál je modulovaný pomocí PWM, což je princip přenosu analogového signálu pomocí signálu, který je tvořen pouze dvěma stavy. Jedná se tedy o diskretní signál. Blokové schéma zesilovače třídy D je vidět na obrázku 5.



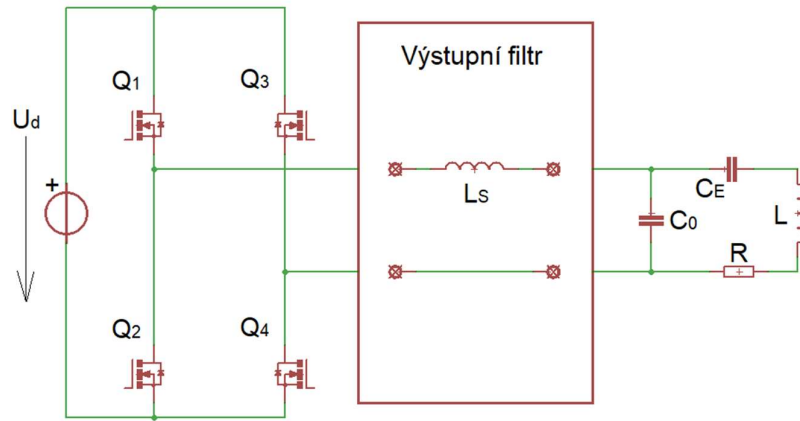
Obrázek 5 Blokové schéma zesilovače třídy D podle [14]

Díky provozu tranzistorů v oblasti saturace je na nich minimální úbytek napětí a zesilovač tak má mnohem vyšší účinnost, která může dosahovat až 95 % (standardně je tato účinnost nižší). Díky vysoké účinnosti se tak zesilovače třídy D u malých výstupních výkonů – v řádech desítek wattů, mohou provozovat bez chladiče, což u třídy AB není možné. [8]

2.3.1.2.1. Napěťový střídač s PWM řízením

Tato topologie představuje napěťový střídač s PWM řízením s filtrem zvaným dolní propust na výstupu. [12]

Pro napájení piezoelektrického aktuátoru pomocí napěťového střídače je zapotřebí zařadit mezi střídač a zátěž výstupní filtr, který zaručí, že napěťový střídač bude pracovat do induktivní zátěže. Tento filtr se nazývá dolní propust. Schéma zapojení je vidět na obrázku 6.



Obrázek 6 Napěťový střídač s PWM řízením

Střídač řízený pomocí PWM pracuje na vyšší spínací frekvenci, díky čemuž se potlačí vyšší harmonické, které vystupují ze střídače. Spínací frekvence se volí podle vzorce (7), kde m_f je frekvenční modulační poměr.

$$f_S = m_f \cdot f_{res} \quad (7)$$

Tyto vlastnosti umožňují použít filtr zvaný dolní propust, který se skládá z indukčnosti L_S a vlastní kapacity piezoelektrického aktuátoru C_P , jehož rezonanční frekvence je umístěna mezi základní oscilací a první objevující se harmonickou. Rovnice (8) je vztah pro výpočet indukčnosti.

$$L_S = \frac{1}{(m_f \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{res})^2 \cdot C_0} \quad (8)$$

Hlavní výhodou střídače s PWM řízením je možnost napájení různých piezoelektrických aktuátorů s různými rezonančními frekvencemi beze změny výstupního filtru. Piezoelektrické aktuátory je možné napájet i tehdy, když se vlastní kapacita piezoelektrického aktuátoru výrazně liší od použité kapacity v návrhové rovnici (10). Toho se dosáhne zvýšením spínací frekvence PWM, a tak lze posouvat mezeru mezi provozní frekvencí a frekvencí první harmonické.

Konstrukční výhoda střídače s PWM řízením oproti topologiím s rezonančními filtry spočívá v tom, že při vysokých spínacích frekvencích může být významně snížena indukce L_S , což vede k menším a lehčím komponentům použitým v topologii.

Nevýhodou jsou vyšší spínací ztráty a náročnost na odvod tepla z obvodu kvůli vyšším spínacím frekvencím.

2.3.2. Nelineární aplikace

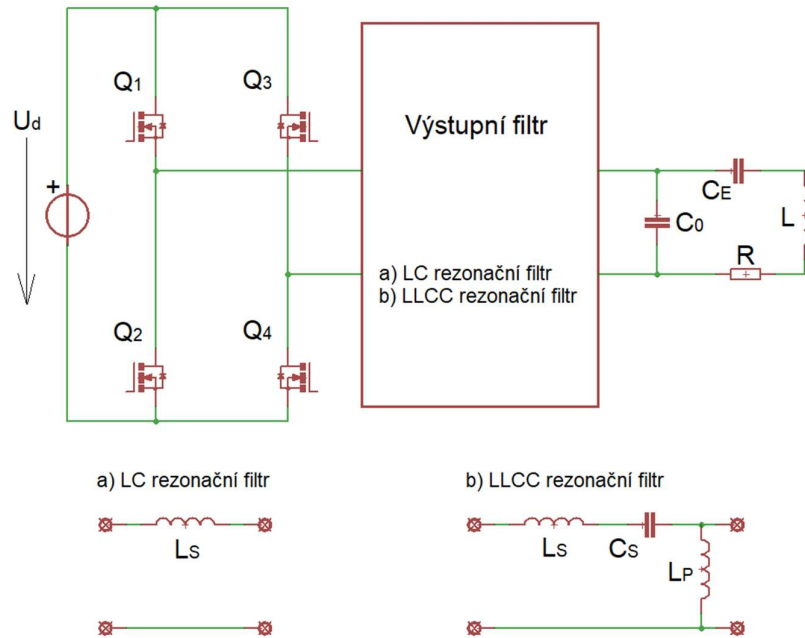
Nelineární aplikace využívají rezonanční vlastnosti piezoelektrického aktuátoru, z tohoto důvodu jsou budiče konstruovány pouze na jednu konkrétní budící frekvenci, která odpovídá rezonanční frekvenci piezoelektrického aktuátoru. Nelineární aplikace jsou využívány v ultrazvukových čidlech, ultrazvukových měničích a pro ultrazvukové čištění nebo řezání atd.

2.3.2.1. Napěťové střídače s výstupními filtry

Pro napájení piezoelektrického aktuátoru pomocí napěťového střídače je zapotřebí zařadit mezi střídač a zátěž výstupní filtr, který zaručí, že napěťový střídač bude pracovat do induktivní zátěže. Tedy stejně jako u lineární aplikace. Tyto filtry se dělí na:

- LC rezonanční filtr
- LLC rezonanční filtr

Pro oba rezonanční filtry se řízení tranzistorů zajišťuje pomocí obdélkového signálu s frekvencí, která odpovídá rezonanční frekvenci použitého piezoelektrického aktuátoru. Proto jsou tato zapojení vhodná pouze pro jeden konkrétní piezoelektrický aktuátor, na který byly filtry konstruovány. Schémata zapojení LC a LLC rezonančního filtru jsou znázorněna na obrázku 7.



Obrázek 7 Napěťový střídač s výstupními filtry podle [12]

Těmto zapojením se nyní budeme věnovat podrobněji.

2.3.2.1.1. LC rezonanční filtr

Tato topologie představuje napěťový střídač s LC rezonančním filtrem na výstupu. [12]

LC rezonanční střídač je nastaven na frekvenci f_s , která je nastavena poblíž rezonanční frekvence aktuátoru f_{res} . Resonanční frekvence elektrického rezonančního obvodu, tedy filtru, je nastavena mírně pod rezonanční frekvenci piezoelektrického aktuátoru. Pomocí rovnice (9) můžeme navrhnout indukčnost L_s , která je součástí LC rezonančního filtru spolu s kapacitou C_0 , což je vlastní kapacita piezoelektrického aktuátoru. Resonanční LC obvod má nejvyšší citlivost při provozu poblíž rezonanční frekvence piezoelektrického aktuátoru. To je ovlivněno výběrem Δf_{el} . Při rezonanční frekvenci klesá napětí, což vyžaduje vysokonapěťovou rezervu v meziobvodu. Pro provoz tohoto obvodu je tedy zapotřebí použít regulátor napětí.

$$L_s = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot (f_{res} - \Delta f_{el}))^2 \cdot C_0} \quad (9)$$

Nevýhodou tohoto zapojení je vysoká citlivost. Další nevýhodou je, že již navržený filtr nejde jednoduše předělat pro provoz zátěže s jinými parametry. Vždy je nutné znovu

navrhnout novou indukčnost filtru L_S a nastavit frekvenci spínání střídače na novou rezonanční frekvenci piezoelektrického aktuátoru. Při změně fáze mezi napětím a proudem dochází k nárůstu jalového výkonu, který proudí mezi piezoelektrickým aktuátorem, indukčností filtru a proudovým střídačem. To vede k vyšším ztrátám střídače.

Ekonomickou výhodou je, že vzhledem k malé spínací frekvenci plného H-můstku lze použít levné polovodičové součástky se středními spínacími rychlostmi.

Další skutečností je, že piezoelektrický aktuátor je napájen přibližným sinusovým napěťovým signálem. Celkové harmonické zkreslení (*THD*) je tedy velmi malé a piezoelektrický aktuátor je mnohem méně namáhán. Další výhodou LC rezonančního filtru je skutečnost, že umožňuje snížit kapacitní jalový výkon. Zatížení střídače je vždy induktivního charakteru, což umožňuje přepínat při nulovém napětí. Díky tomu nedochází k zatěžování spínacích prvků.

2.3.2.1.2. LLCC rezonanční filtr

Tato topologie představuje napěťový střídač s LLCC rezonančním filtrem na výstupu. [12]

Stejně jako u LC rezonančního měniče je frekvence spínání LLCC rezonančního měniče blízká rezonanční frekvenci piezoelektrického aktuátoru. Výstupní filtr se skládá ze sériového rezonančního obvodu tvořeného kapacitou C_S a indukčností L_S a druhá část filtru je tvořena indukčností L_P , která je paralelně připojena k vlastní kapacitě piezoelektrického aktuátoru C_0 . Vztahy pro výpočet prvků jsou uvedeny v rovnici (10).

$$L_P = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res})^2 \cdot C_0}, \quad L_S = L_P, \quad C_S = C_0 \quad (10)$$

Nevýhodou tohoto filtru je, že v praxi bývá rozladěn z několika důvodů. Prvním důvodem je skutečnost, že součástky se vyrábějí s určitou tolerancí. Dalším důvodem je, že díky teplotní závislosti piezoelektrického aktuátoru dochází k posunu jeho rezonanční frekvence.

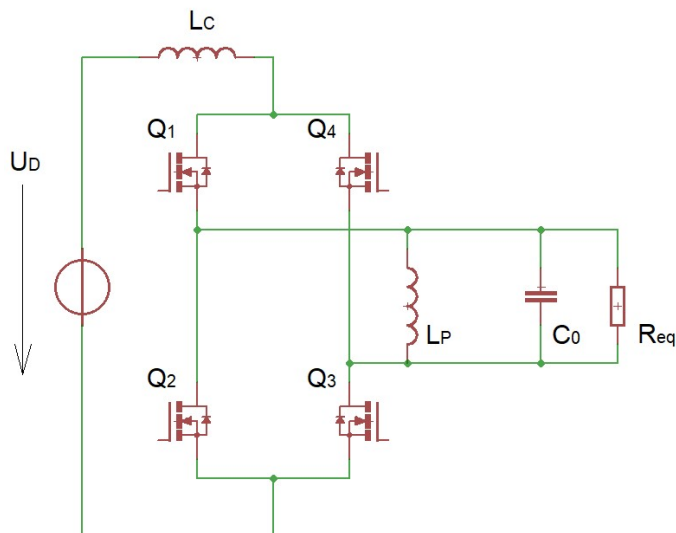
Dalším nevýhodou je vyšší zatížení LLCC rezonančního filtru a střídače, které je způsobeno vyšším *THD*. Podíl jalového výkonu, který dodatečně nabíjí piezoelektrický aktuátor, je také vysoký. Díky dvěma naposledy uvedeným nevýhodám jsou pak induktory a kondenzátory objemnější a náročnější na realizaci.

Výhodou LLCC rezonančního měniče je možnost použití i jiného typu piezoelektrického aktuátoru, který může mít širší rozsah parametrů za předpokladu, že se zvýší vzdálenost mezi špičkami napětí na levé a pravé straně provozní frekvence. Ekonomickou výhodou je možnost použití levných polovodičových součástek se střední spínací rychlostí.

2.3.2.2. Paralelní LC proudový střídač

Další topologií pro nelineární aplikaci je proudový střídač pro kapacitní zátěž s paralelním LC filtrem na výstupu. [10]

Princip střídače je takový, že výstup střídače poskytuje obdélníkový průběh proudu, který je přiveden na vstup zátěže, tedy piezoelektrického aktuátoru. Ten pak musí mít dostatečně velký Q – faktor, aby udržel pouze hlavní frekvenci buzení. Díky tomu se napětí na zátěži stává sinusovým. Pro paralelní RLC obvod je činný výkon dodávaný do zátěže závislý na frekvenci, a proto je nutné, aby byl střídač nastaven na rezonanční frekvenci daného piezoelektrického aktuátoru. Tak se zajistí, že indukčnost L_P zcela kompenzuje jalový výkon kapacity C_0 a naopak. Díky tomu se zmenší energie dodávaná stejnosměrným zdrojem, protože se bude uplatňovat pouze činný výkon. Schéma topologie je vidět na obrázku 8.



Obrázek 8 Topologie paralelního LC střídače [10]

Indukčnost L_C zde slouží jako zdroj konstantního proudu. Paralelní spojení C_0 a R_{eq} představuje ekvivalent elektrického modelu piezoelektrického aktuátoru při

rezonanční frekvenci daného piezoelektrického aktuátoru. Tranzistory jsou řízeny čtvercovým signálem a spínají s kmitočtem, který odpovídá rezonanční frekvenci piezoelektrického aktuátoru. Tyto tranzistory spínají do kříže ($Q1 = Q3 = \overline{Q2} = \overline{Q4}$) a poskytují obdélníkový průběh proudu, který je dodávaný do zátěže.

2.4. Použitá topologie proudového střídače pro vlastní řešení

Tato topologie [1] zapojení proudového střídače mi byla poskytnuta vedoucím diplomové práce. Z důvodu použití této topologie v mé práci se jí v následujícím textu věnuji podrobněji. Tento proudový střídač je konstruovaný pro lineární aplikaci.

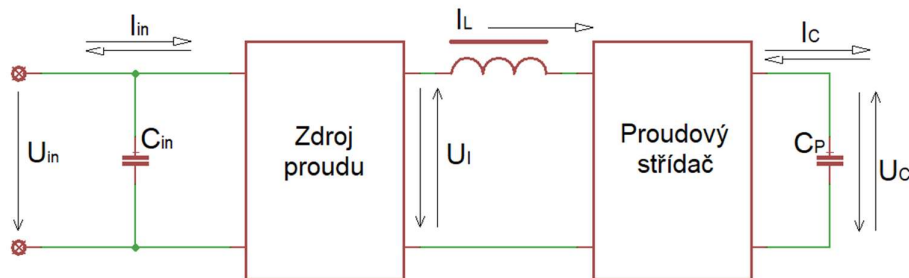
V následujícím textu je popsáno:

- 1) Blokové schéma použitého proudového střídače
- 2) Základní schéma použitého proudového střídače

2.4.1. Blokové schéma použitého proudového střídače

Z blokového schématu na obrázku 9 lze dovodit, že silová část se skládá ze dvou základních částí, a to zdroje proudu a samotného proudového střídače. Zdroj proudu musí být řešen dvou kvadrantově, aby se zajistil obousměrný tok energie a samotný proudový střídač má topologii plného H-můstku.

Dále jsou na blokovém schématu vyznačené požadované směry toku proudu a orientace napětí v jednotlivých částech. Na vstupu do proudového zdroje musí být zajištěn obousměrný tok proudu a konstantní napájení. Výstup ze zdroje proudu musí mít konstantní tok proudu, který je zajištěn tlumivkou, a oba směry napětí. Výstup z proudového střídače musí mít obousměrný tok proudu a obě orientace napětí.



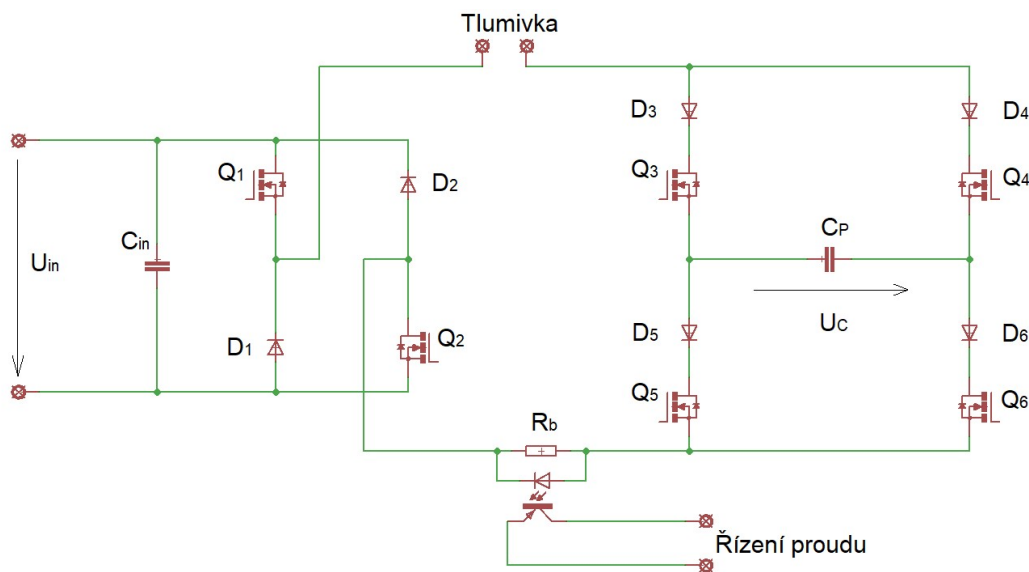
Obrázek 9 Blokové schéma střídače

2.4.2. Základní schéma použitého proudového střídače

Základní schéma zapojení proudového střídače je popsáno na obrázku 10, kde zdroj proudu tvoří tranzistory Q1 a Q2 a zpětné diody D1 a D2, přes které se dostává energie z tlumivky zpět do zdroje. Zdroj proudu je napájen ze zdroje napětí, který může být například laboratorní zdroj. Na vstupu proudového zdroje musí být umístěn vstupní kondenzátor C_{in} , který má dva hlavní úkoly, a to akumulovat veškerou zpětnou, později využitelnou, energii. Díky tomu se dá dosáhnout nejvyšší účinnosti celého proudového střídače. Druhým úkolem je odfiltrvat veškeré proudové špičky, které by se mohly dostat zpět do sítě, a tím zamezit rušení.

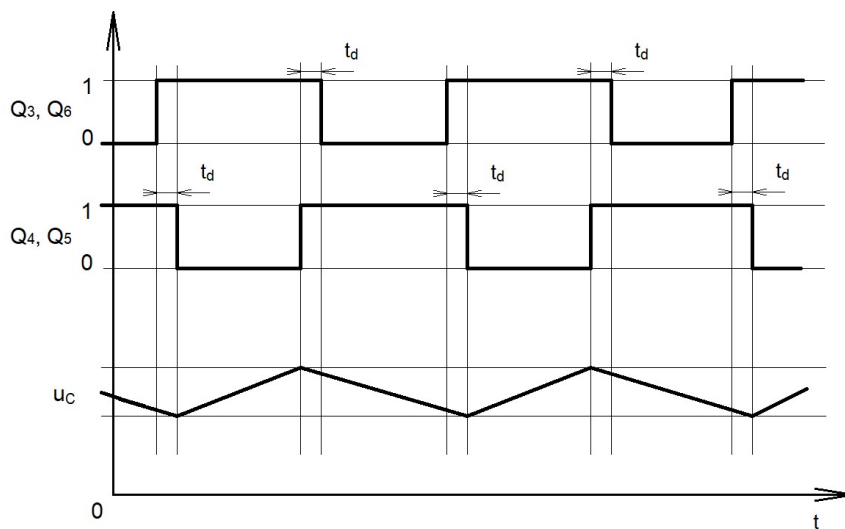
Na schématu je dále zachycena svorka „Tlumivka“, ke které se připojí externí tlumivka sloužící jako stejnosměrný proudový meziobvod. Tato tlumivka slouží jako hlavní fyzikální zdroj proudu. Zdroj proudu popsany výše zajišťuje, aby přes tlumivku tekli požadovaný proud.

Schéma dále obsahuje proudové zapojení plného H-můstku, který tvoří samotný proudový střídač. Střídač je tvořen tranzistory Q3, Q4, Q5 a Q6, ke kterým jsou sériově přiřazeny diody D3, D4, D5 a D6. Tyto diody mají za úkol zajistit plné závěrné napětí pro větve v závěrném směru. V neposlední řadě je ve schématu zahrnutá zpětná vazba pro řízení proudového zdroje, který je řízen pomocí PWM. Ta má zajistit, aby proud při změně na výstupu nekolísá. Zpětná vazba je tvořena odporem označeným jako R_b a optočlenem. Princip funkce je následující: se vzrůstajícími hodnotami proudu až po maximální povolenou hodnotu se LED dioda uvnitř optočlenu bude přímo úměrně těmto hodnotám stále více rozsvěcet, a tím se bude zároveň fototranzistor obsažený v optočlenu více otevírat. Na jednu svorku řízení proudu bude připojeno kladné napětí $+5V$ a na druhou svorku bude připojen invertující vstup komparátoru obsaženého v PWM generátoru a přes odpor ($180\ \Omega$) bude připojen záporný pól zdroje napětí. Tím, jak se bude fototranzistor otevírat, bude napětí přiváděné na invertující vstup komparátoru v PWM generátoru stoupat a střída PWM generátoru bude klesat. Příímým důsledkem pak bude úbytek dodávky energie do zátěže proudový zdrojem a proud začne klesat. Jakmile se fototranzistor zavře, proud začne zase narůstat.



Obrázek 10 Schéma proudového střídače

Proudový střídač se od napěťového střídače odlišuje tím, že tranzistory při komutaci musí být po určitou dobu t_d všechny sepnuty, aby se nepřerušil konstantní tok proudu střídačem. U napěťového střídače se naopak vyžaduje, aby tranzistory byly po určitou dobu vypnuty, aby nedošlo ke zkratu napěťového zdroje. Tvar výstupního napětí na piezoelektrickém aktuátoru a časové průběhy spínání tranzistorů v proudovém střídači jsou vidět na obrázku 11.

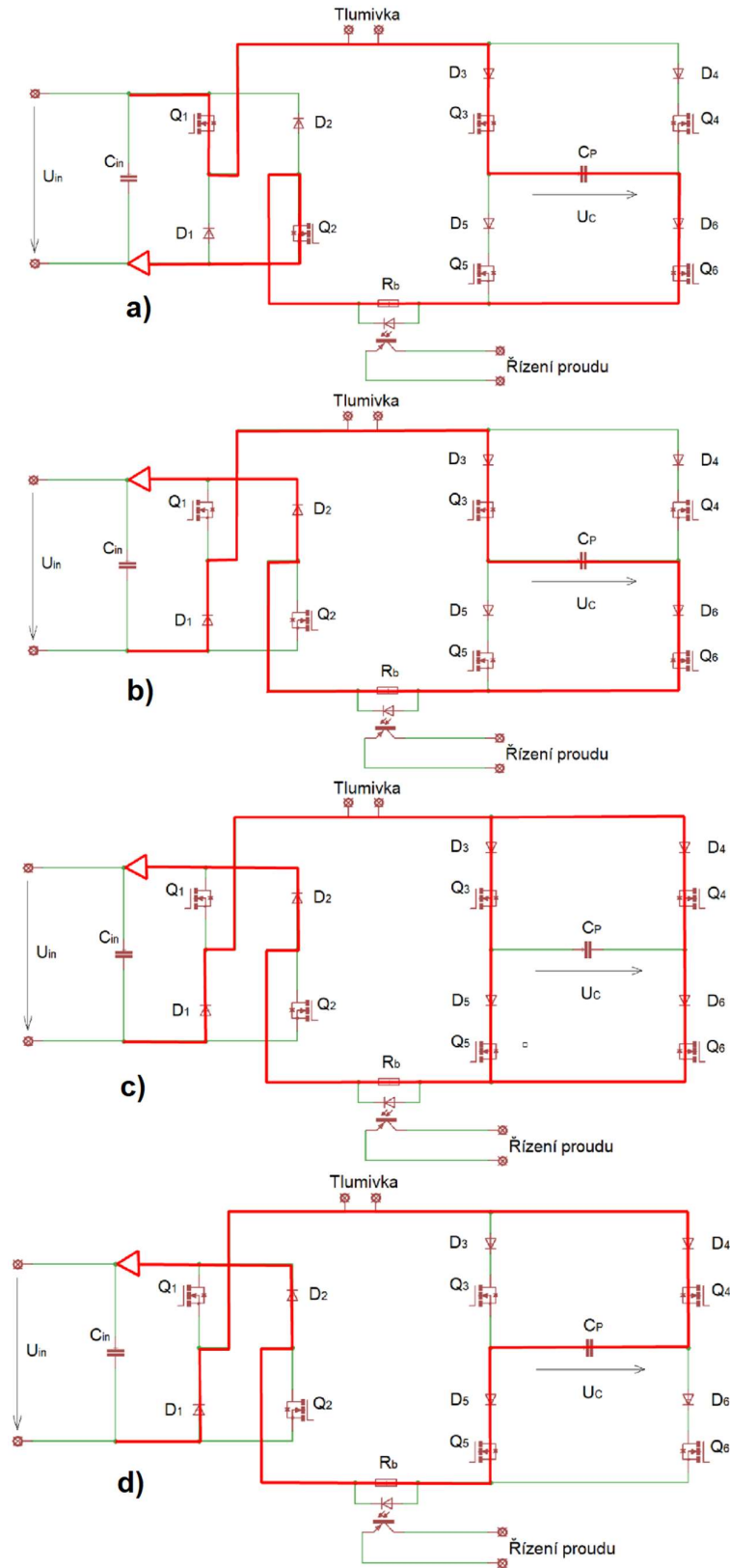


Obrázek 11 Tvar napětí na kapacitní zátěži a časové průběhy spínání tranzistorů v proudovém střídači

Na obrázku 12 jsou naznačeny směry toků proudu na spínacích prvcích, tlumivce a zátěži. Obrázek 12 a) naznačuje tok energie od napájecího zdroje k zátěži, tím se energie tlumivky zvyšuje. Na obrázku 12 b) je naznačen tok energie z tlumivky zpět do

zdroje neboli zpět do kondenzátoru označeného C_{in} a zároveň tento obrázek znázorňuje obvod před komutací. Obrázek 12 c) znázorňuje obvod při komutaci, kde je vidět, že jsou všechny tranzistory ve střídači sepnuty po dobu t_d , jak bylo uvedeno výše. Obrázek 12 d) znázorňuje obvod po komutaci.

Tedy když před komutací byla energie ze zdroje čerpána, tak při sepnutí všech prvků bude komutace proudu nastavena tak, aby energie ze zátěže tekla zpět do zdroje. Pokud před komutací energie ze zátěže tekla zpět do zdroje, směr proudu se nemění a komutace nastane po rozepnutí prvků na konci komutace.



Obrázek 12 Směry toků proudu: a) Tok energie od zdroje k zátěži b) Tok energie z tlumivky zpět do zdroje - před komutací c) Při komutaci d) Po komutaci

3. Vlastní realizace

V této kapitole se věnuji vlastní realizaci mé práce, která se skládá z:

- 1) Odhadu časových průběhů napětí a proudu v důležitých uzlech a větvích silové části proudového střídače provedených ve vhodném obvodovém simulátoru
- 2) Dokončení obvodového návrhu silové a logické části proudového střídače, přípravy podkladů pro realizaci desek plošných spojů
- 3) Osazení a oživení hotových desek plošných spojů střídače
- 4) Změření časových průběhů napětí a proudu na důležitých uzlech a větvích silové části obvodu, porovnání s nasimulovanými hodnotami

3.1. Simulace proudového střídače

Aby se ověřila funkčnost zvoleného proudového střídače ještě před jeho stavbou, provedl jsem simulace časových průběhů proudu a napětí na hlavních prvcích. Autorem základního simulačního schéma je vedoucí diplomové práce Ing. Martin Černík, Ph.D.

Simulace lze provádět v různých typech obvodových simulátorů jako například simulátory typu Spice nebo Matlab-Simscape atd. Simulace byla nakonec provedena v evaluation verzi Micro-Cap od firmy Spectrum Software s ohledem na snadné ovládání a příjemnou práci s časovými průběhy u transientních simulací. Simulační model neodpovídá přesnému zapojení kvůli použití bezplatné verze, ve které je omezený počet použitých prvků a uzlů.

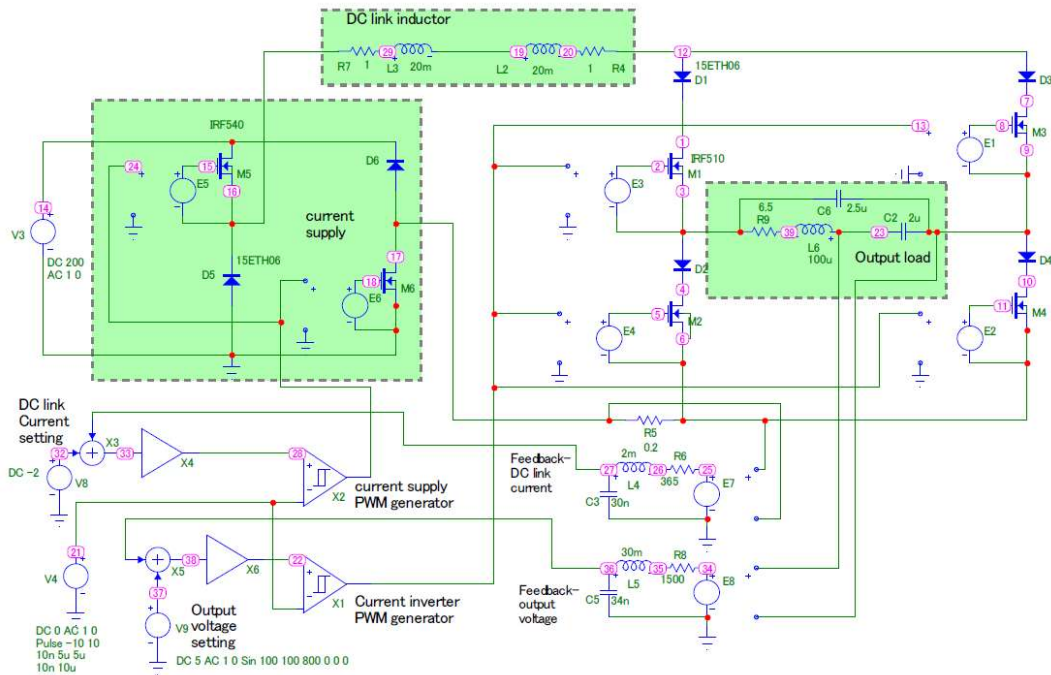
Hlavními prvky proudového střídače jsou tranzistory označené v simulačním schématu (obrázek 13) jako M1 až M6, poté diody označené ve schématu jako D1 až D6 a tlumivka označená ve schématu jako DC link inductor.

Prováděl jsem následující simulace:

- 1) Základní simulace
- 2) Simulace střídače při působení mechanické deformace na zátěž
- 3) Simulace tvrdého spínání/vypínání na prvcích střídače

3.1.1. Základní simulace

Zprvu byla potřeba nasimulovat proudový střídač s danými parametry součástek a napájecím napětím. Což bylo vstupní stejnosměrné napětí $U_{in} = 200\text{ V}$, indukčnost tlumivky $L = 40\text{ mH}$ a frekvence modulovaného signálu $f = 800\text{ Hz}$. Návrh simulačního schématu je vidět na obrázku 13. Jelikož jsem využíval evaluation verzi Micro-Cap, která má omezenou knihovnu prvků, nemohl jsem použít prvky, které mám na stavbu fyzicky k dispozici. Proto jsou použity jiné prvky.



Obrázek 13 Simulační schéma

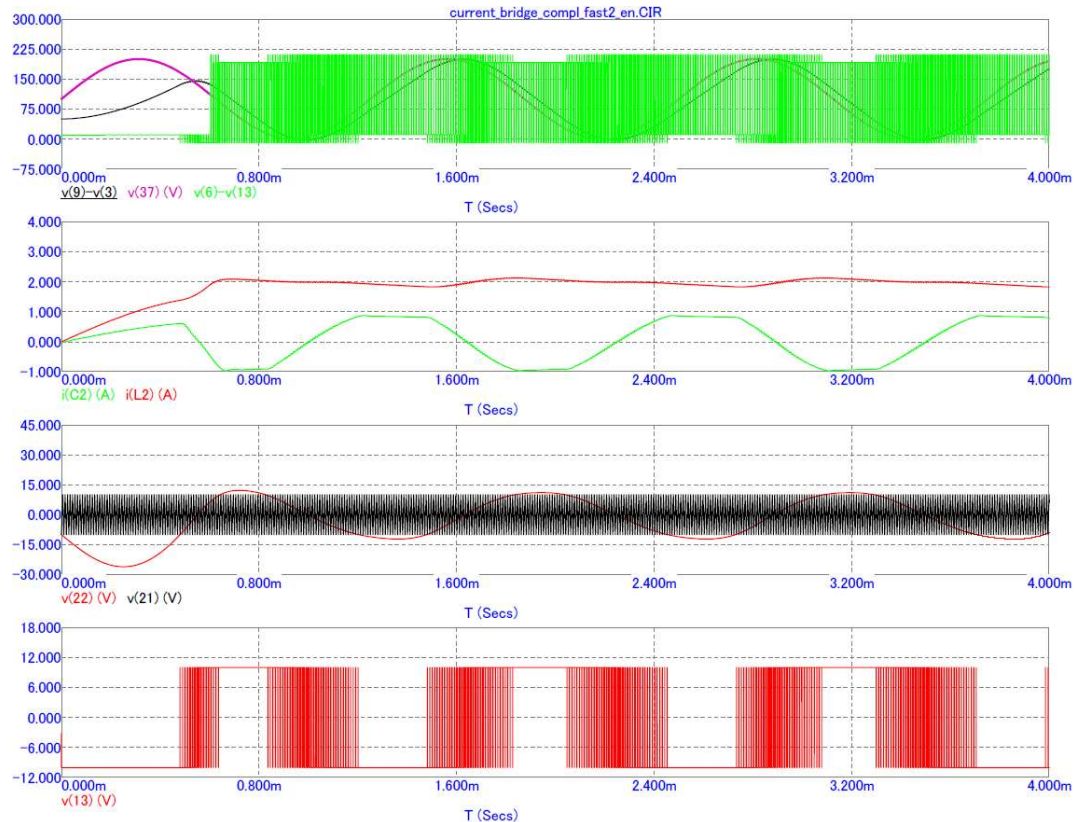
Ve schématu jsou implementovány dvě zpětné vazby.

První vazba, označená Feedback-DC link current, slouží k hlídání velikosti proudu. Jakmile dojde k překročení proudu, který se nastavuje pomocí zdroje označený DC link Current setting, komparátor, označený current supply PWM generátor, se překlápí do záporné saturace, a tím se tranzistory v proudovém zdroji zavřou a energie z tlumivky teče přes zpětné diody zpět do zdroje.

Druhá zpětná vazba, označená Feedback-voltage output, slouží ke kontrole překročení maximálního napětí na výstupu. Po překročení napětí se komparátor, označený Current inverter PWM generátor, překlápí do záporné saturace a tranzistory

v proudovém střídači se zavřou. V tomto stavu tranzistory setrvávají doté doby, dokud výstupní napětí neklesne pod maximální mez.

Na obrázku 14 je znázorněno působení těchto vazeb při sepnutí proudového střídače.



Obrázek 14 Časové průběhy napětí a proudu ze simulace

Ve třetím grafu jsou nasimulovány průběhy, které vstupují do komparátoru PWM pro řízení proudu. Černý signál označený $v(21)$ je nosný trojúhelníkový signál o konstantní frekvenci $f = 100 \text{ kHz}$ a amplitudě $U_m = 10 \text{ V}$. Červený signál označený jako $v(22)$ je modulovaný signál upravený pomocí zpětné vazby. Výstup z komparátoru neboli PWM signál je na čtvrtém grafu označený jako $v(13)$. Tento signál spíná tranzistory v proudovém zdroji. Regulace proudu na induktoru, který má být konstantní s hodnotou $I = 2 \text{ A}$, je vidět v druhém grafu a je označena $i(L2)$, tedy červený průběh. Zelený průběh $i(C2)$ v druhém grafu je průběh proudu na zátěži s kapacitním charakterem. V prvním grafu je černý průběh označený $v(9) - v(3)$, což je průběh napětí na kapacitní zátěži. Fialový signál označený jako $v(37)$ je požadovaný průběh napětí na kapacitní zátěži. Zelený signál označený jako

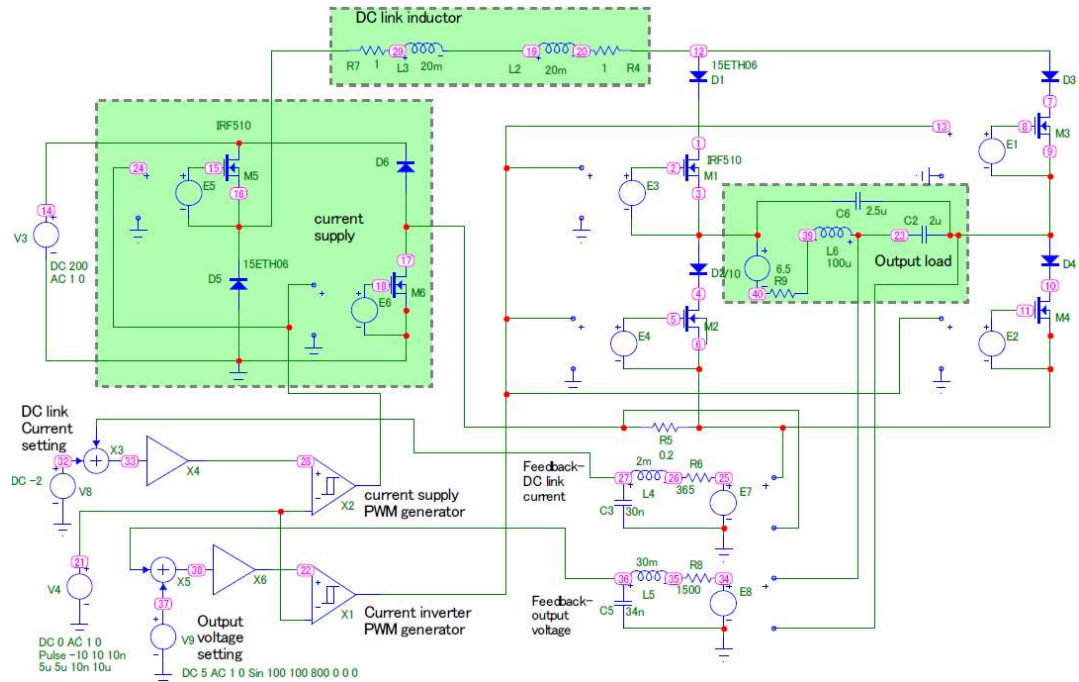
$v(6) - v(13)$ je v podstatě signál pro zpětnou vazbu sloužící k hlídání překročení maximálního napětí na zátěži.

3.1.2. Simulace střídače při působení vnější mechanické síly na aktuátor

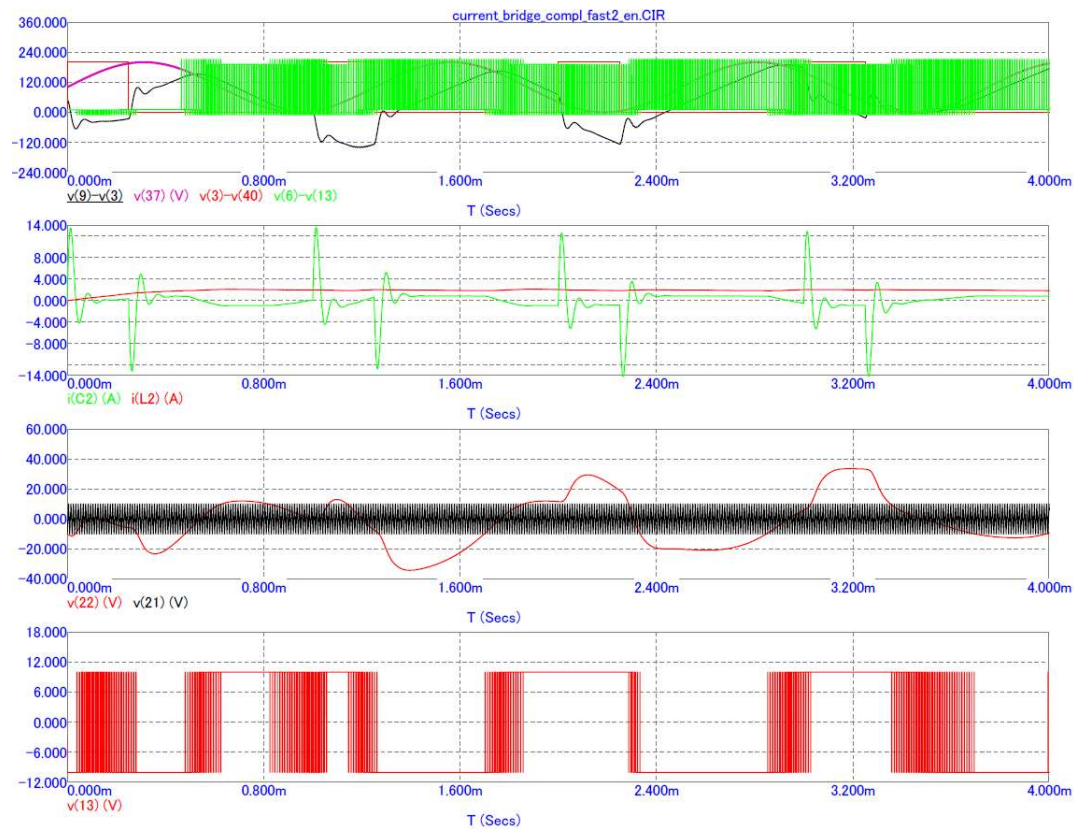
Jak již bylo zmíněno, piezoelektrický aktuátor má přímý piezoelektrický jev, při němž vzniká napětí na aktuátoru, které je způsobeno mechanickou deformací aktuátoru. Proto jsem do simulačního obvodu přidal zdroj napětí ke kapacitní zátěži, abych nasimuloval vnější působení sil na piezoelektrický aktuátor.

Zdroj je nastaven tak, aby v určitých časech spustil impuls v délce $t = 250 \mu s$ a o amplitudě $U = 200 V$, což představuje působení síly o velikosti $F \approx 200 N$. Zbytek schématu je stejný jako v předchozím případě. Simulační schéma je vidět na obrázku 15.

Na obrázku 16 jsou vidět stejné průběhy napětí a proudu, jako tomu bylo u základní simulace. Ve třetím grafu jsou tedy nasimulovány průběhy, které vstupují do komparátoru PWM pro řízení proudu. Černý signál označený $v(21)$ je nosný trojúhelníkový signál o konstantní frekvenci $f = 100 kHz$ a amplitudě $U_m = 10 V$. Červený signál označený jako $v(22)$ je modulovaný signál upravený pomocí zpětné vazby. Výstup z komparátoru neboli PWM signál je na čtvrtém grafu označený jako $v(13)$. Tento signál spíná tranzistory v proudovém zdroji. Regulace proudu na induktoru, který má být konstantní s hodnotou $I = 2 A$, je vidět v druhém grafu a je označený $i(L2)$, tedy červený průběh. Zelený průběh $i(C2)$ v druhém grafu je průběh proudu na zátěži s kapacitním charakterem. V prvním grafu je černý průběh označený $v(9) - v(3)$, což je průběh napětí na kapacitní zátěži. Fialový signál označený jako $v(37)$ je požadovaný průběh napětí na kapacitní zátěži. Zelený signál označený jako $v(6) - v(13)$ je v podstatě signál pro zpětnou vazbu sloužící ke kontrole překročení maximálního napětí na zátěži. Červený průběh označený jako $v(3) - v(40)$, je právě zmiňovaný zdroj impulsů pro simulaci působení vnějších sil. V simulaci je vidět, že i při působení vnějších sil zdroj konstantně udržuje požadovaný proud na induktoru $I = 2 A$.



Obrázek 15 Simulační schéma s vnějším působení sil



Obrázek 16 Časové průběhy napětí a proudu ze simulace s vnějším působení sil

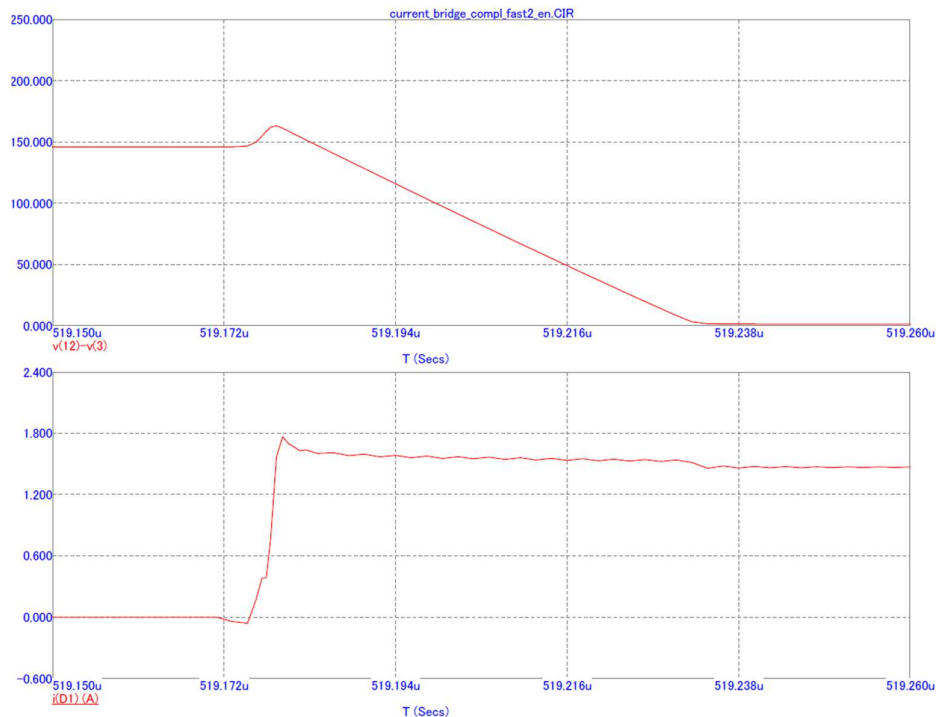
3.1.3. Simulace tvrdého spínání/vypínání na prvcích střídače

Proudový zdroj a proudový střídač pracuje v režimu tvrdého spínání tranzistorů. To znamená, že když tranzistor sepne, napětí začne klesat až poté, co sepnutý proud stoupne na maximální hodnotu. V opačném případě, tedy když tranzistor vypne, proud začne klesat poté, co napětí stoupne na napětí zdroje. [15]

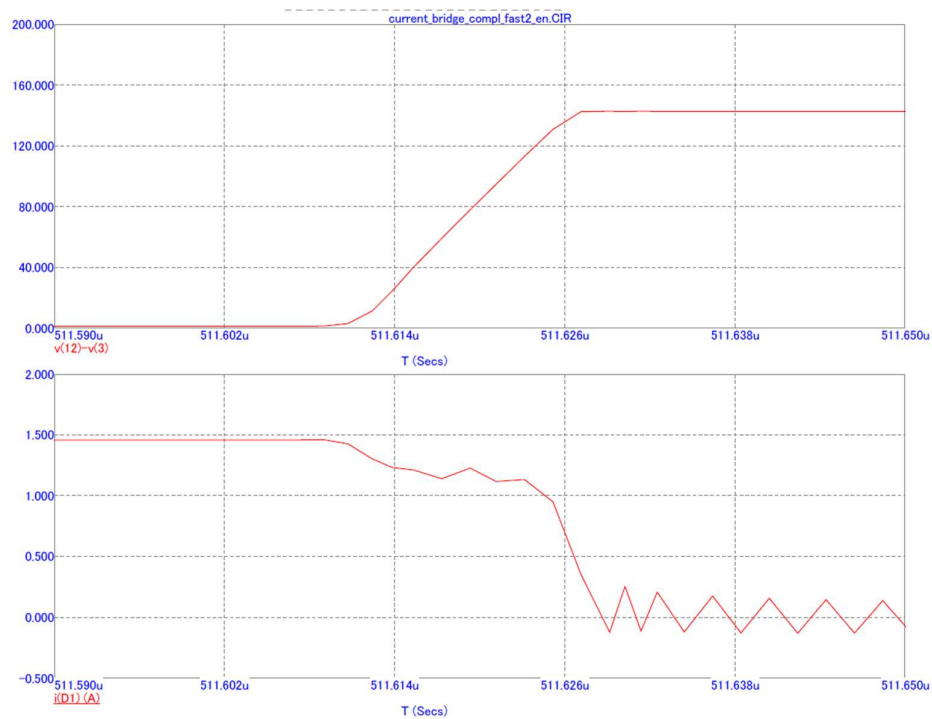
Simulace tvrdého spínání a vypínání tranzistorů jsem provedl na obou částech proudového střídače. Tedy na samotném střídači a proudovém zdroji.

3.1.3.1. Tvrdé spínání a vypínání ve střídači

Tvrdé sepnutí tranzistoru ve střídači s topologií plného H-můstku je vidět na obrázku 17. Signál označený $v(12) - v(3)$ představuje napětí na jednom tranzistoru ve střídači označeného v simulačním schéma jako M1. Signál označený $i(D1)$ představuje průběh proudu na diodě označené v simulačním schéma jako D1. Na obrázku je zcela zřetelné, že poté, co stoupne proud na maximální hodnotu, začne klesat napětí na tranzistoru. Naopak, když se posuneme v čase simulace, je vidět tvrdé vypínání tohoto tranzistoru na obrázku 18. Na obrázku je zcela zřetelné, že poté, co stoupne napětí na hodnotu zdroje, začne klesat proud.

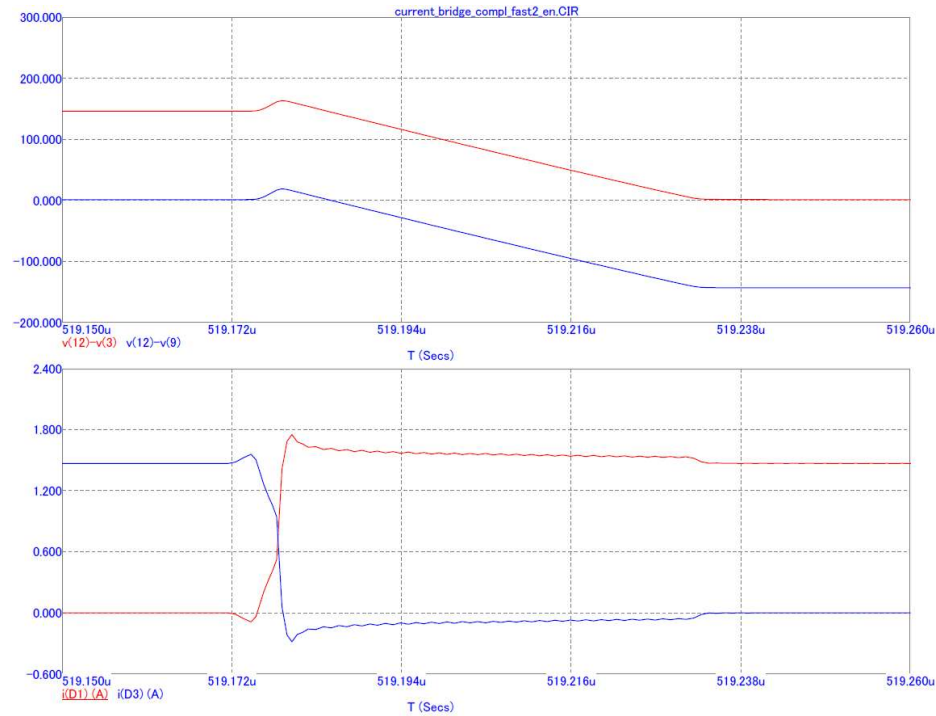


Obrázek 17 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém spínání ve střídači



Obrázek 18 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém vypínání ve střídači

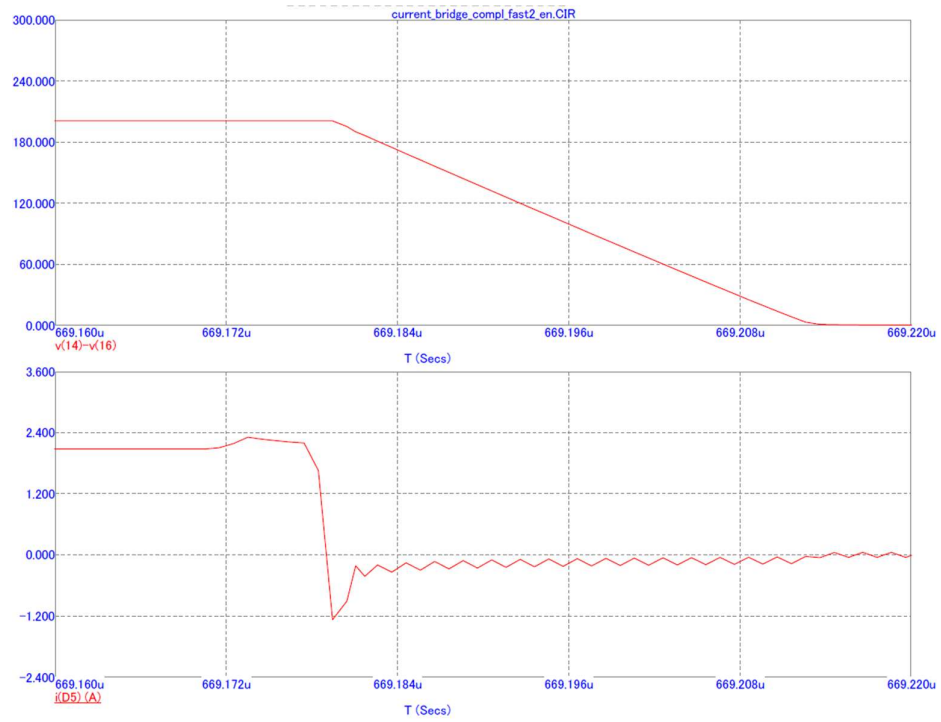
Lepší představu spínání a vypínání tranzistorů v plném H-můstku do kříže přináší obrázek 19, kde je jasně zřetelné tvrdé sepnutí a vypnutí tranzistorů. Signál označený $v(12) - v(3)$ představuje napětí na jednom tranzistoru ve střídači označeném v simulačním schématu jako M1. Signál označený $v(12) - v(9)$ představuje napětí na druhém tranzistoru ve střídači označeného v simulačním schématu jako M3. Signály označené $i(D1)$ a $i(D3)$ představují průběhy proudů na diodách označených v simulačním schématu jako D1 a D3.



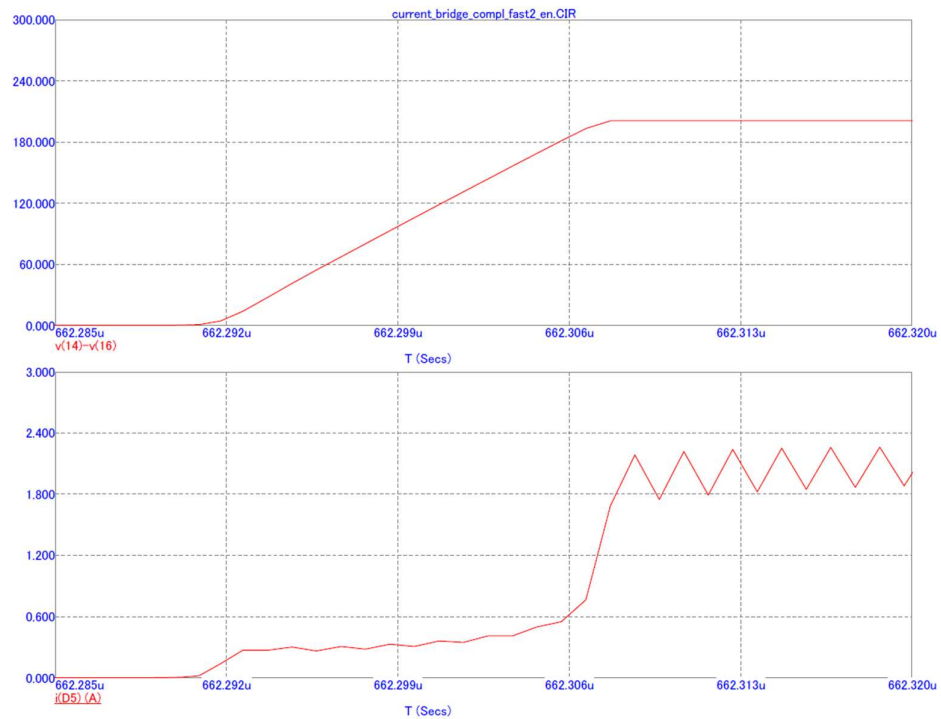
Obrázek 19 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém sepnutí a vypnutí tranzistorů do kříže

3.1.3.2. Tvrdé spínání a vypínání ve zdroji proudu

Na obrázku 20 je vidět tvrdé spínání tranzistoru ve zdroji proudu a na obrázku 21 je vidět tvrdé vypínání tohoto tranzistoru, který je označen v simulačním schématu jako M5. Signál označený jako $v(14) - v(16)$ představuje napětí na tomto tranzistoru a signál označený jako $i(D5)$ představuje proud tekoucí diodou označenou v simulačním schématu jako D5. Z toho vyplývá, že když sepne tranzistor tak, aby byla energie dodávána ze zdroje do tlumivky, nejprve klesne proud tekoucí z obvodu do zdroje a poté začne klesat napětí na tranzistoru. A dále, když vypne tranzistor tak, aby přestal dodávat energii ze zdroje do tlumivky, nejprve stoupne napětí na hodnotu zdroje a poté začne stoupat proud na maximální hodnotu.



Obrázek 20 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém spínání ve zdroji proudu



Obrázek 21 Časový průběh napětí a proudu při tvrdém vypínání ve zdroji proudu

3.2. Konstrukce

Protože simulace potvrdily funkčnost proudového střídače, mohl jsem se dále věnovat jeho konstrukci, tedy:

- 1) Návrhu DPS pro veškeré komponenty proudového střídače a výpočtu tlumivky
- 2) Výpočtu teoretických ztrát

3.2.1. Návrhy a výpočty

Řešení se skládá z:

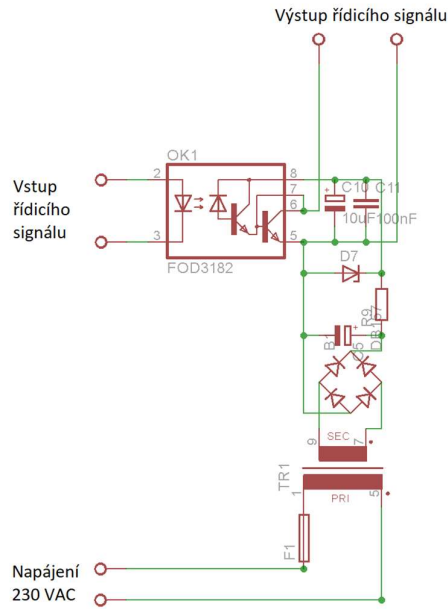
- 1) Návrhu silové části proudového střídače
- 2) Návrhu PWM generátoru
- 3) Výpočtu a návrhu tlumivky

3.2.1.1. Silová část proudového střídače

Celé schéma silové části proudového střídače najdete v přílohách [1]. Princip činnosti je popsán v kapitole 2.4.

Všechny použité diody ve zdroji proudu a samotném proudovém střídači jsou stejného typu, a to 15ETX06 a všechny spínací prvky jsou také stejného typu MOSFET s označením F12N60E.

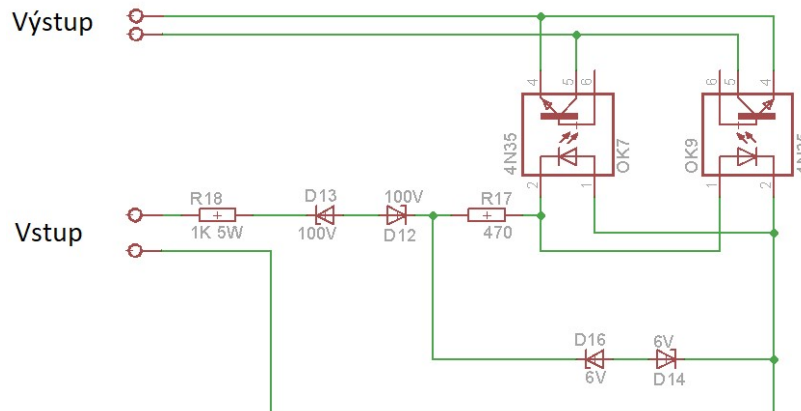
Pro spínání tranzistorů jsou použity optočleny s označením FOD3182. Ty mají za úkol galvanicky oddělit vstupní řídicí signál z PWM generátoru od výkonové části proudového střídače. Na každý tranzistor připadá jeden optočlen. Každý z těchto optočlenů musí být zvlášť napájen z důvodu různých napěťových hladin tranzistorů. Schéma napájení je vidět na obrázku 22.



Obrázek 22 Napájení optočlenů

Schéma obsahuje transformátor pro snížení síťového napětí na 12 V. Tento transformátor má předřazenou pojistku pro ochranu při přetížení. Dále je zde můstkový usměrňovač pro usměrnění napětí a elektrolytický kondenzátor pro vyhlazení výstupního napětí. Schéma dále obsahuje odpor pro omezení proudu a Zenerovu diodu pro vykrytí napěťových špiček. Nakonec jsou ve schématu obsaženy dva kondenzátory u vstupu do optočlenu, které mají za úkol vykrytí proudové špičky. Tyto špičky vznikají při spínání optočlenu.

Dále schéma obsahuje dvě zpětné vazby, a to jednu pro regulaci proudu, která je popsána v kapitole 2.4., a druhou pro regulaci výstupního napětí. Schéma regulace výstupního napětí je vidět na obrázku 23.



Obrázek 23 Blok pro regulaci výstupního napětí

Schéma obsahuje omezující odpor ($1\text{ k}\Omega\ 5\text{ W}$), dvě antisériově zapojené Zenerovy diody (100 V), předřadný odpor ($470\ \Omega$) pro světelné diody obsažené v optočlenech označených 4N35 a další dvě antisériově zapojené Zenerovy diody (6 V). Antisériové zapojení Zenerových diod a dva optočleny jsou zde kvůli střídání polarit napětí na výstupu.

Omezení výstupního napětí je zvoleno na 100 V oproti simulacím, kdy byl obvod simulován při napájecím napětí 200 V . Toto napětí je zvoleno pouze pro vyzkoušení funkčnosti střídače a po výměně Zenerových diod (100 V) za Zenerovy diody (200 V), by střídač měl fungovat bez problémů.

Princip regulace spočívá v tom, že na svorky Vstup je připojen výstup z proudového střídače. Jakmile výstupní napětí překročí hodnotu 100 V , začnou Zenerovy diody propouštět napětí, které se dostane na další sériově zapojené Zenerovy diody. Tyto diody propustí napětí 6 V , kterým se napájí světelné diody obsažené v optočlenech. Toto napětí je omezeno předřadným odporem. Po rozsvícení diody v optočlenu sepne fototranzistor, který je taktéž součástí optočlenu. Na jedné svorce označené „Výstup“ je připojen řídicí PWM signál pro proudový zdroj a druhá svorka je uzemněna. Pokud fototranzistor sepne, řídicí PWM signál pro proudový zdroj se přizemní a ten přestane dodávat energii do obvodu. Při poklesu napětí pod 100 V zdroj proudu opět spíná podle PWM signálu.

Návrh plošného spoje pro výkonovou část proudového střídače najdete v přílohách [2]. Rozměry desky jsou 215 mm šířka a výška je 180 mm .

3.2.1.2. Návrh PWM generátoru

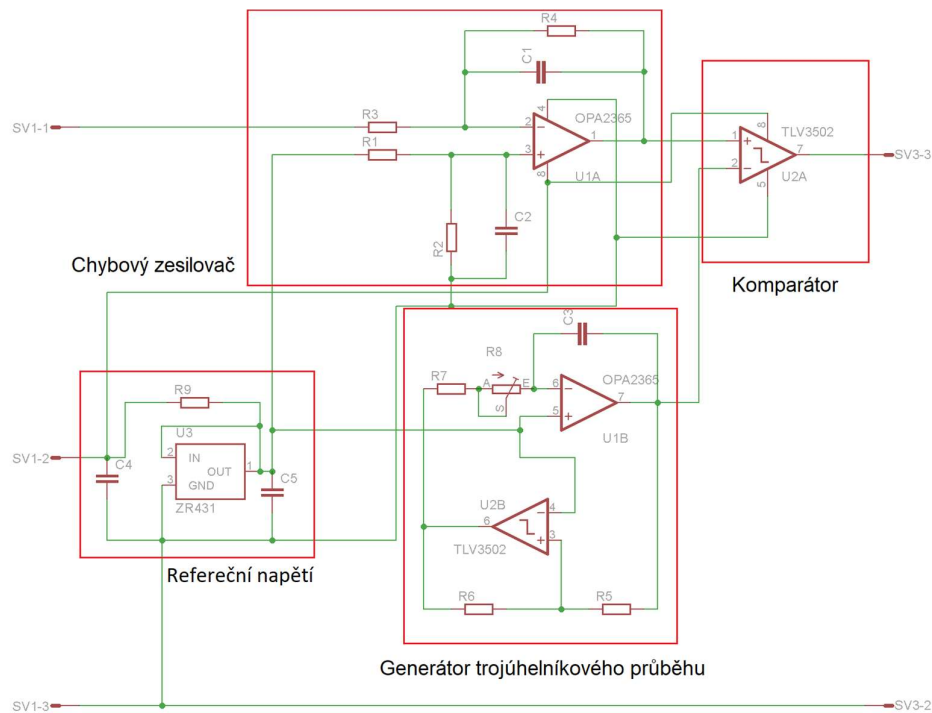
Pro pulsně šířkovou modulaci bylo použito zapojení od firmy Texas Instruments [6].

Schéma PWM můžete nalézt v přílohách [3]. V tomto schématu jsou dva zcela identické PWM generátory. Jeden je využit pro řízení proudového zdroje a druhý generátor je užit pro proudový střídač.

Pro pochopení principu fungování tohoto PWM generátoru je schéma rozděleno na pět částí, a to:

- 1) Chybový zesilovač
- 2) Komparátor
- 3) Referenční napětí
- 4) Generátor trojúhelníkového průběhu
- 5) Obvod pro překrývání časů

Tyto části jsou vidět na obrázku 24 a dále se jim v textu podrobněji věnuji. Schéma obvodu pro překrývání časů je uvedeno v kapitole 3.2.1.2.5.



Obrázek 24 Schéma PWM generátoru

3.2.1.2.1. Chybový zesilovač

Chybový zesilovač je tvořen pouze polovinou integrovaného obvodu s označením OPA2228 a v tomto zapojení má dva úkoly. Hlídat výstupní signál přes zpětnou vazbu a případně opravit chyby. Druhým úkolem je přidání ke vstupnímu napětí stejnosměrný offset, což umožní přivést na vstup záporné napětí.

Zesilovač v tomto zapojení od firmy Texas Instruments pracuje jako invertující pro vstup označený jako V_{IN} . Po přidání integračního kondenzátoru C_1 a zahrnutím komparátoru do zpětné vazby zesilovače je přímo řízené výstupní napětí zesilovače.

Hodnota kondenzátoru C_1 musí být zvolena tak, aby šířka pásma zesilovače byla nižší než spínací frekvence PWM, což také omezuje šířku pásma signálu. Proto musí být zvolena hodnota, která nebude interferovat s požadovaným signálem.

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_4 \cdot C_1} \quad (11)$$

Jestliže přivádíme referenční napětí na neinvertující vstup zesilovače, potom výstupní napětí zesilovače je definováno rovnicí (12).

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot V_{IN+} \quad (12)$$

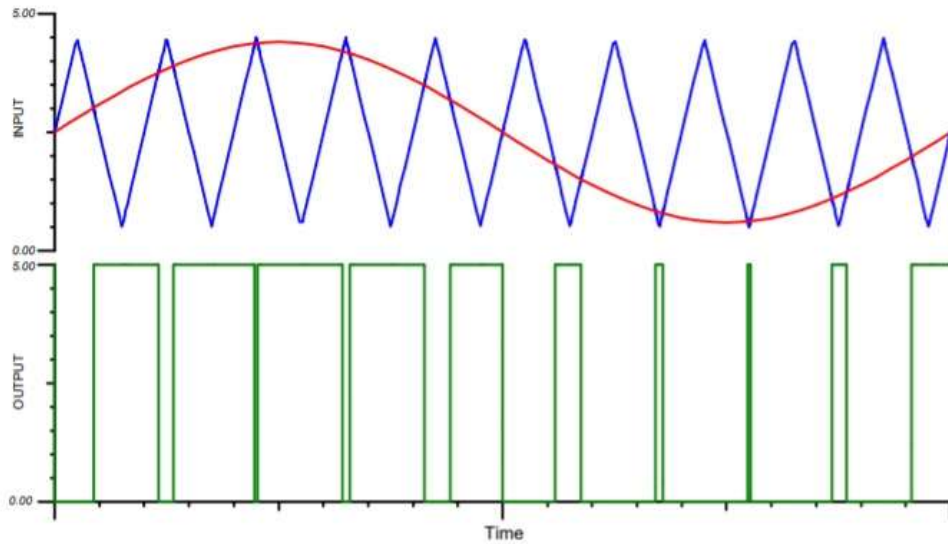
Odpory R_1 a R_2 dělí referenční napětí dvěma, aby se kompenzoval neinvertující zisk 2 zesilovače. Stejnoseměrný offset na výstupu zesilovače je definován rovnicí (13).

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 \cdot R_2}\right) \cdot V_{REF} \quad (13)$$

V případě přivedení střídavého signálu se zisk zesilovače sníží na 1 díky kondenzátoru. V tomto případě se nemusí zapojovat do obvodu odpor R_2 . Kondenzátor C_2 plní funkci filtru pro nežádoucí rušení na neinvertujícím vstupu.

3.2.1.2.2. Komparátor

Komparátor, který je tvořen jen polovinou integrovaného obvodu s označením TLV3502, má za úkol porovnávat výstup z chybového zesilovače a z generátoru trojúhelníkového průběhu. Tedy z chybového zesilovače vystupuje sinusový signál, který je porovnáván s trojúhelníkovým signálem. Když je sinusový signál v kladné půlplně, střída PWM signálu je větší než 50 % a opačně, což je dobře viditelné na obrázku 25.



Obrázek 25 Modulační PWM generátoru [6]

3.2.1.2.3. Referenční napětí

Referenční napětí je tvořeno integrovaným obvodem ZR431, jehož funkcí je dodávat do obvodu v průběhu času konstantní napětí bez ohledu na zatížení obvodu, kolísání napětí a teplotních změn. Tato reference má hodnotu $U_{ref} = 2,5 V$.

3.2.1.2.4. Generátor trojúhelníkového průběhu

Generátor trojúhelníkového průběhu je složen ze zbylých polovin integrovaných obvodů zesilovače a komparátoru. Operační zesilovač je zapojen jako integrátor a jeho výstup roste lineárně, pokud je výstup z komparátoru nízký. Pokud je výstup z komparátoru vysoký, výstup ze zesilovače lineárně klesá. Pokud připojíme referenční napětí na neinvertující vstup, komparátor sepne. Obvod byl navržen pro napájení $5 V$, proto je hodnota referenčního napětí $2,5 V$, aby se offset nastavil na střed napájecího napětí všech komponent. Výpočet výstupního napětí z generátoru je definováno rovnicí (14).

$$V_{TRI} = \frac{R_5}{R_6} \cdot V_{REF} = 2,1 V \quad (14)$$

Volbou výstupního napětí $2,1 V$ zabráníme tomu, aby PWM nemělo 0 % nebo 100 % střídu, což by znamenalo stejnosměrný výstupní signál, což by mohlo poškodit další

součástky. Pokud zvolíme hodnotu odporu $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$, můžeme dopočítat hodnotu odporu R_5 rovnicí (15).

$$R_5 = \frac{V_{TRI} \cdot R_6}{V_{REF}} = 8421,05 \rightarrow 8,45 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

Nižší hodnota R_5 by mohla způsobit zvýšení odebíraného proudu, a to by mohlo mít za účinek zkreslení tvaru trojúhelníkového signálu. Frekvence generátoru trojúhelníkového signálu se vypočítá pomocí rovnice (16).

$$f_T = \frac{R_6}{4 \cdot R_7 \cdot R_5 \cdot C_3} \quad (16)$$

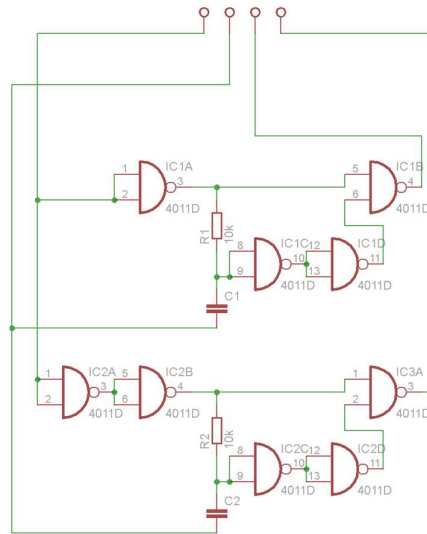
Při zvolené hodnotě kondenzátoru $C_3 = 470 \text{ pF}$ si můžeme vypočítat hodnotu odporu R_7 pro frekvenci trojúhelníkového generátoru, kterou budeme měnit od 40 – 130 kHz , proto je použit potenciometr. Výpočet provedeme pomocí rovnice (17).

$$R_7 = \frac{R_6}{4 \cdot f_T \cdot R_5 \cdot C_3} = 5 - 15 \text{ k}\Omega \quad (17)$$

Návrh plošného spoje PWM generátoru je uveden v přílohách [4]. Rozměr desky je 95 mm (výška) a 47 mm (šířka).

3.2.1.2.5. Obvod pro překrývání časů

Proudový střídač od napětového střídače se odlišuje tím, že tranzistory při komutaci musí být po určitou dobu t_d všechny sepnuty kvůli nepřerušeni konstantního toku proudu střídačem, proto musí být schéma doplněno o obvod pro překrývání časů. Tento obvod pro překrývání časů tvořený třemi NAND hradly s označením 4011 je zakomponován do schématu PWM generátoru. Oddělené schéma samotného obvodu pro překrývání časů je vidět na obrázku 26.



Obrázek 26 Schéma zapojení zpoždění

Princip řešení je následující. Abych zajistil spínání do kříže, musím PWM signál rozdělit na dva a jeden znegovat, což je zajištěno přidáním hradla NAND před vstupem do zpožďovacího obvodu. Samotné zpoždění je zajištěno dvěma hradly NAND zapojenými do série, kde jejich doba zpoždění průchodu signálu zajistí, aby tranzistory zůstaly déle otevřené a tím se docílilo překrývání časů, kdy jsou tranzistory otevřené. Pokud by nestačila doba daná samotnými NAND hradly, tak je možno do obvodu zařadit kondenzátor, který by tuto dobu prodloužil.

3.2.1.3. Výpočet a návrh tlumivky

Výpočet tlumivky jsem provedl podle návodu uvedeného v [16].

Pro výpočet tlumivky musí být zadány základní parametry jako je indukčnost L , maximální proud I_{max} a maximální hodnota sycení B_{max} . Já jsem prováděl výpočty pro tlumivku s indukčností od 3 mH do 25 mH , pro maximální proud 2 A a maximální hodnotu sycení 250 mT , což je dáno specifikací materiálu použitého pro jádro tlumivky. Materiál, který byl použit, nese označení 3C90.

Jako první je potřeba vypočítat maximální energii induktoru, a to podle vzorce (18).

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{max}^2 \quad (18)$$

Poté vypočítáme objem vzduchové mezery pomocí vzorce (19), kde μ_0 je permeabilita vakua.

$$V = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot W_L}{B_{max}^2} \quad (19)$$

Jelikož průřez jádra je daný ze specifikací, tak si podle vzorce (20) vypočítáme základní vzduchovou mezeru, kterou musíme vydělit dvěma, protože díky tvaru jádra jsou zde vzduchové mezery dvě.

$$l_a = \frac{V}{S} \quad (20)$$

Pomocí průřezu jádra a základní vzduchové mezery, kterou musíme vynásobit dvěma, abychom počítali s celkovou vzduchovou mezerou, můžeme spočítat magnetický odpor mezery, což je uvedené ve vzorci (21).

$$R_m = \frac{2 \cdot l_a}{\mu_0 \cdot S} \quad (21)$$

Na závěr pak můžeme spočítat počet závitů podle vzorce (22).

$$N = \sqrt{L \cdot R_m} \quad (22)$$

Pomocí těchto vzorců jsem vytvořil tabulku (1).

| | | | | | | | |
|-----------------------------|-------------------|-----------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| Max. proud | $I_{max} (A)$ | 2 | | | | | |
| Max. hodnota syčení | $B_{max} (T)$ | 0,25 | | | | | |
| Permeabilita vakua | $\mu_0 (NA^{-2})$ | 1,26E-06 | | | | | |
| Průřez jádra | $S (m^2)$ | 3,53E-04 | | | | | |
| Indukčnost | $L (H)$ | 0,003 | 0,004 | 0,005 | 0,006 | 0,007 | 0,008 |
| Max. energie | $W (J)$ | 0,006 | 0,008 | 0,01 | 0,012 | 0,014 | 0,016 |
| Objem vzd. mezery | $V (m^3)$ | 2,42E-07 | 3,23E-07 | 4,03E-07 | 4,84E-07 | 5,64E-07 | 6,45E-07 |
| Zákl. tl. vz. mezery | $l_a (m)$ | 3,43E-04 | 4,57E-04 | 5,71E-04 | 6,85E-04 | 8,00E-04 | 9,14E-04 |
| | $l_a (mm)$ | 0,34 | 0,46 | 0,57 | 0,69 | 0,80 | 0,91 |
| Mag. odpor mezery | $R_m (\Omega)$ | 1,54E+06 | 2,05E+06 | 2,57E+06 | 3,08E+06 | 3,60E+06 | 4,11E+06 |
| Počet závitů | N | 68 | 91 | 113 | 136 | 159 | 181 |
| Indukčnost | $L (H)$ | 0,01 | 0,012 | 0,015 | 0,018 | 0,02 | 0,025 |
| Max. energie | $W (J)$ | 0,02 | 0,024 | 0,03 | 0,036 | 0,04 | 0,05 |
| Objem vzd. mezery | $V (m^3)$ | 8,06E-07 | 9,68E-07 | 1,21E-06 | 1,45E-06 | 1,61E-06 | 2,02E-06 |
| Zákl. tl. vz. mezery | $l_a (m)$ | 1,14E-03 | 1,37E-03 | 1,71E-03 | 2,06E-03 | 2,28E-03 | 2,86E-03 |
| | $l_a (mm)$ | 1,14 | 1,37 | 1,71 | 2,06 | 2,28 | 2,86 |
| Mag. odpor mezery | $R_m (\Omega)$ | 5,14E+06 | 6,16E+06 | 7,70E+06 | 9,24E+06 | 1,03E+07 | 1,28E+07 |
| Počet závitů | N | 227 | 272 | 340 | 408 | 453 | 567 |

Tabulka 1 Výpočet tlumivky

Při navrhování tlumivky došlo ke komplikaci v podobě vlastní rezonanční frekvence tlumivky o této velikosti, která je níže, než jsme počítali. Z tohoto důvodu není možné vinout tlumivky příliš nahusto, což zase omezuje výslednou indukčnost a odvod

tepla z tlumivky. Řešením tohoto problému je použití většího množství tlumivek, které mají menší indukčnost a kapacitu, tedy vyšší rezonanční frekvenci. Díky spojení většího množství těchto tlumivek (řádově desítky) zůstane výsledná rezonanční frekvence stejná jako u jednotlivých tlumivek, ale výsledná indukčnost se zvýší.

Bohužel se tento problém nestihl vyřešit, a tak jsme v obvodu použili jako tlumivku cívku s lakovaným měděným drátem, který se například používá na navíjení transformátorů.

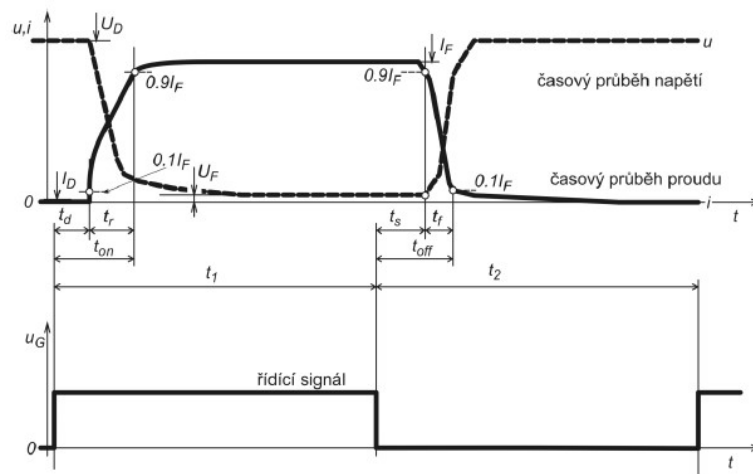
3.2.2. Teoretický výpočet ztrát střídače

Tento teoretický výpočet jsem provedl na důkaz tvrzení, že pro čistě kapacitní zátěž má lineární zesilovač třídy AB má mnohem vyšší ztrátový výkon než mnou použitý proudový střídač.

3.2.2.1. Ztráty v aktivních prvcích střídače

Ztráty v aktivních prvcích se dělí na ztráty, které vznikají v sepnutém stavu součástek a ztráty přepínací. Závěrné ztráty prvků se obvykle zanedbávají.

Proudový zdroj a proudový střídač pracuje v režimu tvrdého spínání tranzistorů. Budeme tedy zjišťovat spínací, vypínací a propustné ztráty tranzistoru.



Obrázek 27 Časový průběh napětí a proudu na řízeném spínači [15]

Spínací ztráty se počítají pomocí náběhového času t_r , frekvence spínání f_s , napětí před sepnutím U_D a proudu po sepnutí I_F . Rovnice pro výpočet spínacích ztrát (23).

$$P_{on} = \frac{f_s \cdot t_r \cdot U_D \cdot I_F}{2} \quad (23)$$

Pro vypínací ztráty je vzorec (24) podobný, ale počítá se s vypínacím časem t_f .

$$P_{off} = \frac{f_s \cdot t_f \cdot U_D \cdot I_F}{2} \quad (24)$$

U tranzistoru typu MOSFET se propustné ztráty počítají z odporu vodivého kanálu R_{Don} , proudu při sepnutí I_D a na střídě spínání D . Rovnice pro výpočet (25).

$$P_Q = D \cdot R_{Don} \cdot I_D^2 \quad (25)$$

Rovnice (26) počítá ztrátový výkon u diod v propustném směru, který závisí na střídě spínání D , propustném proudu I_F a úbytku napětí v propustném směru U_F .

$$P_D = D \cdot I_F \cdot U_F \quad (26)$$

Dále se u diod počítají vypínací ztráty při závěrném zotavení. Pro výpočet je potřeba znát frekvenci spínání f_s , napětí po závěrném zotavení U_R , špičkový proud při závěrném zotavení I_{rrM} a dobu závěrného zotavení t_{rr} . Rovnice pro výpočet (27).

$$P_{rr} = \frac{f_s \cdot U_R \cdot I_{rrM} \cdot t_{rr}}{4,6} \quad (27)$$

3.2.2.2. Ztráty v pasivních prvcích střídače

Jako pasivní prvky ve střídači lze brát tlumivku a bočník pro měření proudu v obvodu. Ztráty v tlumivce se dělí na ztráty na vinutí a ztráty na jádře. Protože vinutí nemá nulový odpor, tak zde vznikají ztráty na vinutí. Jelikož tlumivkou teče stejnosměrný proud, tak se ztráty v jádře mohou zanedbat. [17]

Ztráty na vinutí se počítají pomocí vzorce (28).

$$P_{Cu} = R_L \cdot I_L^2 \quad (28)$$

Kde R_L je odpor vinutím a ten se vypočítá vzorcem (29) a I_L je proud procházející tlumivkou.

$$R_L = \rho_{Cu} \cdot N \cdot \frac{l_z}{S} \quad (29)$$

Kde ρ_{Cu} je měrný odpor drátu, N je počet závitů, l_z je střední délka závitu a S je průřez vinutého drátu, který se vypočítá pomocí rovnice (30).

$$S = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \quad (30)$$

Ztráty na bočníku se počítají pomocí velikosti odporu bočníku R_{boc} a procházejícího proudu I , jak je popsáno v rovnici (31).

$$P_{bočník} = R_{boc} \cdot I^2 \quad (31)$$

3.2.2.3. Celkové teoretické ztráty

Pro výpočet celkových ztrát musíme uvést hodnoty z tabulek („datasheet“) použitých prvků a napájecí hodnoty, které jsou potřebné pro výpočet. Tyto hodnoty jsou uvedeny v tabulce 2.

| | | |
|--------------|----------------------------------|----------|
| Tranzistor | t_r [ns] | 19 |
| | t_f [ns] | 19 |
| | R_d (on) [Ω] | 0,32 |
| Dioda | U_f (0,5A)[V] | 0,95 |
| | U_f (1A)[V] | 1,15 |
| | U_f (2A)[V] | 1,35 |
| | U_r [V] | 2,3 |
| | I_{rrm} [μ A] | 50 |
| | t_{rr} [ns] | 18 |
| | Napájení | $I1$ [A] |
| $I2$ [A] | | 1 |
| $I3$ [A] | | 2 |
| U_{d1} [V] | | 100 |
| U_{d2} [V] | | 200 |
| f [kHz] | | 100 |
| D | | 0,5 |
| Tlumivka | S [mm^2] | 1 |
| | ρ_{cu} [$\Omega \cdot m$] | 1,7E10-8 |
| | l_z [mm] | 119 |
| | N | 50 |
| Bočník | R_{hoc} [Ω] | 0,2 |

Tabulka 2 Napájecí hodnoty a parametry použitých prvků

Z této tabulky dosadíme hodnoty do předchozích vzorců uvedených výše. Následně pak získáme přehled uvedený v tabulce č. 3, kde jsou vidět ztráty na aktivních i pasivních prvcích a celkový ztrátový výkon při různých proudech a napětích.

| Napětí [V] | 100 | | | 200 | | |
|--|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| Proud [A] | 0,5 | 1 | 2 | 0,5 | 1 | 2 |
| Tranzistor | | | | | | |
| P_{on} [W] | 0,048 | 0,095 | 0,190 | 0,095 | 0,190 | 0,380 |
| P_Q [W] | 0,040 | 0,160 | 0,640 | 0,040 | 0,160 | 0,640 |
| P_{off} [A] | 0,048 | 0,095 | 0,190 | 0,095 | 0,190 | 0,380 |
| $P_{Qcelkový}$ [W] | 0,135 | 0,350 | 1,020 | 0,230 | 0,540 | 1,400 |
| Dioda | | | | | | |
| P_D [W] | 0,238 | 0,575 | 1,350 | 0,238 | 0,575 | 1,350 |
| P_{rr} [W] | 4,5E-08 | 4,5E-08 | 4,5E-08 | 4,5E-08 | 4,5E-08 | 4,5E-08 |
| $P_{Dcelkový}$ [W] | 0,238 | 0,575 | 1,350 | 0,238 | 0,575 | 1,350 |
| Nabíjení [W] | 1,02 | 2,55 | 6,78 | 1,40 | 3,31 | 8,30 |
| Vybíjení [W] | 1,22 | 3,00 | 7,44 | 1,41 | 3,38 | 8,20 |
| Celkový ztrátový výkon na aktivních prvcích | | | | | | |
| P_{aktiv} [W] | 2,235 | 5,55 | 14,22 | 2,805 | 6,69 | 16,5 |
| Tlumivka | | | | | | |
| R_L [Ω] | 0,106 | 0,106 | 0,106 | 0,106 | 0,106 | 0,106 |
| P_{cu} [W] | 0,026 | 0,106 | 0,424 | 0,026 | 0,106 | 0,424 |
| P_{cucel} [W] | 0,106 | 0,424 | 1,695 | 0,106 | 0,424 | 1,695 |
| Bočník | | | | | | |
| $P_{bočník}$ [W] | 0,05 | 0,2 | 0,8 | 0,05 | 0,2 | 0,8 |
| Celkový ztrátový výkon na pasivních prvcích | | | | | | |
| P_{pasiv} [W] | 0,156 | 0,624 | 2,495 | 0,156 | 0,624 | 2,495 |
| Celkový ztrátový výkon | | | | | | |
| $P_{celkový}$ [W] | 2,4 | 6,2 | 16,7 | 3 | 7,3 | 19 |

Tabulka 3 Celkové ztráty při různých proudech a napětích

Na řádku s názvem nabíjení je zmařený výkon při navyšování energie tlumivky, tedy toku energie od napájecího zdroje k aktuátoru. Řádek s názvem vybíjení je tok energie z tlumivky do napájecího zdroje. Řádek označený P_{cucel} udává celkovou ztrátu na tlumivkách, které jsou zapojeny do série a jsou čtyři, jak tomu bylo v původním návrhu. Na řádku s názvem $P_{bočník}$ je uveden ztrátový výkon na bočníku, který slouží k měření proudu v obvodu a k jeho regulaci.

Když vezmeme v úvahu tvrzení ze vzorce (6), tak pro zátěž s kapacitou $2 \mu F$, frekvencí signálu 800 Hz a napětí 100 V a 200 V vychází, že ztrátový výkon lineárního zesilovače s kapacitní zátěží vychází $P_z = 64 \text{ W}$ pro napájení 100 V . A pro napájení 200 V vychází ztrátový výkon $P_z = 256 \text{ W}$. Při porovnání lineárního zesilovače a proudového střídače vychází lépe proudový střídač, který má ztrátový výkon o řád níže.

3.3. Osazení a oživení desek plošných spojů

V následující kapitole se věnuji osazování a ožívování DPS. Jsou zde popsány komplikace při osazování a ožívování a následné odstranění těchto komplikací.

3.3.1. Osazení desek plošných spojů

První byla vyrobena a osazena DPS pro silovou část proudového střídače. Při jejím osazování jsem zjistil jeden zásadní problém a to, že pouzdro optočlenu FOD3182, použité v návrhu desky, se neshoduje s pouzrem, které jsem měl fyzicky k dispozici. Na desce byla velikost pouzdra SOIC08, ale reálně jsem měl k dispozici pouzdro DIL08. Řešení problému bylo následující. Nechal jsme vyrobít pro každý optočlen malou DPS, na kterou byl optočlen připájen. Poté byla tato destička přilepena na původní DPS silové části proudového střídače a pomocí drátku propojena na původní kontakty. Osazená DPS silové části proudového střídače je vidět na obrázku 28.



Obrázek 28 Osazená DPS silové části proudového střídače

Dále byla vyrobena a osazena DPS PWM generátoru, kterou je možné vidět na obrázku 29.



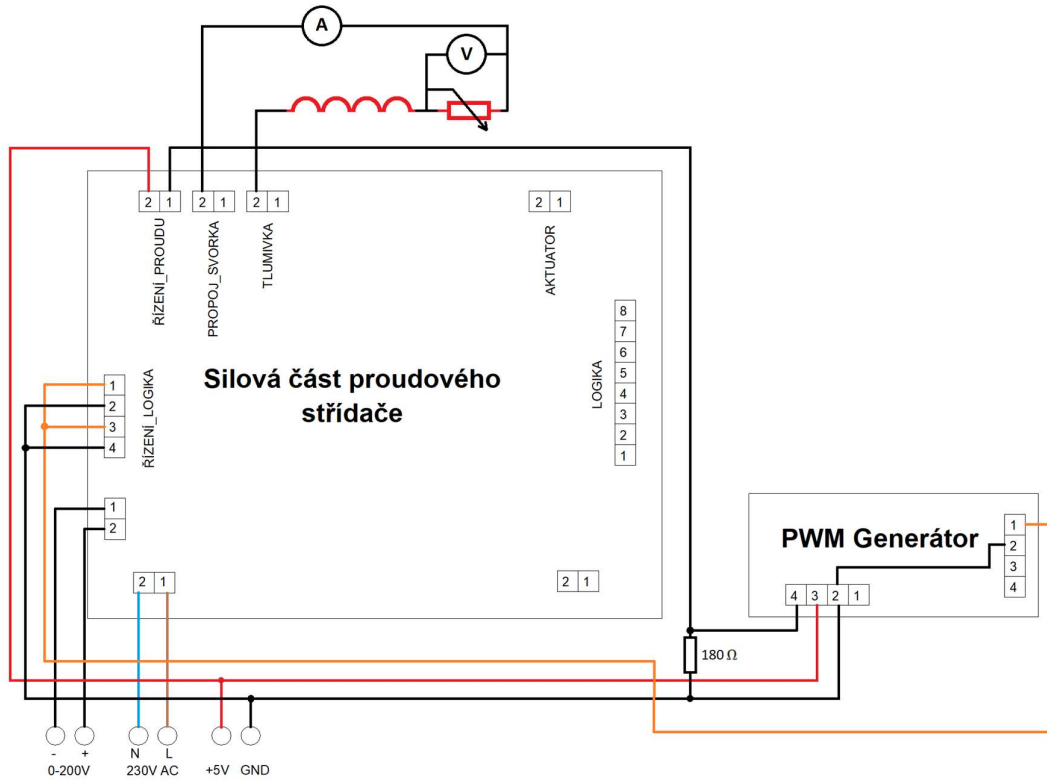
Obrázek 29 Osazená DPS PWM generátoru

3.3.2. Oživení desek plošných spojů

Jako první bylo potřeba oživit DPS PWM generátoru. Oživení se na první pokus nepovedlo. Posléze byly zjištěny tři zásadní chyby. První chyba byla ve špatně zapojeném obvodu pro referenční napětí. Druhá chyba nastala při pájení, kde byl špatně osazen integrovaný obvod OPA2228. Třetí chyba byla už v samotném návrhu PWM generátoru od Texas Instruments, a to ve zpětné vazbě, která vedla z výstupu samotného komparátoru na invertující vstup chybového zesilovače, ale tato zpětná vazba musí vést z výstupu na invertující vstup chybového zesilovače. Po opravě těchto tří chyb fungoval PWM generátor bez chyby. Veškeré chyby v zapojení jsou v návrhu opraveny, takže nejsou vidět.

Dalším úkolem bylo oživit silovou část proudového střídače. Díky návrhu desky bylo možné nejdříve oživit proudový zdroj a až poté oživit proudový střídač jako celek.

Při ožívání proudového zdroje, který byl nastaven proud na $0,5\text{ A}$, byla zjištěna necitlivost zpětné vazby pro řízení proudu, což bylo způsobeno špatnou hodnotou odporu R16, kterou jsem změnil na $100\ \Omega$ z původních $470\ \Omega$. Schéma zapojení proudového zdroje je vidět na obrázku 30.

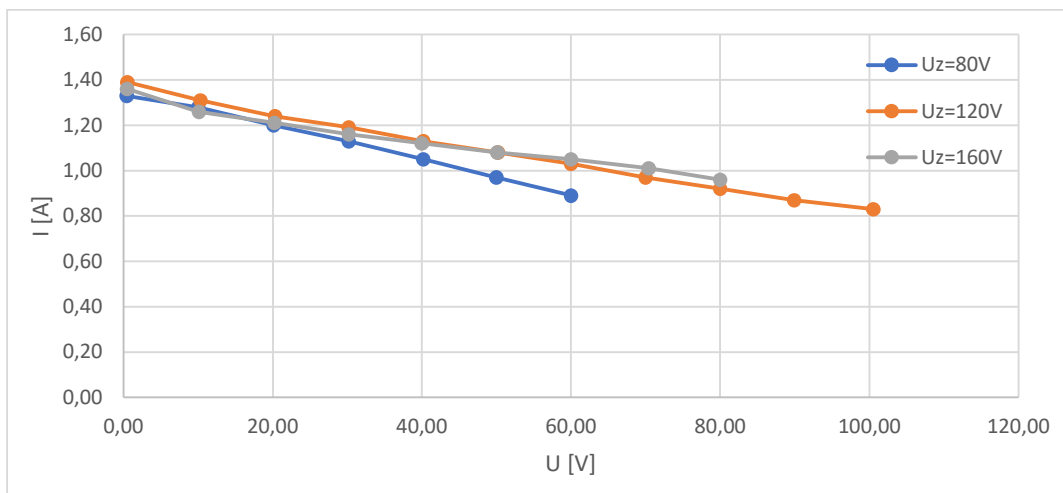


Obrázek 30 Schéma zapojení proudového zdroje

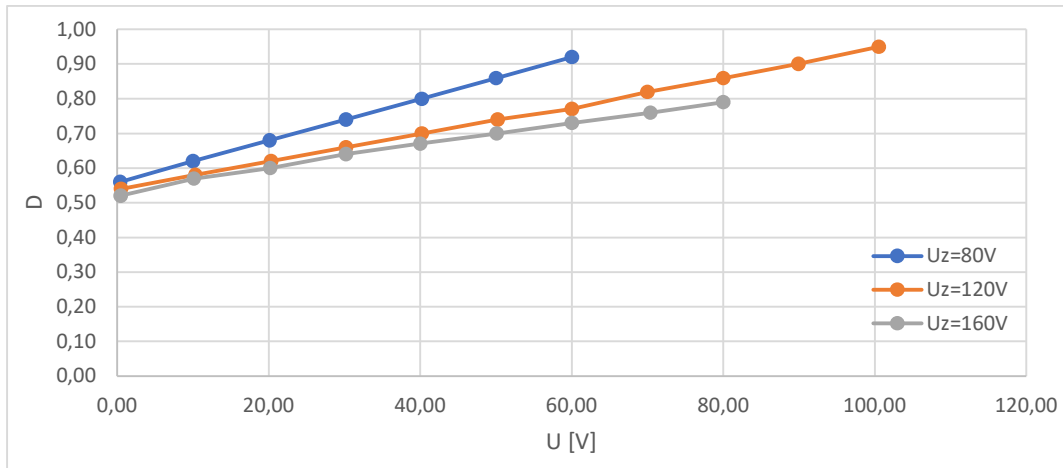
Při ožívání proudového zdroje jsem naměřil jeho charakteristiku pro tři hodnoty napájecího napětí. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 4. Charakteristiky proudového zdroje jsou vidět v grafu 1. A z grafu 2 je vidět změna střídy podle zatížení zdroje proudu.

| Uz [V] | Iz [A] | U [V] | I [A] | t1 [μs] | T [μs] | D | Pz [W] | P1 [W] | účinnost |
|--------|--------|--------|-------|---------|--------|------|--------|--------|----------|
| 80 | 0,170 | 0,40 | 1,33 | 11,2 | 20 | 0,56 | 13,60 | 0,53 | 0,04 |
| 80 | 0,310 | 10,00 | 1,28 | 12,4 | 20 | 0,62 | 24,80 | 12,80 | 0,52 |
| 80 | 0,442 | 20,10 | 1,20 | 13,6 | 20 | 0,68 | 35,36 | 24,12 | 0,68 |
| 80 | 0,548 | 30,20 | 1,13 | 14,8 | 20 | 0,74 | 43,84 | 34,13 | 0,78 |
| 80 | 0,633 | 40,20 | 1,05 | 16,0 | 20 | 0,80 | 50,64 | 42,21 | 0,83 |
| 80 | 0,731 | 50,00 | 0,97 | 17,2 | 20 | 0,86 | 58,48 | 48,50 | 0,83 |
| 80 | 0,757 | 60,00 | 0,89 | 18,4 | 20 | 0,92 | 60,56 | 53,40 | 0,88 |
| Uz [V] | Iz [A] | U [V] | I [A] | t1 [μs] | T [μs] | D | Pz [W] | P1 [W] | účinnost |
| 120 | 0,136 | 0,50 | 1,39 | 10,8 | 20 | 0,54 | 16,32 | 0,70 | 0,04 |
| 120 | 0,225 | 10,30 | 1,31 | 11,6 | 20 | 0,58 | 27,00 | 13,49 | 0,50 |
| 120 | 0,315 | 20,30 | 1,24 | 12,4 | 20 | 0,62 | 37,80 | 25,17 | 0,67 |
| 120 | 0,400 | 30,20 | 1,19 | 13,2 | 20 | 0,66 | 48,00 | 35,94 | 0,75 |
| 120 | 0,476 | 40,20 | 1,13 | 14,0 | 20 | 0,70 | 57,12 | 45,43 | 0,80 |
| 120 | 0,544 | 50,20 | 1,08 | 14,8 | 20 | 0,74 | 65,28 | 54,22 | 0,83 |
| 120 | 0,595 | 60,00 | 1,03 | 15,4 | 20 | 0,77 | 71,40 | 61,80 | 0,87 |
| 120 | 0,655 | 70,00 | 0,97 | 16,4 | 20 | 0,82 | 78,60 | 67,90 | 0,86 |
| 120 | 0,693 | 80,00 | 0,92 | 17,2 | 20 | 0,86 | 83,16 | 73,60 | 0,89 |
| 120 | 0,727 | 89,90 | 0,87 | 18,0 | 20 | 0,90 | 87,24 | 78,21 | 0,90 |
| 120 | 0,761 | 100,50 | 0,83 | 19,0 | 20 | 0,95 | 91,32 | 83,42 | 0,91 |
| Uz [V] | Iz [A] | U [V] | I [A] | t1 [μs] | T [μs] | D | Pz [W] | P1 [W] | účinnost |
| 160 | 0,106 | 0,45 | 1,36 | 10,4 | 20 | 0,52 | 16,96 | 0,61 | 0,04 |
| 160 | 0,170 | 10,10 | 1,26 | 11,4 | 20 | 0,57 | 27,20 | 12,73 | 0,47 |
| 160 | 0,247 | 20,20 | 1,21 | 12,0 | 20 | 0,60 | 39,52 | 24,44 | 0,62 |
| 160 | 0,306 | 30,20 | 1,16 | 12,8 | 20 | 0,64 | 48,96 | 35,03 | 0,72 |
| 160 | 0,370 | 40,00 | 1,12 | 13,4 | 20 | 0,67 | 59,20 | 44,80 | 0,76 |
| 160 | 0,425 | 50,10 | 1,08 | 14,0 | 20 | 0,70 | 68,00 | 54,11 | 0,80 |
| 160 | 0,476 | 60,00 | 1,05 | 14,6 | 20 | 0,73 | 76,16 | 63,00 | 0,83 |
| 160 | 0,514 | 70,40 | 1,01 | 15,2 | 20 | 0,76 | 82,24 | 71,10 | 0,86 |
| 160 | 0,548 | 80,00 | 0,96 | 15,8 | 20 | 0,79 | 87,68 | 76,80 | 0,88 |

Tabulka 4 Naměřené hodnoty proudového zdroje

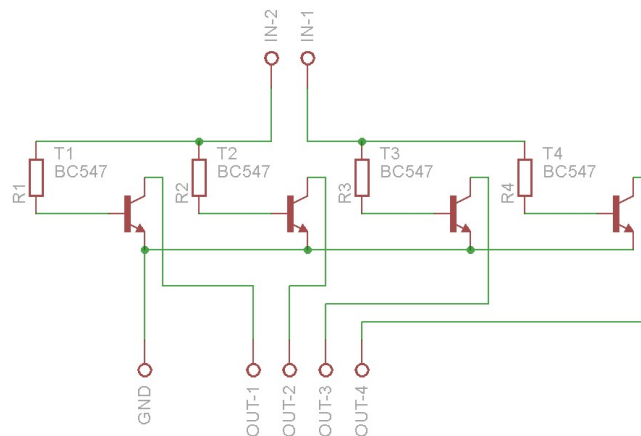


Graf 1 Charakteristika proudového zdroje



Graf 2 Změna střídy při zatěžování zdroje proudu

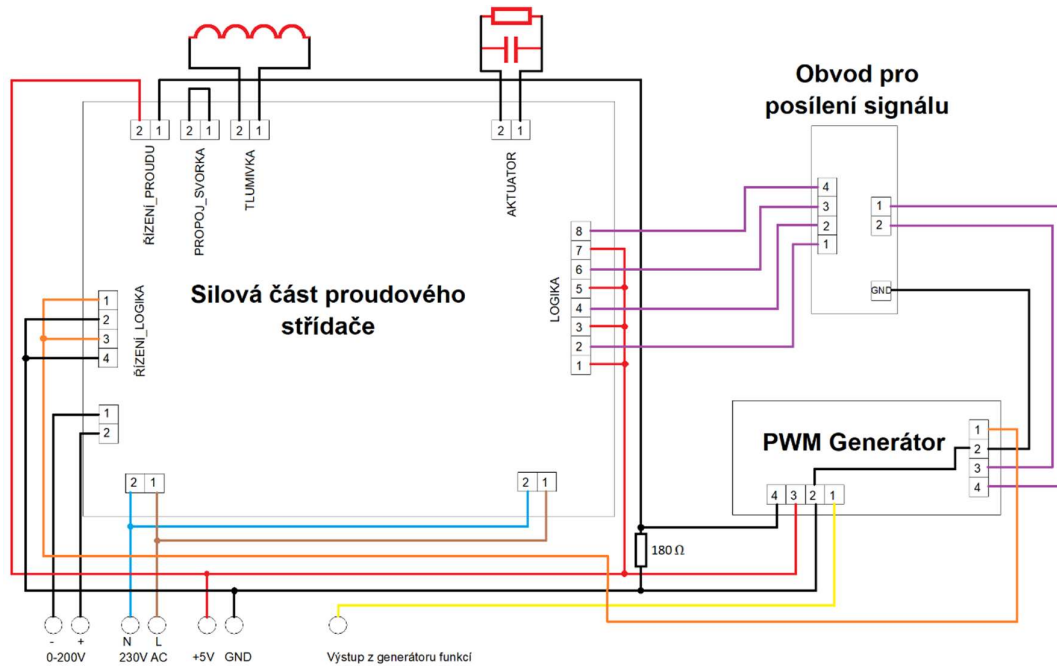
Po oživení zdroje proudu přišlo na řadu oživení proudového střídače jako celku. Při oživování jsme zjistili, že tranzistory ve střídači nespínají. Problém byl na výstupu z PWM generátoru pro střídač. Použité NAND hradla pro zajištění střídavého spínání neměly dostatečný výkon pro rozsvícení diod obsažených v optočlenech pro spínání tranzistorů. Proto bylo nutné tento signál posílit pomocí obvodu uvedeného na obrázku 31.



Obrázek 31 Obvod pro posílení signálu

Na svorky IN je přiveden signál z PWM generátoru ze svorkovnice SV2 (SV2-4 -> IN-2, SV2-3 -> IN-1). Svorky OUT jsou propojeny se svorkovnicí LOGIKA umístěnou na desce silové části proudového střídače (OUT-1 -> LOGIKA-2, OUT-2 -> LOGIKA-6, OUT-3 -> LOGIKA-4, OUT-4 -> LOGIKA-8). A svorka GND je připojena se svorkou GND obsazenou v PWM generátoru ve svorkovnici SV2-2. Na svorky LOGIKA-1,3,5,7 je přivedeno kladné napětí + 5 V ze zdroje, který napájí PWM generátor.

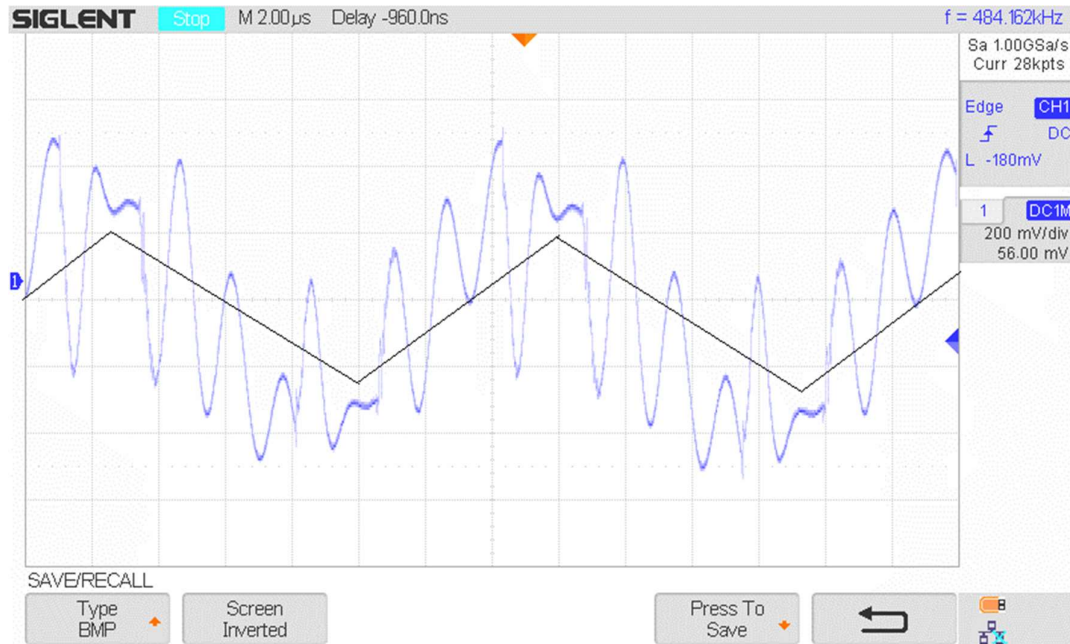
Po této úpravě už proudový střídač jako celek fungoval a mohlo se přejít k měření na výrobku. Schéma zapojení celého proudového střídače je vidět na obrázku 32.



Obrázek 32 Schéma zapojení proudového střídače

3.4. Měření na výrobku a porovnání s nasimulovanými hodnotami

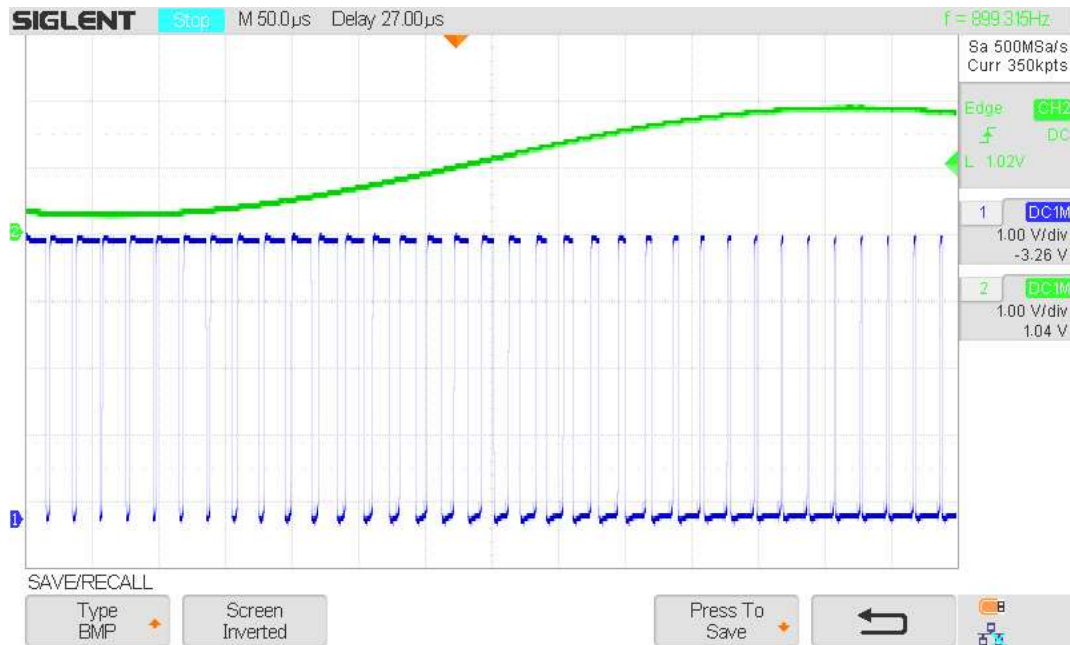
První měření po spojení všech částí proudového střídače bylo měření výstupního napětí na zátěži. Toto měření je vidět na obrázku 33.



Obrázek 33 Výstupní napětí na kapacitní zátěži

Toto měření jsem proložil, aby byl více vidět tvar výstupního napětí. Zvlnění je způsobeno parazitními indukce a kapacitami. Měření probíhalo při zatížení $C = 4,5 \mu F$, vstupním proudem $I = 0,5 A$ a napájecím napětím $U = 130 V$. Tvar výstupního napětí po proložení odpovídá tvaru výstupního napětí na kapacitní zátěži uvedeného na obrázku 11.

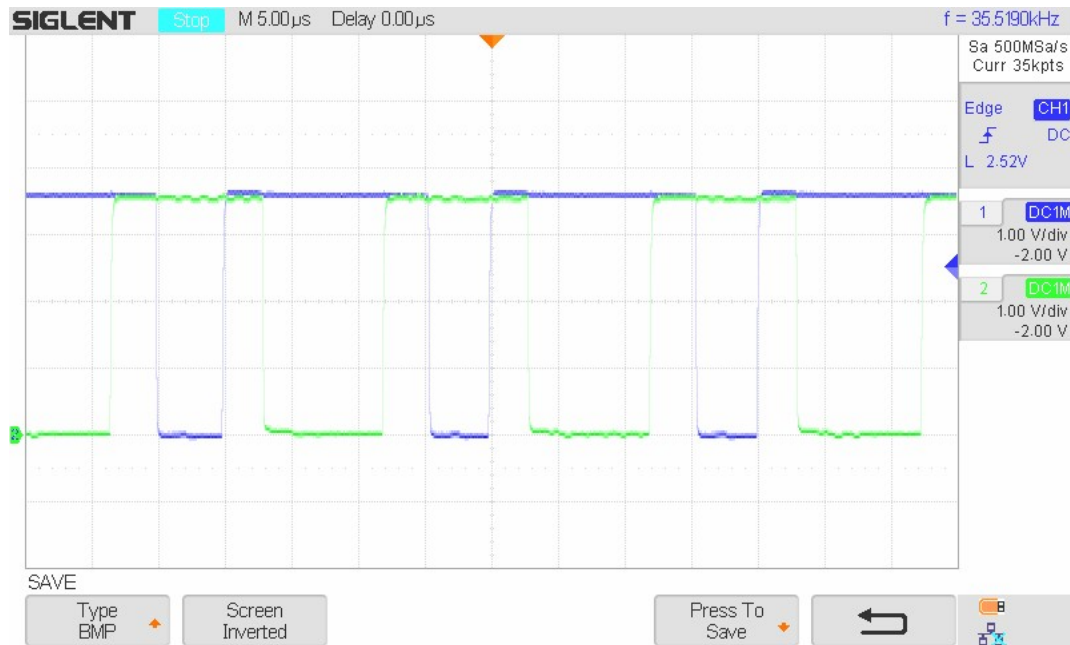
Dále jsem změřil funkci PWM generátoru. Modulace je vidět na obrázku 34.



Obrázek 34 Vstupní a výstupní signál z PWM generátoru

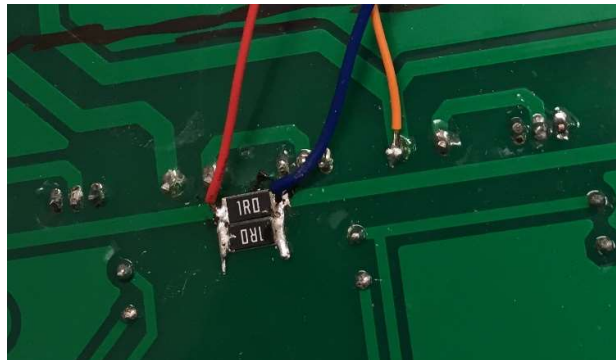
Modulovaný signál byl přiváděn z generátoru funkcí, který byl nastaven na frekvenci $f = 900 \text{ Hz}$, amplituda $U = 800 \text{ mV}_{pp}$ a offset $U = 500 \text{ mV}$. Výstup je nastavený pro zátěž 50Ω , což naše zátěž neměla, proto jsou reálné hodnoty vidět na osciloskopu, tedy amplituda $U = 1,6 \text{ V}_{pp}$. Frekvence PWM generátoru je nastavena na 50 kHz . Vstupní a výstupní signály se shodují se signály ze simulací, akorát je otočená fáze PWM.

Následujícím měřením jsem ověřil, zda dochází k překrývání časů k sepnutí tranzistorů v samotném střídači. Překrývání je vidět na obrázku 35. Na obrázku je vidět, že přesah časů je zbytečně veliký, což lze snížit volbou nižší hodnoty kondenzátoru.



Obrázek 35 Překrývání časů

Dalším úkolem bylo ověřit tvrdé spínání tranzistorů. Pro toto měření jsem musel udělat zásah do DPS, aby bylo možné změřit proud a napětí na jedné větvi střídače. Na desce byla přerušena cesta k diodě D4, kde byly napájeny dva paralelně spojené odpory s celkovým odporem $R = 0,5 \Omega$. Na tomto odporu se měřil proud procházející touto větví a napětí bylo měřeno za tranzistorem Q4. Zásah do DPS je vidět na obrázku 36.



Obrázek 36 Zásah do DPS

Po této úpravě bylo možné ověřit tvrdé spínání. Průběh napětí a proudu v jedné větvi střídače je vidět na obrázku 37.

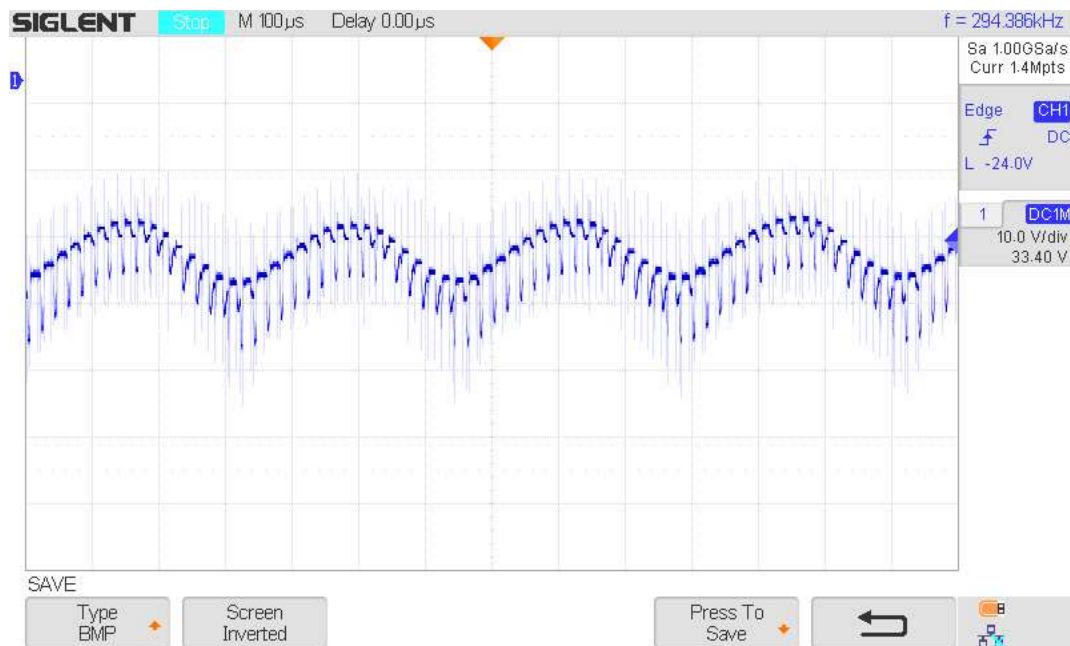


Obrázek 37 Průběh napětí a proudu v jedné větvi střídače

Měření tedy probíhalo na bočníku. Modrý průběh znázorňuje napětí a zelený průběh znázorňuje proud. Z obrázku je vidět, že signál proudu obsahuje offset, tedy nula je nastavena na střed, ale nula proudu je níže. Obrázek 37 je rozdělen na čtyři části. První část znázorňuje dobu, kdy je tranzistor vypnutý. Přibližná hodnota napětí je $U = 15\text{ V}$ a střídač byl napájen $U_{in} = 35\text{ V}$. Druhá a čtvrtá část znázorňuje dobu, kdy jsou sepnuté obě větve. To znamená, že napětí je nulové. V druhé části se proud mírně zvýšil a ve čtvrté části se proud mírně snížil. Třetí část představuje dobu, kdy je tranzistor sepnutý. V této části by mělo být nulové napětí, ale na obrázku je vidět zámkit, který jde obráceně. Proud je silně rozkmitaný. Bohužel z naměřených průběhů není zcela jasně vidět, že se jedná o tvrdé spínání.



Obrázek 38 Výstupní napětí na zátěži 1



Obrázek 39 Výstupní napětí na zátěži 2

Obrázky 38 a 39 znázorňují příklady naměřené napětí na zátěži pro dvě různé frekvence modulovaného signálu při vstupním napětí $U_{in} = 44 \text{ V}$. Obrázek 38 je pro frekvenci $f = 900 \text{ Hz}$ a obrázek 39 je pro frekvenci $f = 3 \text{ kHz}$.

4. Závěr

Stěžejním cílem této diplomové práce je sestavit funkční vzorek proudového střídače pro napájení kapacitní zátěže. K dosažení tohoto cíle byl na začátku práce proveden teoretický rozbor vhodných napájecích zdrojů pro kapacitní zátěž včetně popisu piezoelektrického aktuátoru, elektronických obvodů používaných k jeho buzení a použitého proudového střídače.

Byly provedeny simulace časových průběhů napětí a proudu v důležitých uzlech a větvích proudového střídače. Simulace se prováděly pro vstupní napětí $U_{in} = 200 V$ a pro nastavený proud $I = 2 A$. Provedené simulace potvrdily funkčnost použitého proudového střídače.

Při osazování a oživování jednotlivých částí proudového střídače se objevily problémy, které byly průběžně řešeny a odstraňovány (viz text výše). Proudový střídač jako celek fungoval, tedy dle předpokladu a bylo možno přistoupit k měření.

Vykonaná praktická měření časových průběhů napětí a proudu pomocí osciloskopu potvrdila správnou funkci PWM generátoru a skutečnost, že signály pro spínání tranzistorů do kříže se překrývají. Dalším prověřovaným parametrem bylo tvrdé spínání tranzistorů, které s ohledem na nedostupnost vhodné sondy pro měření proudu bylo substituováno měřením proudu na bočníku. To ovšem zaneslo množství zákmitů do měření, kvůli kterým nebylo tvrdé spínání zcela zřejmé. Posledním měřeným parametrem bylo výstupní napětí na zátěži, které se tvarem shoduje s výstupním napětím ze simulací. Měření probíhalo při nastaveném proudu $I = 0,5 A$ a nejvyšším vstupním napětí $U_{in} = 130 V$. Kvůli obavám z poškození obvodu nebyl obvod testován na vyšších než uvedených hodnotách.

Uvedený hlavní cíl předkládané práce, tj. sestavení funkčního vzorku proudového střídače pro napájení kapacitní zátěže včetně proměření uvedených parametrů byl splněn, a tím tedy i celá práce splnila všechny body zadání.

Pro úplnost uvádím na základě uvedených zkušeností podněty pro další možné úpravy: V první řadě by se jednalo o úpravu obvodu tak, aby méně kmital. Dále by se mohla dopočítat a nechat vyrobit tlumivka, která by nahradila stávající tlumivku. Dalším zpřesněním by bylo doměření obvodu vhodnou proudovou sondou a nakonec celý

obvod vyzkoušet na reálném piezoelektrickém aktuátoru, kde by mohla probíhat další měření.

Seznam použité literatury a zdrojů

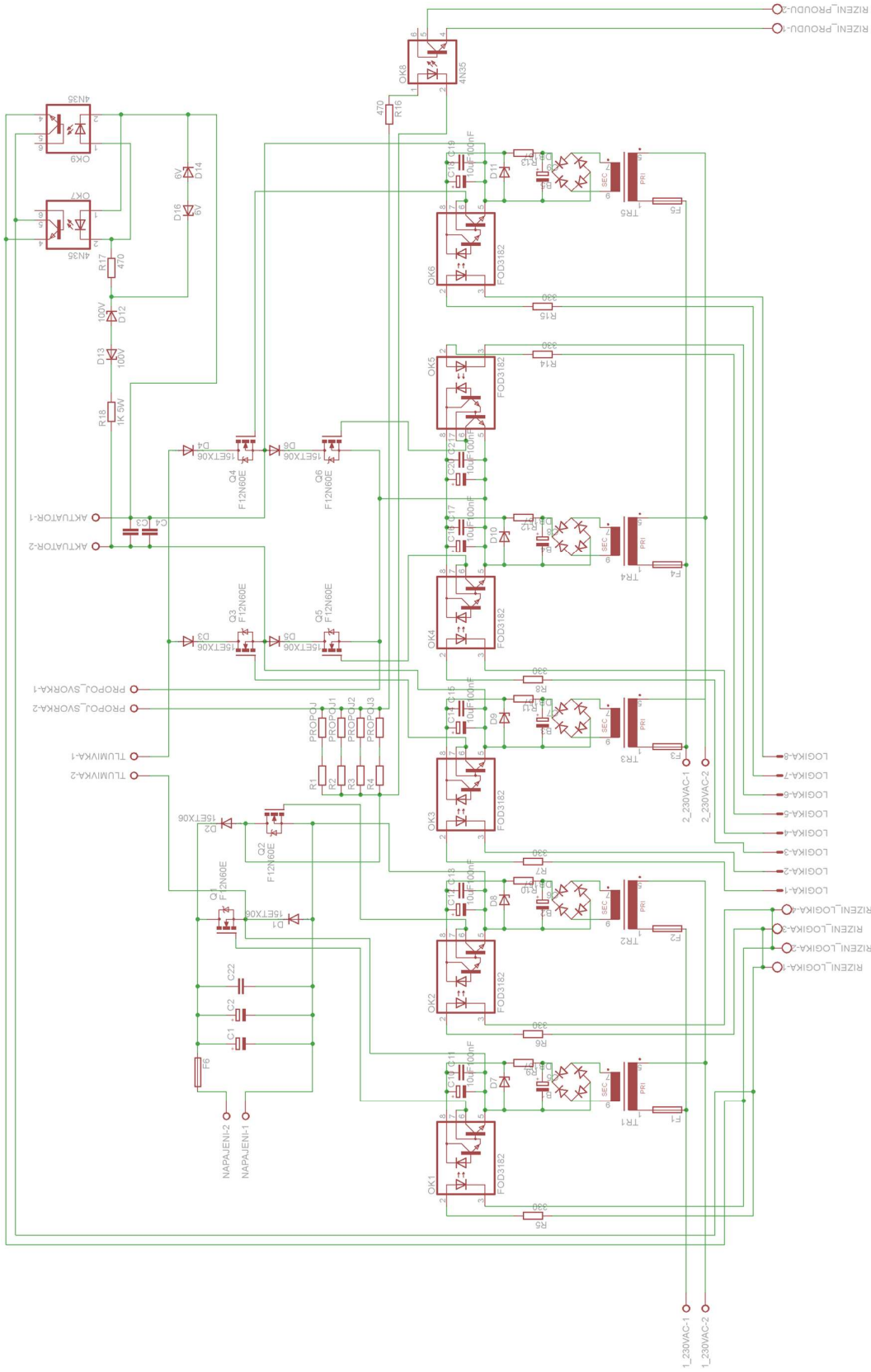
- [1] ČERNÍK, M.: *Možnosti užití proudového střídače pro napájení piezoelektrického aktuátoru s velkou kapacitou*. XXXIII konference o elektrických pohonech Plzeň 2013. ISBN 978-80-02-02457-6.
- [2] DORF, R. C.: *Electrical Engineering Handbook*. CRC Press LLC, 2000, ISBN 9781420049763
- [3] ŠKVOR, Zdeněk. *Elektroakustika a akustika: vysokoškolská učebnice*. V Praze: České vysoké učení technické, 2012. ISBN 978-80-01-05034-7.
- [4] Pavelka, J., Čeřovský, Z. *Výkonová elektronika*. Praha: ČVUT. 2000
- [5] SNOPEK, Vojtěch. *Konstrukce proudového střídače*. Liberec, 2019. Semestrální projekt. Technická univerzita v Liberci. Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií.
- [6] CALDWELL, John. TEXAS INSTRUMENTS. *Analog Pulse Width Modulation* [online]. 2013 [cit. 2020-01-14]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/slau508/slau508.pdf>
- [7] HRADIL, A. *Návrh mikroaktuátoru s využitím SMART materiálů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2011. 52s. Vedoucí diplomové práce Ing. Zdeněk Hadaš, Ph.D.
- [8] HOLÍNSKÝ, J. *Návrh audio zesilovače 2.1 ve třídě D*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 45 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D..
- [9] VANDERMEULEN, Aaron a John MAURIN. EATON. *Current source inverter vs. Voltage source inverter topology*. [online]. 2014 [cit. 2020-04-15]. Dostupné z: <https://www.eaton.com/content/dam/eaton/products/medium-voltage-power-distribution-control-systems/motor-control/literature/other-docs/sc9000-csi-vs-vsi-topology-white-paper-wp020001en.pdf>
- [10] WINTER, Christophe, Christophe AUVIGNE a Yves PERRIARD. *Design of a resonant power inverter for a piezoelectric actuator*. In: IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society [online]. IEEE, 2012,

- 2012, s. 345-349 [cit. 2020-04-16]. DOI: 10.1109/IECON.2012.6388622. ISBN 978-1-4673-2421-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6388622/>
- [11] FLEMING, A. J. a S. O. R. MOHEIMANI. *Improved Current and Charge Amplifiers for Driving Piezoelectric Loads, and Issues in Signal Processing Design for Synthesis of Shunt Damping Circuits*. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* [online]. 2016, 15(2), 77-92 [cit. 2020-04-16]. DOI: 10.1177/1045389X04039701. ISSN 1045-389X. Dostupné z: <http://journals.sagepub.com/doi/10.1177/1045389X04039701/>
- [12] KAUCZOR, C. a N. FROHLEKE. *Inverter topologies for ultrasonic piezoelectric transducers with high mechanical Q-factor*. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)* [online]. IEEE, 2004, s. 2736-2741 [cit. 2020-04-16]. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355265. ISBN 0-7803-8399-0. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1355265/>
- [13] HAN, B.M. a S.I. MOON. *Static reactive-power compensator using soft-switching current-source inverter*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 48(6), 1158-1165 [cit. 2020-04-16]. DOI: 10.1109/41.969394. ISSN 02780046. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/969394/>
- [14] Class-D amplifier. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation [cit. 2020-05-18]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Class-D_amplifier
- [15] ČERNÍK, Martin. *Výkonová elektronika* [online]. Liberec, 2014 [cit. 2020-05-19]. ISBN 978-80-7494-160-3. Dostupné z: <https://dspace.tul.cz/handle/15240/7154>
- [16] ČERNÍK, Martin. *Návod pro výpočet základních induktorů s jádrem na síťové frekvenci pro obvody výkonové elektroniky*. [online]., 8 [cit. 2020-08-13]. Dostupné z: http://pub.mti.tul.cz/~martin.cernik/VKE/files/ESF_trafo_sitove_tlumivka.pdf
- [17] ČERNÍK, Martin. Ústní sdělení.

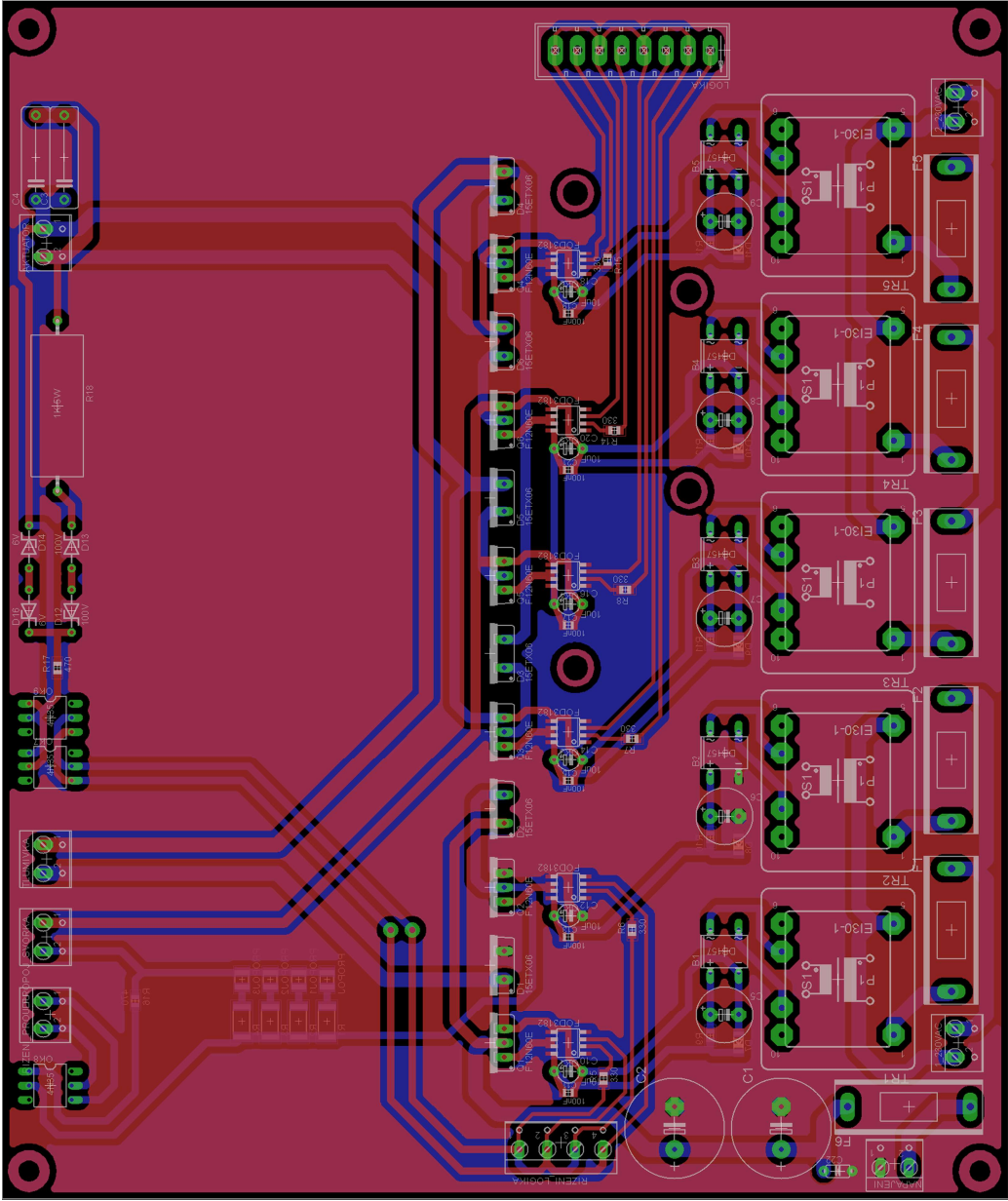
Přílohy

| | |
|---|----|
| Příloha 1 Schéma silové části proudového střídače | 69 |
| Příloha 2 Návrh plošné spoje pro silovou část proudového střídače | 70 |
| Příloha 3 Schéma PWM generátoru | 71 |
| Příloha 4 Návrh plošného spoje pro PWM generátor | 72 |

Příloha 1 Schéma silové části proudového střídače



Příloha 2 Návrh plošné spoje pro silovou část proudového střídače



Příloha 3 Schéma PWM generátoru

