

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

LABORATORNÍ SPÍNANÝ ZDROJ 0-30 V 0-5 A

SWITCHING BENCHTOP POWER SUPPLY 0-30 V, 0-5 A

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jan Galia

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš

BRNO 2019



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Jan Galia

ID: 186065

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Laboratorní spínaný zdroj 0-30 V 0-5 A

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Proveďte výběr vhodné topologie silové části zdroje. Navrhněte konkrétní zapojení silové části a dimenzujte součástky.
2. Navrhněte zapojení řídicích obvodů a budičů tranzistorů.
3. Navrhněte desky plošných spojů, vyrobte a osadte je.
4. Proveďte konstrukci celého zařízení a oživte jej.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice.
- [2] Novotný V., Vorel P., Patočka M.: Napájení elektronických zařízení (skriptum UREL FEKT VUT)
- [3] Vorel P., Patočka M.: Průmyslová elektronika (skriptum FEKT UVEE)

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš

Konzultant:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

Práce se zabývá návrhem a konstrukcí jednobukletového laboratorního spínaného zdroje. Zdroj bude postavený na topologii jednočinného propustného měniče s plynule nastavitelným výstupním napětím v rozsahu 0 - 30V při maximálním zatížení 5A. Zdroj bude také disponovat plynule nastavitelným proudovým omezením v rozsahu 0 - 5A. Řízení bude realizováno analogovou kaskádní regulací za pomoci operačních zesilovačů TL072 a PWM modulátoru SG3525.

KLÍČOVÁ SLOVA

spínaný zdroj, laboratorní zdroj, jednočinný propustný měnič, kaskádní regulační struktura, analogové řízení, budič tranzistorů MOSFET, PWM modulátor SG3525, pulzní šířková modulace, impulzní transformátor, LC-filtr

ABSTRACT

This thesis deals with the design and construction of switching mode power supply for lab application. Converter is based on the forward topology with adjustable output voltage regulation from 0 to 30V and with maximal output current 5A. Another features of this power supply is adjustable current limiting function which can be set from 0 to 5A. For closed loop control was chosen analogue cascade regulation. The control part consists of operation amplifier TL072 and SG3525 control circuit.

KEYWORDS

switching mode power supply, lab bench power supply, forward converter, analog control, MOSFET driver, SG3525 control circuit, pulse width modulation, pulse transformer, LC-filter

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Laboratorní spínaný zdroj 0-30 V 0-5 A“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Janu Martišovi za odborné podněty a cenné rady při návrhu, konstrukci a ožívování zdroje.

Brno

.....

podpis autora

Obsah

1	Spínaný síťový zdroj	11
1.1	Elektromagnetická kompatibilita (EMC)	12
1.2	Síťový napáječ spínaných zdrojů	14
1.3	Jednočinný propustný měnič	17
1.4	Řídicí obvody spínaných zdrojů	20
1.4.1	Galvanické oddělení	20
1.4.2	Pulzní šířková modulace	21
1.4.3	Zpětnovazební regulace	22
1.4.4	Regulační struktury	24
2	Návrh spínaného síťového zdroje	26
2.1	Návrh výstupního LC filtru	26
2.1.1	Návrh tlumivky	27
2.1.2	Návrh filtračního kondenzátoru	29
2.2	Návrh impulzního transformátoru	30
2.3	Návrh síťového napáječe	33
2.4	Dimenzování polovodičových prvků	35
2.4.1	Dimenzování spínacích tranzistorů	35
2.4.2	Dimenzování primárních nulových diod	36
2.4.3	Dimenzování sekundární usměřňovací diody	37
2.4.4	Dimenzování sekundární nulové diody	37
2.5	Výpočet ztrátového výkonu	38
2.5.1	Výpočet ztrát na tranzistoru	38
2.5.2	Výpočet ztrát na primárních a sekundárních diodách	41
2.6	Chlazení polovodičových součástek	42
2.6.1	Výpočet tepelného odporu chladiče	44
2.7	Pomocný zdroj	45
2.8	Budící obvody	47
2.8.1	Návrh budícího transformátoru	49
2.9	PWM modulátor	50
2.10	Regulační struktura	53
3	Realizace a oživení zdroje	55
3.1	Návrh a výroba plošného spoje	55
3.2	Výroba impulzního transformátoru a tlumivky	55
3.3	Oživení zdroje	55
3.3.1	Nastavení PI regulátorů	57

3.4 Záznam naměřených průběhů	59
4 Závěr	64
Literatura	66
Seznam symbolů, veličin a zkratk	68
Seznam příloh	72
A Výkonová část, budič a pomocný zdroj	73
B Řídicí část	76
C Fotky výsledného zdroje	79

Seznam obrázků

1.1	Blokové schéma spínaného síťového zdroje	12
1.2	Jednofázový síťový odrušovací filtr	13
1.3	Schéma jednofázového síťového napáječe	14
1.4	Průběhy napětí a proudu na síťovém napáječi	16
1.5	Jednočinný propustný měnič	17
1.6	Magnetizační proud	18
1.7	Průběhy napětí a proudu v jednočinném propustném měniči	19
1.8	Náhrada topologie propustného měniče měničem snižujícím s LC - filtrem	23
1.9	Blokové schéma přímé regulace výstupního napětí	24
1.10	Blokové schéma přímé regulace výstupního proudu	24
1.11	Blokové schéma kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou	25
2.1	Zvlnění proudu a napětí na LC-filtru	27
2.2	Teoretický a skutečný průběh proudu na primárních nulových diodách	37
2.3	Tranzistorový spínač s RL zátěží	38
2.4	Průběh obvodových veličin při vypínání tranzistoru	39
2.5	Tepelné schéma chlazení jedné součástky	43
2.6	Tepelné schéma pro výpočet společného chladiče tranzistorů	45
2.7	Schéma pomocného zdroje	46
2.8	Budič tranzistorů MOSFET s impulzním transformátorem	48
2.9	Průběh důležitých veličin v budiči tranzistorů MOSFET	48
2.10	Vnitřní zapojení modulátoru SG3525A	51
2.11	Vnější zapojení modulátoru SG3525A	51
2.12	Schéma regulační struktury	53
3.1	Průběh napětí u_{DS} na tranzistoru $T3$ v budiči	59
3.2	Průběh napětí u_2 na sekundárním vinutí budícího transformátoru	59
3.3	Průběh budícího napětí u_G výkonového tranzistoru $T1$	60
3.4	Průběh budícího napětí u_G výkonového tranzistoru $T2$	60
3.5	Průběh napětí na sekundární usměrňovací diodě $D2$	61
3.6	Průběh napětí na sekundární nulové diodě $D02$	61
3.7	Průběh napětí u_1 na primární straně impulzního transformátoru	61
3.8	Průběh napětí u_2 na sekundární straně impulzního transformátoru	62
3.9	Detail zvlnění výstupního napětí při plném zatížení výstupu	62
3.10	Detail zvlnění výstupního napětí při čtvrtinovém zatížení výstupu	62
A.1	Schéma zapojení výkonové části, budiče a pomocného zdroje	73
A.2	Rozmístění součástek na vrchní straně výkonové desky	74

A.3	Rozmístění součástek na spodní straně výkonové desky	74
A.4	Motiv plošného spoje výkonové desky (Bottom)	75
B.1	Schéma zapojení řídicí desky	76
B.2	Rozmístění součástek na vrchní straně řídicí desky	77
B.3	Motiv plošného spoje řídicí desky (Top)	77
B.4	Rozmístění součástek na spodní straně řídicí desky	78
B.5	Motiv plošného spoje řídicí desky (Bottom)	78
C.1	Pohled na vnitřní zapojení zdroje	79
C.2	Čelní panel zdroje	80

Úvod

Spínané zdroje se v dnešní době využívají v řadě aplikací a je na ně možné narazit jak v průmyslu (svařovací obloukové invertory, zdroje pro galvanické pokovování, nabíječky trakčních akumulátorů), tak ve spotřební elektronice, kde slouží jako zdroje napájení pro stolní PC, televizory, či jako nabíječky mobilních telefonů, laptopů a nesčítelně mnoha dalších zařízení. Oproti lineárním zdrojům, zdroje spínané disponují podstatně vyšší účinností, menšími rozměry a hmotnostmi. Navzdory jejich komplexitě bývají spínané zdroje také ekonomicky výhodnější.

Laboratorní zdroje představují nezbytnou součást každé profesionální elektrotechnické laboratoře, tak i dílny jakéhokoliv nadšence do elektrotechniky. Tato práce se bude zabývat návrhem a následnou realizací laboratorního síťového spínaného zdroje. Ten bude umožňovat provoz ve dvou režimech. První režim bude režim konstantního výstupního napětí, kdy bude možné na výstupu nastavit napětí v rozsahu od 0 do 30V. Druhým pak režim proudové limitace, který bude omezovat výstupní proud zdroje v plynule nastavitelném rozmezí od 0 do 5A.

V práci bude postupně popsán průběh návrhu všech funkčních celků od síťového napáječe až po řídicí elektroniku a oživení celého zdroje. Funkční zdroj bude následně umístěn do přístrojové krabice a osazen dvěma panelovými měřicími přístroji pro zobrazení aktuálního zatížení zdroje a výstupního napětí. Výstupní napětí a proud bude nastavován pomocí dvou víceotáčkových potenciometrů umístěných společně s měřicími přístroji na předním panelu laboratorního zdroje. Součástí předního panelu bude LED dioda indikující proudové omezení (režim konstantního proudu).

1 Spínaný síťový zdroj

Spínaným síťovým zdrojem se označují stejnosměrné pulzní měniče s vysokofrekvenčním transformátorem, napájené na vstupu usměrněným síťovým napětím. Existují dvě základní zapojení spínaných zdrojů.

Prvním typem jsou měniče blokující. Ty jsou specifické tím, že proces přenášení energie ze vstupu na výstup probíhá v době *vypnutí* tranzistorů. Blokující měniče *není* možné principiálně konstruovat jako dvojčinné. Tento typ měničů se převážně používá na přenos menších výkonů. Důvodem je nežádoucí rozptylová indukčnost impulzního transformátoru, která při vypínání tranzistoru vytváří nežádoucí napěťový překmit a namáhá tak tranzistor v závěrném směru. Velikost překmitu roste s velikostí proudu tekoucího primárním vinutím, proto se tato topologie na přenášení velkých výkonů řádově nad $1kW$ příliš nepoužívá. Pro malé výkony blokující měnič představuje výhodné zapojení, jelikož není na sekundární straně nutná vyhlazující tlumivka (tvoří jí sekundární strana impulzního transformátoru), na rozdíl od měničů propustných[3].

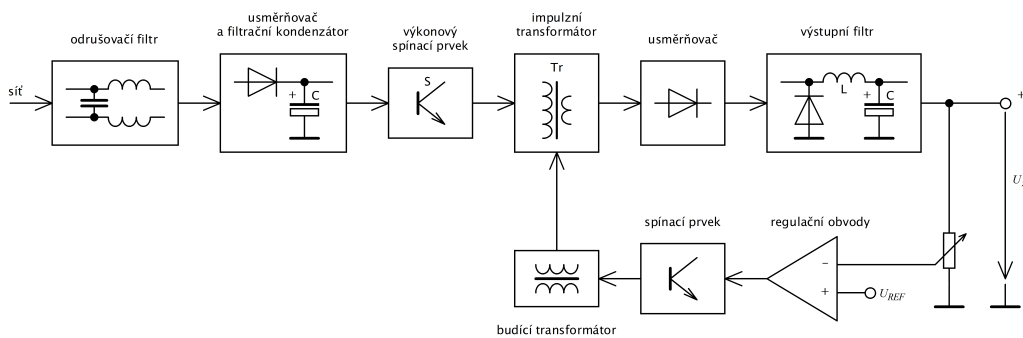
Ty jsou konstruovány tak, že energie ze vstupu na výstup se přenáší v době *sepnutí* tranzistoru. Propustné měniče se dělí na jednočinné a dvojčinné. Dvojčinné měniče jsou konstruovány jako celé mosty (H-bridge), polomosty (half-bridge) nebo jako topologie push-pull[3].

Jako měniče větších výkonů se především používá topologie celého mostu napájeného z trojfázové sítě $3 \times 400V$. Napěťová hladina v tomto případě dosahuje na měniči přibližně $540V$, a proto bývají v měniči použity tranzistory typu IGBT se závěrným napětím $1200V$. Pracovní spínací kmitočet IGBT tranzistorů bývá v rozsahu $25kHz$ až $60kHz$. Vyšších spínacích kmitočetů není možné dosáhnout, jelikož s rostoucím kmitočtem úměrně rostou i přepínací ztráty v tranzistorech[3].

V případě napájení měniče z jednofázové sítě $1 \times 230V$ se napěťová hladina pohybuje přibližně na $300V$. Pro tuto hladinu jsou nejvýhodnějšími spínacími prvky tranzistory typu MOS-FET s napětím $600V$ v závěrném směru. Spínací frekvence u MOS-FET tranzistorů je podstatně vyšší než u tranzistorů IGBT a dosahuje až hodnoty $300kHz$. Typicky se pracovní kmitočet propustných měničů s MOS-FET tranzistory pohybuje v rozmezí od $40kHz$ do $120kHz$. Důvodem snahy zvyšování kmitočtu je fakt, že s rostoucí pracovní frekvencí klesá objem jádra transformátoru a výstupní tlumivky, a tím pádem i objem a hmotnost celého spínaného zdroje. Ovšem volit kmitočet nad $200kHz$ není příliš výhodné z několika důvodů[3].

- První omezení vyplývá z mezní frekvence manganato-zinečnatých feritů, která se nachází v okolí $450kHz$ a zvyšování spínací frekvence nad $200kHz$ způsobuje výrazné hysterézní ztráty. Hysterézní ztráty lze zmenšit snížením maximální indukce B_{max} v jádře, což ale vede k nárůstu objemu jádra.

- Při frekvencích nad 200kHz začíná kvůli skin efektu klesat i hloubka vniku. Z tohoto důvodu je nezbytné použít ve vinutí primárním i sekundárním více paralelně řazených vodičů menšího průřezu. Tento mechanismus nicméně vede ke snížení činitele plnění, který působí proti zmenšování objemu jádra.
- Zvyšování pracovního kmitočtu má také vliv na nárůst reaktance výstupní rozptylové indukčnosti. Je tedy potřeba zvýšit činitel vazby k na minimálně 0,998, což vede k značným konstrukčním problémům.
- S vyššími frekvencemi se také objevuje problém s parazitními mezizávitovými kapacitami vinutí[3].



Obr. 1.1: Blokové schéma spínaného síťového zdroje

Na Obr. 1.1 můžeme vidět blokové schéma zapojení spínaného zdroje. První částí správně navrženého spínaného zdroje by měl být vhodně navržený širokopásmový obrušovací filtr. Za filtrem následuje síťový usměrňovač s vyhlazující kapacitou, což dohromady tvoří tzv. *síťový napáječ*. Další část spínaného zdroje tvoří stejnosměrný pulzní měnič a vysokofrekvenční impulzní transformátor. Na sekundární straně transformátoru se nachází další usměrňovač osazený rychlými Schottkyho diodami. V závislosti na použité topologii je konstruován jako jednocestný nebo dvoucestný. K dosažení hladkých průběhů výstupních veličin napětí a proudu je na výstup měniče přidán LC-filtr. Poslední částí spínaného zdroje je regulační obvod, který se snaží udržovat na výstupu požadovanou hodnotu napětí, případně proudu. [1].

1.1 Elektromagnetická kompatibilita (EMC)

Elektromagnetická kompatibilita je definována jako schopnost určitého zařízení, systému či přístroje správně fungovat i v místech, kde se nachází jiný zdroj elektromagnetického rušení. Na druhou stranu zařízení nesmí svojí činností narušovat nepřijatelným způsobem chod ostatních zařízení v dosahu[4].

Tranzistorové měniče a jejich napáječe jsou zdrojem rušení jak nízkofrekvenčního, tak rušení vysokofrekvenčního. Mechanismy vzniku rušení jsou následující.

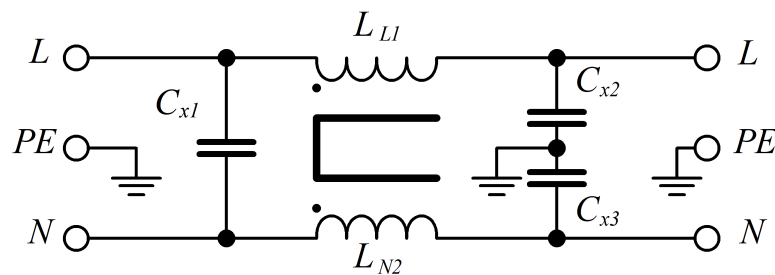
Nízkofrekvenční rušení ve frekvenčním spektru do 1 až $2kHz$, způsobuje odebrání fázového proudu usměrňovačem. Tento proud má nesinusový průběh a obsahuje značné množství vyšších harmonických složek. Rušení v této oblasti může narušit tzv. HDO (hromadné dálkové ovládání), které se užívá v energetice a jehož frekvence se řádově pohybuje ve stovkách Hz .

Vysokofrekvenční rušení převážně způsobuje samotná činnost měniče. Rušení závisí nejen na pracovní spínací frekvenci, ale také na fyzikální vlastnosti použitých tranzistorů a skrze usměrňovač se rušení dostává až do sítě. Spektrum rušení se pohybuje od $50kHz$ až do $100MHz$.

Zdrojem vysokofrekvenčního rušení může být také usměrňovač, kdy z důvodu tzv. zotavovací doby t_{rr} usměrňovacích diod dochází ke komutačním mezifázovým zkratům. Takovéto rušení má pak povahu úzkých vysokých pulzů. Spektrum rušení se pohybuje od $50kHz$ až do $1,5MHz$.

Všechny tři typy rušení mají povahu tzv. proudového rušení. Vodič, kterým protéká tento vysokofrekvenční proud, se v podstatě chová jako anténa, která do prostoru kolem sebe vysílá elektromagnetický signál. Tento signál pak může způsobovat problémy např. radiokomunikačním přijímačům.

Ochrana proti negativním vlivům způsobených rušením se dělí na *pasivní* - odstranění již vzniklého rušení např. pomocí síťového odrušovacího filtru (Obr.1.2) a na *aktivní*, kdy je snaha potlačit samotný vznik rušení např. vhodně zvolenými tranzistory či diodami s měkkou komutací[2].



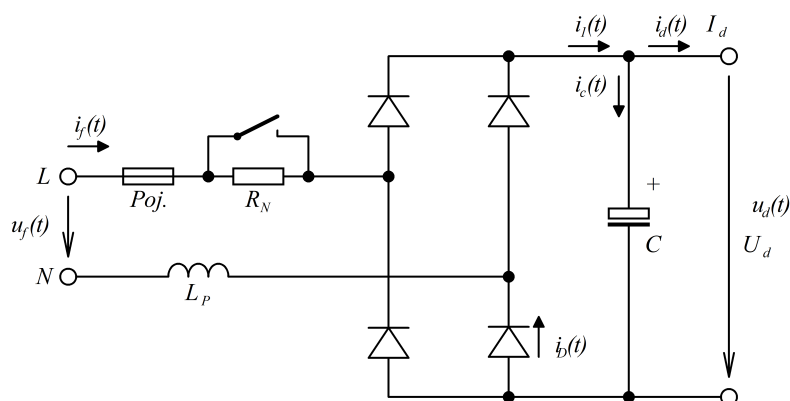
Obr. 1.2: Jednofázový síťový odrušovací filtr[2]

1.2 Síťový napáječ spínaných zdrojů

Stejnousměrný síťový napáječ slouží k přeměně střídavého napětí na stejnosměrné napětí, které je následně přivedené na vstup měniče. Základní části napáječe tvoří usměrňovač a sběrací kondenzátor (příp. LC-filter), který tvoří tzv. stejnosměrný meziobvod. Tento stejnosměrný meziobvod se vzhledem k měniči chová jako téměř ideální zdroj konstantního napětí U_d . Pro usměrňování jednofázové sítě 1 x 230V se používá dvoucestný můstkový usměrňovač (Graetzův můstek) a výkonový sběrací kondenzátor o velké kapacitě. Dohromady toto zapojení tvoří tzv. výkonový špičkový detektor, na kterém napětí U_d dosahuje hodnoty přibližně 300V, což je téměř amplituda sítě (325V). V případě trojfázové sítě 3 x 400 V dosahuje napětí na výstupu napáječe přibližně 540V. V závislosti na přenášeném výkonu se pak volí jednofázové či třífázové napájení.

Jelikož práce se bude zabývat měničem přenášející pouze malé výkony cca do 200W, bude dále rozebrána pouze problematika dvoucestných usměrňovačů. Následující rovnice jsou převzaty z literatury[2].

Obr.1.3 zobrazuje zapojení dvoupulzního můstkového usměrňovače. Můžeme si všimnout, že před samotným usměrňovačem se nachází sériově řazený odpor R_N . Tento odpor slouží k omezení špičkových nabíjecích proudů při připojení síťového napáječe na síť. Je ovšem zřejmé, že při chodu funkčního celku za síťovým napáječem, je nutné tento odpor vyřadit. Z tohoto důvodu po uplynutí doby $3R_N C$ dojde řídicím obvodem ke zkratování odporu kontaktem. Důležité přitom je, aby do doby přemostění odporu byl měnič v nečinném stavu. Při výkonech menších než 300W se odpor R_N s kontaktem nahrazuje speciálním výkonovým termistorem. Průchodem proudu přes výkonový termistor dochází k jeho zahřívání, což vede ke snižování odporu až na velmi malou hodnotu[2].



Obr. 1.3: Schéma jednofázového síťového napáječe[2]

Samotný usměrňovač tvoří čtyři diody. Za diodovým usměrňovačem se nachází sběrací kondenzátor C , který dohromady s usměrňovačem tvoří špičkový detektor. Ten se v intervalu t_n nabíjí přes otevřené diody téměř na amplitudu fázového napětí u_f . Následovně v intervalu Δt jsou diody v závěrném směru a zdrojem se stává kondenzátor, který je vybíjený proudem i_d do zátěže. Průběhy obvodových veličin můžeme vidět na Obr.1.4. Jelikož zátěž napáječe tvoří tranzistorový měnič, má proud do zátěže i_d vysokofrekvenční průběh o střední hodnotě I_d . Pokud budeme předpokládat, že odebíraný proud z kondenzátoru bude konstantní, pak napětí v meziobvodu bude klesat po šikmé přímce nepatrně zvlněné pulzním odebíraným proudem[2]. Pro jednodušší matematickou analýzu budeme uvažovat určitá zjednodušení, která jsou následující.

- Proud vybíjející kondenzátor I_d má konstantní hodnotu.
- Během intervalu t_n je ze sítě odebírán nabíjecí proud kondenzátoru i_c a proud zátěže, který nemá vf. průběh, ale je hladký o střední hodnotě I_d .
- Napětí ΔU se začíná odvalovat z vrcholu sinusoidy.

Za těchto předpokladů můžeme určit důležité hodnoty pro návrh síťového napáječe. Střední hodnota proudu odebíraného zátěží (měničem) můžeme určit z následující rovnice

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} \quad (1.1)$$

,kde P_d je činný výkon odebíraný měničem. Pro výpočet velikosti potřebné kapacity sběracího kondenzátoru vyjdeme z diferenciální rovnice proudu kapacitou.

$$i_c(t) = C \frac{du(t)}{dt} \quad (1.2)$$

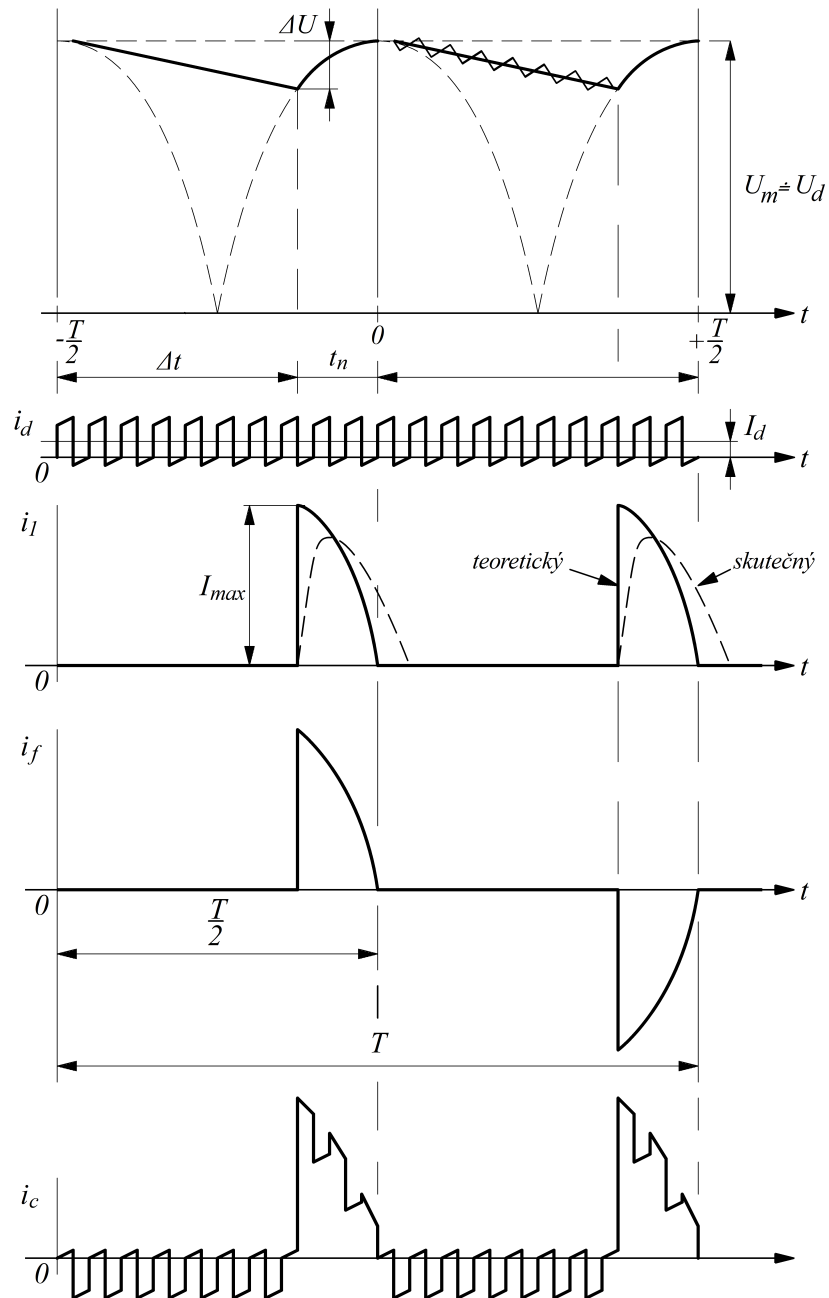
Úpravou a nahrazením diferenciálů rozdílů dostaneme

$$C = \frac{\Delta t \cdot I_d}{\Delta U} \quad (1.3)$$

,kde ΔU je dovolený pokles napětí na sběracím kondenzátoru a Δt je doba vybíjecího intervalu. Dobu vybíjecího intervalu lze určit buďto odhadem jako $8 \cdot 10^{-3} s$ nebo ji můžeme vypočítat přesněji pomocí následujícího vztahu.

$$\Delta t = \frac{T}{2} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos \left(1 - \frac{\Delta U}{U_m} \right) \right] \quad (1.4)$$

Sloučením vzorců 1.3 a 1.4 dostaneme rovnici pro přesný výpočet kapacity sběracího kondenzátoru.



Obr. 1.4: Průběhy napětí a proudu na síťovém napáječi[2]

$$C = \frac{T}{2} \frac{I_d}{\Delta U} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos \left(1 - \frac{\Delta U}{U_m} \right) \right] \quad (1.5)$$

Pro správné dimenzování usměrňovacích diod jsou také podstatné hodnoty maximálního proudu (proudové špičky) I_{max} a efektivního proudu odebíraného ze sítě.

$$t_n = \frac{T}{2} - \Delta t \quad (1.6)$$

$$I_{max} = C \frac{2\pi}{T} U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t_n\right) + I_d \quad (1.7)$$

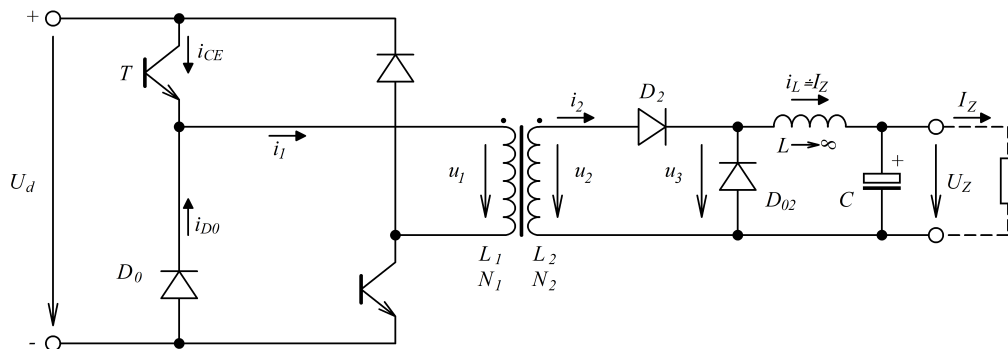
$$I_{ef} = \frac{2\pi C U_m}{T} \sqrt{\frac{t_n}{T} - \frac{1}{4\pi} \sin\frac{4\pi}{T} t_n} \quad (1.8)$$

1.3 Jednočinný propustný měnič

Pokud porovnáme objem jádra jednočinného a dvoučinného propustného měniče při přenosu stejného výkonu, zjistíme, že pro dvoučinný měnič vychází objem jádra přibližně poloviční. Proto se měniče vyšších výkonů konstruují převážně jako dvoučinné. U malých výkonů je tento fakt ovšem znevýhodněn několika aspekty[3].

- Dvojnásobný počet tranzistorů
- Dvojnásobný počet budících obvodů
- Narůstá celková složitost měniče
- U dvoučinných měničů nastává problém s parazitní stejnosměrnou magnetizací jádra.

Jelikož tato práce se bude zabývat spínaným zdrojem nijak zvláště velkého výkonu, po uvážení byla zvolena topologie jednočinného propustného měniče. Schéma zapojení tohoto měniče můžeme vidět na Obr.1.5.



Obr. 1.5: Jednočinný propustný měnič[3]

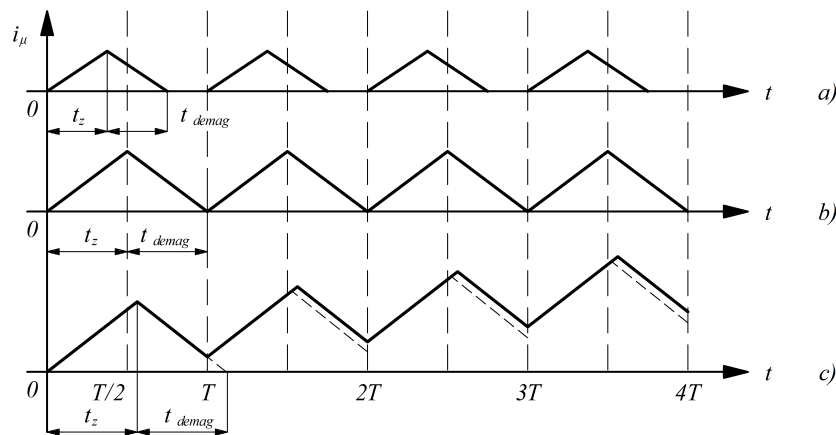
Z důvodu jednodušší analýzy jednočinného propustného měniče budou zavedena následující zjednodušení.

- LC-filtr na výstupu má nekonečně velkou indukčnost a proud tlumivky i_L je hladký, téměř nezvlněný a rovná se proudu zátěže I_Z .
- Magnetická vazba transformátoru se rovná jedné ($k = 1$), tedy neexistuje žádná rozptylová indukčnost na výstupu.

Jak již bylo řečeno, obecně propustné měniče pracují tak, že energie se ze vstupu na výstup přenáší v době *sepnutí* tranzistorů. U jednočinného propustného měniče dochází k sepnutí tranzistorů současně na dobu t_z , která je definovaná 1.9 jako součin střídy a periody spínání.

$$t_z = s \cdot T \quad (1.9)$$

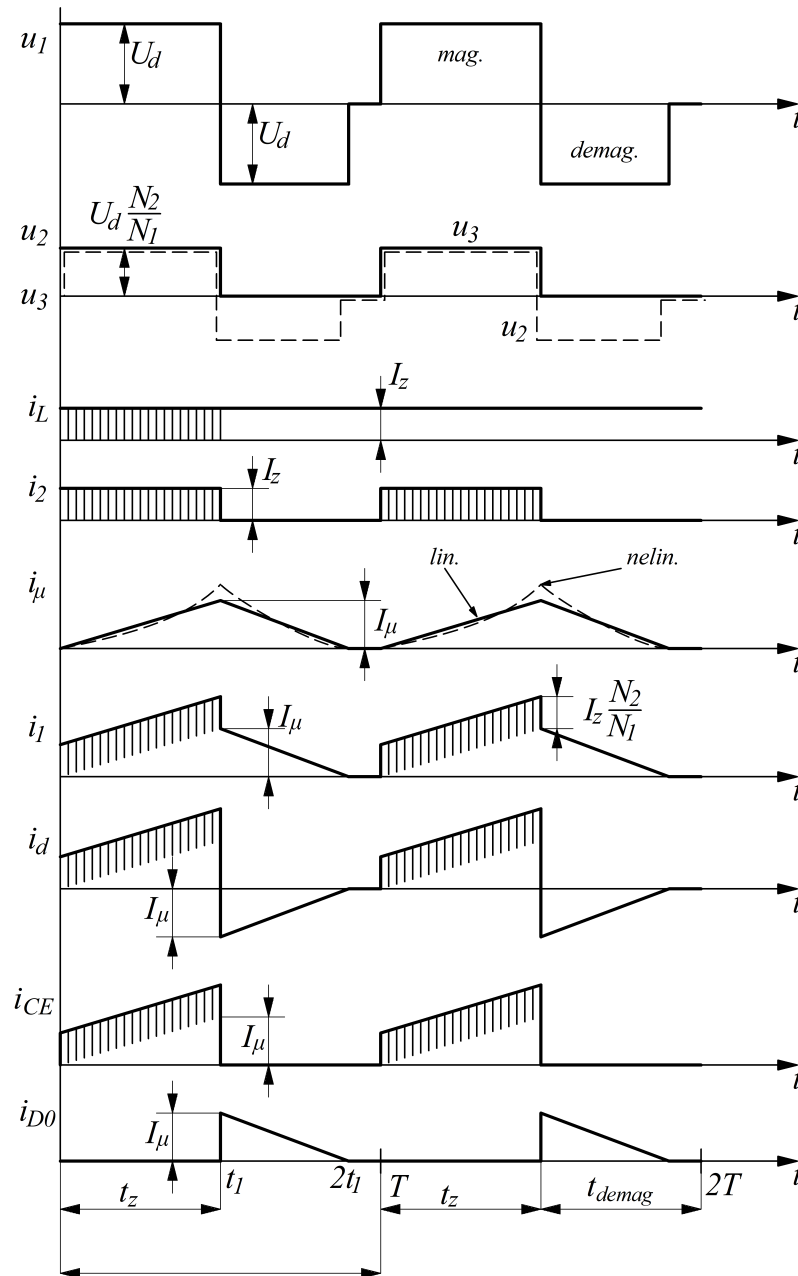
Doba sepnutí však nesmí překročit polovinu spínací periody $T/2$, jelikož by došlo k lavinovému přesycení jádra transformátoru. Na Obr.1.6 můžeme vidět průběh magnetizačního proudu transformátoru. Z obrázku je patrné, že magnetizace (nárůst magnetizačního proudu) a demagnetizace (pokles magnetizačního proudu), mají stejnou dobu trvání, tedy platí vztah $t_z = t_{demag}$. Za předpokladu, že $2t_z > T$, což můžeme vidět na Obr.1.6 varianta c), se proces demagnetizace jádra nedokončí (magnetizační proud neklesne na nulu). Jelikož magnetizační proud $i_\mu(t) = I_0 + \frac{1}{L} \int u_1 dt$ má nenulovou počáteční hodnotu, dochází v každém cyklu k nárůstu magnetizačního proudu až do hodnoty $U_d/R_{C_{u1}}$. Tento mechanismus pak ústí v rychlou destrukci primárního vinutí transformátoru či tranzistorů[3].



Obr. 1.6: Magnetizační proud a) $s < 0,5$, b) $s = 0,5$, c) $s > 0,5$ [3]

V čase *sepnutí* tranzistorů se na primárním vinutí objeví napětí u_1 , které má téměř shodnou hodnotu s napětím na vstupu měniče U_d . V tomto okamžiku začíná proces magnetizace jádra. Magnetizační proud i_μ začíná protékat primárním vinutím. Jelikož magnetizační proud je integrálem z konstantního napětí ($+U_d$) bude jeho

průběh lineární a rostoucí. Při *vypnutí* tranzistorů dojde k tomu, že indukčnost L_1 začne působit proti změně magnetizačního proudu. Jelikož jsou ovšem tranzistory zavřené, začne se proud zavírat přes primární diody. Na primárním vinutí se tak objeví napětí meziobvodu v opačné polaritě ($-U_d$). To vede k procesu demagnetizace a magnetizační proud klesá k nule[3].



Obr. 1.7: Průběhy napětí a proudu v jednočinném propustném měniči[3]

Na Obr.1.7 můžeme vidět průběhy napětí a proudu v jednočinném propustném měniči. Napětí u_2 na sekundární straně bude mít stejný průběh jako napětí na primární

straně u_1 , ovšem s převodem N_2/N_1 na jinou hodnotu. Při procesu demagnetizace, kdy se dioda D_2 nachází v závěrném směru, vede proud tlumivky nulová dioda D_{02} . Napětí u_3 na nulové diodě D_{02} , má obdélníkový průběh o maximální střídě 0,5.

Proud i_2 na sekundární straně má povahu pravoúhlých pulzů, které jsou velkou indukčností tlumivky ($L \rightarrow \infty$) vyhlazeny na konstantní hodnoty I_L . Proud primárním vinutím je tvořen součtem proudu magnetizačního i_μ a proudu sekundárního přepočteného na primární stranu i'_2 , který lze určit z rovnice 1.10.

$$i'_2 = i_2 \frac{N_2}{N_1} \quad (1.10)$$

Z průběhu proudu i_d můžeme vidět, že při demagnetizaci teče magnetizační proud do meziobvodu, tedy že energie nahromaděná v jádru transformátoru je vrácena. Proud i_{CE} představuje proud tekoucí přes otevřené tranzistory a proud i_{D0} je proud nulové diody D_{D0} [3].

1.4 Řídicí obvody spínaných zdrojů

Správné řízení a regulace spínaných zdrojů není nijak jednoduchou záležitostí. Z hlediska kvality regulace jsou důležité následující parametry:

- Statická přesnost
- Rychlost odezvy na jednotkový skok při změně:
 - řídicího signálu
 - vstupního napětí v meziobvodu U_d
 - proudu zátěže
- Rychlost a kvalita proudového omezení při přetížení či zkratu na výstupu
- Rychlost a stabilita při přechodu z režimu konstantního proudu do režimu konstantního napětí a naopak
- Rovnoměrné zatížení více zdrojů pracujících paralelně do stejné zátěže

Řízení spínaných zdrojů v současné době bývá pro výkony nad $1kW$ realizováno jako digitální, zatímco u menších výkonů se preferuje obvodů analogových. Důvody bývají především ekonomické. Do budoucna se ovšem digitální řízení bude dostávat i do oblastí nižších výkonů[3].

1.4.1 Galvanické oddělení

S řízením spínaných zdrojů je spojena také problematika galvanického oddělení primární a sekundární strany. Galvanické oddělení představuje elektrickou izolaci mezi obvody rozdílných napěťových hladin, přičemž tato bariéra by měla vydržet zkušební

napětí o efektivní hodnotě $2kV/50Hz$. Důvodem oddělení jsou přitom platné bezpečnostní předpisy v elektrotechnice. Ve spínaných zdrojích jsou od sebe galvanicky oddělovány především: tok užitečné energie - *výkonovým impulzním transformátorem*, impulzní řídicí signál - *impulzním transformátorem nebo optočlenem*, analogový řídicí signál - *optočleny* a vnitřní pomocné napájení pro řídicí elektroniku - *síťovým nebo impulzním transformátorem*.

Řídicí obvody se v praxi umísťují buď na primární nebo sekundární stranu. Řídicích obvodů umístěných na primární straně se především užívá pro nízkovýkonové aplikace nepřesahujících $200W$. Nejčastěji bývají tímto způsobem řešeny měniče jednočinné blokuující, kdy napájení řídicího obvodu je realizováno pomocným vinutím na hlavním impulzním transformátoru. Jedná se tedy o jednoduché ekonomické řešení. Při výkonech nad $300W$ jsou řídicí obvody umísťovány na sekundární stranu. Napájení je pak realizováno buď síťovým transformátorem nebo pomocným impulzním zdrojem pracujícím na vysokém kmitočtu. Samotný řídicí signál je přenášen pomocí impulzních budících transformátorů[3].

1.4.2 Pulzní šířková modulace

Pulzní šířková modulace, zkráceně PWM (z ang. **P**ulse **W**idth **M**odulation), představuje dvouhodnotový řídicí signál využívaný napříč celou elektrotechnikou. Ve výkonové elektrotechnice se využívá k řízení výkonových tranzistorů (MOS-FET nebo IGBT) v tzv. spínacím režimu, kdy se tranzistory nachází pouze ve dvou stavech, a to *vypnuto* nebo *zapnuto*. Stavů nacházející se mezi *vypnuto* a *zapnuto* nejsou přípustné z důvodu vzniku nadměrných tepelných ztrát na spínacích tranzistorech.

Obecně PWM signál vzniká tak, že jsou porovnávány dvě hodnoty. Na základě toho, která má vyšší aktuální hodnotu, je dáno, zda má mít výstup vysokou úroveň - *logická "1"* či nízkou úroveň - *logická "0"*. Porovnávané hodnoty mohou mít podobu buď digitální (číslo) nebo analogovou (úroveň napětí). U první varianty používané u mikrokontrolerů je princip zjednodušeně takový, že v daném registru máme proměnnou o určité hodnotě, která se může pomalu měnit. Tato hodnota pak určuje, kdy má interní čítač dát povel ke změně výstupního stavu (z nízkého na vysoký). Čítač následně pokračuje v inkrementaci až do doby, kdy dosáhne své maximální hodnoty. V tomto okamžiku dojde k resetování čítače zpět na nulu a úroveň výstupního signálu opět změni svojí úroveň (z vysokého na nízký). Čítač je přitom inkrementován konstantními hodinovými pulzy, takže perioda jednoho cyklu je neustále konstantní. Z principu věci pak plyne, že čím nižší bude hodnota v daném registru, tím bude i nižší poměr stavů logické 1 ku logické 0 . U analogových modulátorů se také porovnávají dvě hodnoty s tou výjimkou, že se jedná o dvě napěťové úrovně, přičemž jedna má podobu vf. trojúhelníkového signálu (analogie s čítačem) s konstantní frek-

vencí, a druhá má podobu pomalu se měnícího řídicího signálu (analogie s hodnotou v daném registru). Analogové modulátory jsou založené na jednom z následujících mechanismů.

- Interně jsou porovnávány na komparátoru dva signály, přičemž jeden je vf. signál trojúhelníkového tvaru z autonomního generátoru a druhý nf. pomalu se měnící řídicí signál. Přednost tohoto PWM modulátoru spočívá v jeho univerzálnosti, kdy modulátor je naprosto nezávislý na zapojení výkonových částí měniče. V případě, že emitor (source) má jiný potenciál než zem modulátoru, je možné mezi budící obvody a koncový stupeň modulátorů vložit galvanické oddělení v podobě pulzního budícího transformátoru[3].
- Druhá varianta je založená na nahrazení vf. signálu z autonomního generátoru za signál z proudového čidla. Využívá se pilového proudu tekoucího přes indukčnost. Spínací kmitočet pak udává interní generátor hodinových pulzů. Tento modulátor oproti předchozímu má jistá omezení. Lze ho použít pouze na měniče s jedním tranzistorem. Emitor musí být na stejném potenciálu jako zem modulátoru a zvlnění proudu musí být dostatečně velké. Nutnost použít rychlých snímačů proudu (bezinduktivní bočník). Předchozí nevýhody omezují využití těchto modulátorů pro měniče velkých výkonů[3].

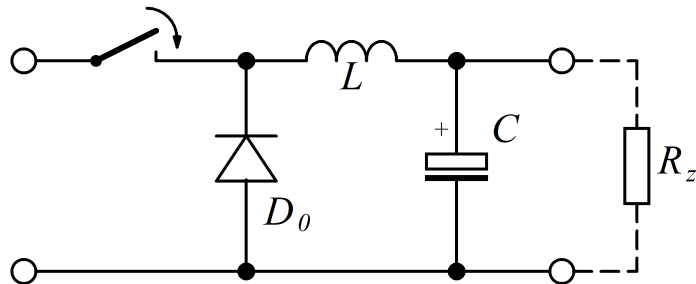
1.4.3 Zpětnovazební regulace

Regulátor obecně představuje funkční zařízení, které prostřednictvím akčního prvku působí na regulovanou soustavu tak, aby v ní bylo dosaženo žádaného stavu. Regulované soustavy bývají nejčastěji dynamického charakteru. Akčním prvkem v případě spínaných zdrojů rozumíme výkonový měnič, který svým působením prostřednictvím změny střídy PWM signálu působí na regulovanou soustavu, tedy obvod na výstupu spínaného zdroje, kde jsou regulovanými hodnotami napětí a proud (případně výkon). Zpětnovazební regulace nebo-li regulace v uzavřené smyčce principiálně funguje tak, že jsou na vstupu regulátoru porovnávány dvě hodnoty (např. napětí). Jedna hodnota je hodnotou požadovanou (např. požadované napětí na výstupu zdroje) a druhá hodnotou aktuální (aktuální napětí na výstupu zdroje). Rozdíl těchto dvou hodnot je pak směrodatný pro akční člen, který se svým působením snaží aktuální hodnotu dostat na hodnotu požadovanou. Princip regulace spínaných zdrojů si popíšeme na následujícím příkladu[5].

Z pohledu topologie můžeme všechny propustné měniče nahradit snižujícím měničem s LC - filtrem (Obr.1.8) pracujícím v režimu PWM. Transformátor z pohledu kybernetiky nemá na regulaci žádný vliv, chová se pouze jako proporcionální člen bez dopravního zpoždění a je možné ho z regulační smyčky vypustit.

Samotný tranzistor, pracující v režimu PWM o frekvenci $f = 1/T$, se chová jako člen

s náhodným dopravním zpožděním t_d , které se může pohybovat od 0 do T . Jelikož dopravní zpoždění může mít negativní vliv na stabilitu smyčky, musí být PWM blok nahrazený setrvačným prvkem 1.řádu. Časová konstanta t_d je pak rovna střednímu dopravnímu zpoždění PWM bloku.



Obr. 1.8: Náhrada topologie propustného měniče měničem snižujícím s LC - filtrem[3]

$$\tau = t_{d, \text{stř}} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \quad (1.11)$$

Předchozí vzorec se vztahuje pouze k jednočinnému propustnému měniči. Přenosová charakteristika pro setrvačný člen má tvar

$$K(p) = \frac{1}{p\tau + 1} \quad (1.12)$$

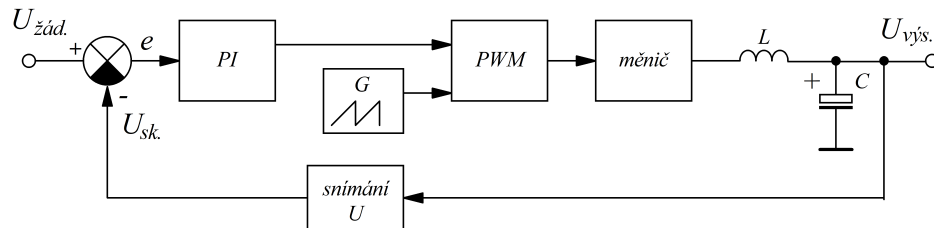
LC - filtr na výstupu má charakter kmitavého členu 2.řádu. Za předpokladu zatížení výstupu LC -filtru odporem R dostaneme přenosovou charakteristiku celku.

$$K(p) = \frac{1}{p^2 LC + p\frac{L}{R} + 1} \quad (1.13)$$

Z předchozí rovnice je patrné, že se jedná o soustavu 3.řádu, která se velmi těžko, z pohledu stability, reguluje. Pro dosažení kvalitní regulace je nezbytné snížit soustavu o jeden nebo dva řády. Toho lze docílit dvěma způsoby. Když bude spínací frekvence vysoká, bude i časová konstanta spínače dostatečně malá a nebude tak mít vliv na stabilitu. Druhá možnost spočívá v použití kaskádní regulační struktury s podřízenou proudovou smyčkou, která eliminuje setrvačnost indukčnosti L a sníží tak soustavu o jedničku[3].

1.4.4 Regulační struktury

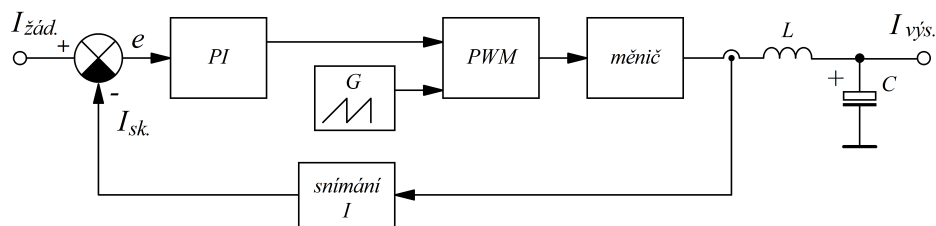
Regulační struktury používané u spínaných zdrojů mohou mít podobu: přímé regulace výstupního napětí, přímé regulace výstupního proudu a nebo kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Existují i jiné druhy regulačních struktur, nicméně v této práci popsány nebudou.



Obr. 1.9: Blokové schéma přímé regulace výstupního napětí[3]

Přímá regulace výstupního napětí (Obr.1.9) představuje nejjednodušší možnou strukturu, která disponuje dvěma nevýhodami. PI regulátor u této struktury musí regulovat soustavu 3.řádu, což má vliv na dynamiku a kvalitu regulace. Pro vyšší stabilitu celé soustavy je výhodné, aby spínací frekvence byla dostatečně vysoká. Druhou podstatnou nevýhodou představuje chybějící proudové omezení.

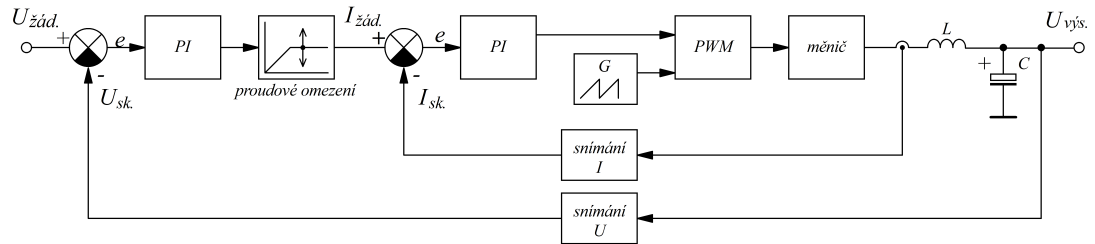
Přímé regulace výstupního proudu (Obr.1.10) se využívá v aplikacích, kde není vyžadováno napěťové omezení, např. u obloukových svářeček a nebo jako proudová smyčka u kaskádní regulace.



Obr. 1.10: Blokové schéma přímé regulace výstupního proudu[3]

Kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou (Obr.1.11) představuje nejkvalitnější regulační strukturu. K vyšší stabilitě celé struktury napomáhá podřízená proudová smyčka, která odstraňuje setrvačnost tlumivky L , což vede ke snížení řádu soustavy. Za předpokladu, že proudový regulátor je

velmi rychlý a stabilní, mizí veškerá setrvačnost mezi proudem žádaným I_z a proudem skutečným I_{sk} . S proudovou smyčkou nadřazený napěťový regulátor reguluje soustavu o řád nižší, než v případě přímé napěťové regulace. Za splnění podmínky vysoké spínací frekvence, napěťový PI regulátor reguluje pouze soustavu 1.řádu. Z těchto důvodů si kaskádní regulace zachovává velmi dobrou dynamiku, aniž by to mělo nějaký dopad na stabilitu celé soustavy.



Obr. 1.11: Blokové schéma kaskádní regulace výstupního napětí s podřazenou proudovou smyčkou[3]

2 Návrh spínaného síťového zdroje

Tato část práce se bude věnovat návrhu jednotlivých funkčních částí spínaného zdroje. Navrhovaný spínaný zdroj bude zapojený jako jednočinný propustný měnič napájený z jednofázové sítě s regulovaným výstupním napětím a proudovým omezením. Schéma zapojení této topologie můžeme vidět na 1.5. Parametry navrhovaného zdroje jsou následující:

- **maximální výstupní napětí** $U_z = 30V$
- **maximální výstupní proud** $I_z = 5A$
- **zvlnění výstupního napětí** $\Delta U = 5mV$
- **pracovní frekvence měniče** $f = 50kHz$

Dalším parametrem nutným pro návrh je jmenovitá pracovní střída, která se volí v rozmezí $s = 0,3$ až $0,35$. Pokud bychom zvolili hodnotu větší, snížil by se tím regulační rozsah. Naopak v případě hodnot velice nízkých, je sice regulační rozsah velký, nicméně dochází k velkému proudovému namáhání tranzistoru a sekundárních diod. Pro zachování dostatečného regulačního rozsahu a rozumného proudového namáhání byla zvolena střída $s = 0,35$. Maximální střída pak nemůže přesáhnout polovinu pracovní periody, tedy $s_{max} = 0,5$ viz. 1.3[3]. Vzorce v této části práce jsou převzaty z literatury [1], [2] a [3].

2.1 Návrh výstupního LC filtru

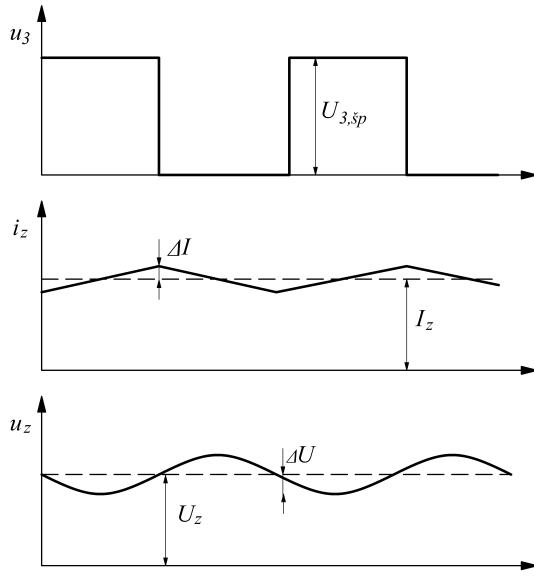
Z praktického hlediska můžeme na výstup jednočinného (i dvoučinného) propustného měniče zapojit celkem čtyři různé typy zátěží, jimiž jsou: LC-filtr, ss. motor, dobíjený akumulátor a stejnosměrný svařovací oblouk. Všechny tyto typy zátěží jsou si společné tím, že představují kombinaci odporu, indukčnosti a ideálního zdroje napětí. Odpor v tomto případě je parazitní jev, který v sobě zahrnuje odpor vinutí (transformátoru, tlumivky, motoru), vnitřní odpor měniče (polovodičů) a dominantní složku ekvivalentního vnitřního odporu $R_{i\sigma}$ způsobenou rozptylovou indukčností. Zátěž v podobě LC-filtru a ss motoru představují kmitavé soustavy 2.řádu, které mají akumulovanou energii v indukčnosti $\frac{1}{2}Li^2$ a v kapacitě $\frac{1}{2}Cu^2$ (u ss. motoru $\frac{1}{2}J\omega^2$). Zbylé dva typy zátěží představují kmitavou soustavu 1.řádu, kde je energie akumulována pouze v indukčnosti $\frac{1}{2}Li^2$. Při regulaci výstupního napětí se měnič chová obdobně jako ideální zdroj napětí a na výstupy těchto měničů je nutné umístit LC-filtr. V případě, že je regulovaný výstupní proud, chová se měnič jako ideální zdroj proudu a na výstupu musí být umístěná tlumivka L . V případě ss. motoru pak nemusí být na výstupy zdroje umístěn žádný LC-filtr ani tlumivka, jelikož funkce tlumivky je nahrazena vnitřní indukčností kotvy[3].

2.1.1 Návrh tlumivky

Tvar výstupního napětí za usměrňovačem na sekundární straně měniče má průběh pravoúhlých obdélníkových pulzů o výšce $U_{3,šp}$ a střídě s v rozsahu od 0 do 0,5 spínací periody. Výška těchto pulzů se určí jako:

$$U_{3,šp} = \frac{U_Z}{s} = \frac{33}{0,35} = 94,3V \quad (2.1)$$

Navýšení o 3 V je z důvodu úbytku napětí na tlumivce při zatížení výstupu.



Obr. 2.1: Zvlnění proudu a napětí na LC-filtru[3]

Průběh napětí u_3 a proud tlumivkou i_L můžeme vidět na Obr.2.1. Velikost zvlnění proudu ΔI byla zvolena jako desetina výstupního proudu I_Z , tedy 0,5 A. Velikost indukčnosti tlumivky se pak určí rovnicí 2.2.

$$L = \frac{U_{3,šp}}{2f\Delta I}(1-s)s = \frac{94,3}{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,5} \cdot (1-0,35) \cdot 0,35 = 429\mu H \quad (2.2)$$

Aby výstupní proud neměl zvlnění větší než 0,5A musí mít tlumivka při zachování daných parametrů indukčnost L minimálně $429\mu H$. Tlumivka bude realizovaná na jádře z feritu. Tlumivka musí být realizována výhradně se vzduchovou mezerou. K dosažení optimálního návrhu tlumivky je nezbytné, aby měď vinutí těsně obepínala masu jádra. Při výpočtu velikosti jádra tlumivky budeme vycházet z metody, která je založena na znalosti proudové hustoty ve vinutí. Rovnice pro výpočet elektromagnetické velikosti jádra $S_j S_o$ má následující tvar[3].

$$S_j S_o = \frac{L I_{max} I_{ef}}{k_{p,Fe} k_{p,Cu} B_{max} \sigma} \quad (2.3)$$

Rovnice slouží k jednoznačnému určení elektromagnetické velikosti jádra a je zcela univerzální pro všechny typy feritových jader. Aplikace rovnice ovšem vyžaduje správný počáteční odhad velikosti jádra. Následnou aproximací se pak můžeme dopracovat k co možná nejmenšímu jádru ve výrobní řadě. Jelikož minimální objem jádra nastává při rovnosti $S_o \cong S_j$, lze rovnici 2.4 upravit do následujícího tvaru.

$$S_j = \sqrt{\frac{L I_{max} I_{ef}}{k_{p,Fe} k_{p,Cu} B_{max} \sigma}} = \sqrt{\frac{429 \cdot 10^{-6} \cdot 5,5 \cdot 5,5}{0,45 \cdot 1 \cdot 0,3 \cdot 3 \cdot 10^6}} = 170,9 mm^2 \quad (2.4)$$

Jelikož zvlnění proudu v tlumivce je poměrně malé, tak maximální hodnota proudu I_{max} a efektivní hodnota I_{ef} mají přibližně stejnou hodnotu. Maximální sycení jádra B_{max} bylo zvoleno jako $0,3 T$, aby nedocházelo při průtoku maximálního špičkového proudu I_{max} k jeho přesycení[3]. Z vypočítané hodnoty průřezu bylo vybráno jádro typu ETD44/22/15 z materiálu 3C90 o následujících parametrech[16]:

- **průřez sloupku jádra** $S_j = 173 mm^2$
- **plocha okna** $S_o = 273,5 mm^2$
- **efektivní délka siločáry** $l_{Fe} = 103 mm$
- **relativní permeabilita pro sycení $0,3T$** $\mu_{r,Fe} = 3000$

Počet závitů na zvoleném jádře určíme z rovnice 2.5.

$$N = \frac{L I_{max}}{B_{max} S_{Fe}} = \frac{429 \cdot 10^{-6} \cdot 5,5}{0,3 \cdot 173 \cdot 10^{-6}} \doteq 46 \text{ závitů} \quad (2.5)$$

Jak již bylo zmíněno výše, tlumivku nelze realizovat bez vzduchové mezery. Je to způsobeno tím, že indukčnost tlumivky je převážně určena pomocí vodivosti samotné vzduchové mezery. Její velikost určíme z rovnice 2.6.

$$l_v = \frac{L I_{max}^2 \mu_0}{B_{max}^2 S_{Fe}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,FE}} = \frac{429 \cdot 10^{-6} \cdot 5,5^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{0,3^2 \cdot 173 \cdot 10^{-6}} - \frac{103 \cdot 10^{-6}}{3000} \doteq 1 mm \quad (2.6)$$

Pro realizaci vzduchové mezery se nabízejí dvě možnosti. Buď použít jádra s již prefabrikovanou vzduchovou mezerou nebo pořídit jádra bez vzduchové mezery a následně mezi obě poloviny jádra vložit distanční podložky. Druhá varianta je výhodnější z toho důvodu, že si můžeme přesně nastavit velikost vzduchové mezery tak, aby navrhovaná tlumivka měla přesně námi požadovanou indukčnost tedy $L = 429 \mu H$.

Nyní si určíme potřebný průřez vodiče vinutí tak, aby proudová hustota nepřesahovala hodnotu $3 A/mm^2$.

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} = \frac{5.5}{3 \cdot 10^6} = 1,83mm^2 \quad (2.7)$$

Z průřezu určíme průměr vodiče.

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4S_{Cu}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,83 \cdot 10^{-6}}{\pi}} \doteq 1,53mm \quad (2.8)$$

Na vinutí tlumivky bude použit měděný lakovaný vodič o průřezu $1,5mm$. Aby se při realizaci tlumivky nevyskytly žádné problémy, je žádané provést zpětné kontroly. Zpětně se kontroluje činitel plnění mědi 2.9 a realizovatelnost vzduchové mezery, pro kterou musí být splněna podmínka 2.10.

$$k_{p,Cu} = \frac{NS_{Cu}}{S_o} = \frac{46 \cdot 1,77 \cdot 10^{-6}}{273,5 \cdot 10^{-6}} = 0,3 \quad (2.9)$$

Výsledný činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,30$ je menší než předpokládaná hodnota $0,45$, což znamená že se vinutí na jádro bez komplikací vejde. Na první pohled by se mohlo zdát, že jádro ETD44 není příliš optimálním řešením, jelikož v okně zbylo ještě poměrně dost místa. Musíme si ovšem uvědomit skutečnost, že pokud bychom zvolili jádro menší, tedy ETD39, vedlo by to k tomu, že se musí zvýšit počet závitů vinutí. V kombinaci s oknem jádra ETD39, které je menší, by vycházel činitel příliš velký a vinutí by se tak na jádro nevešlo.

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \implies 0,034mm < 1mm \ll 13,15mm \quad (2.10)$$

Podmínka 2.10 je splněná, což znamená, že vzduchová mezera je realizovatelná.

2.1.2 Návrh filtračního kondenzátoru

U zdrojů, které nemají příliš velké nároky na kvalitu výstupního napětí, vychází hodnota filtračního kondenzátoru poměrně malá. Případně může být výstupní filtrační kondenzátor úplně vynechán, což umožňuje fakt, že zátěž R_z společně s tlumivkou L tvoří dohromady dolní propust 1.řádu. U kvalitních spínaných zdrojů však zvlnění výstupního napětí představuje důležitý parametr, který by se měl pohybovat řádově v jednotkách mV . Nadměrné zvlnění výstupního napětí totiž může vnášet nežádoucí šum do citlivé elektroniky, která by byla tímto zdrojem případně napájena. Umístěním filtračního kondenzátoru o dostatečné kapacitě může být dosaženo velice malého zvlnění v řadu mV . Výpočet 2.11 kapacity filtračního kondenzátoru platí pouze za podmínky $\Delta U \ll U_z$, tedy že výstupní proud I_z je zcela konstantní. Podle 1.KZ pak musí platit, že součet konstantního proudu do zátěže I_z a proudu tekoucího kondenzátorem i_c se musí rovnat proudu tekoucímu tlumivkou i_L . Z této skutečnosti je patrné, že pilovitě zvlněný proud tlumivkou je pohlčován filtračním

kondenzátorem C . Střední hodnota proudu kondenzátorem I_c musí být v ustáleném stavu rovna nule. Velikost filtrační kapacity určíme z rovnice 2.11[3].

$$C = \frac{(1-s)s}{8f^2L} \cdot \frac{U_{3sp}}{2\Delta U} = \frac{(1-0,35) \cdot 0,35}{8 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{94,3}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 250\mu F \quad (2.11)$$

Vypočtená hodnota filtrační kapacity je $250\mu F$. Při realizaci LC-filtru budou užity čtyři elektrolytické kondenzátory, každý s kapacitou $68\mu F$. Reálně pak výstupní kapacita filtru bude $4 \times 68\mu F$ tedy $272\mu F$. Důležitou podmínkou návrhu LC-filtru je, aby vlastní rezonanční kmitočet f_0 byl výrazně menší než pracovní kmitočet měniče f . Výstupní filtr se nesmí dostat do rezonance. Rezananční kmitočet filtru můžeme zjistit podle Thomsonova vztahu 2.12

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{429 \cdot 10^{-6} \cdot 272 \cdot 10^{-6}}} = 465,9Hz \ll 50kHz \quad (2.12)$$

Při realizaci bude za primární LC-filtr ještě umístěn sekundární LC-filtr o hodnotách $L_s = 1,1 \mu H$ a $C_s = 68\mu F$.

2.2 Návrh impulzního transformátoru

Parametry pro návrh vysokofrekvenčního impulzního transformátoru jsou následující:

- napětí v mezilehlém ss. obvodu $U_d = 300V$
- výstupní napětí $U_z = 30V$
- výstupní proud $I_z = 5A$
- pracovní frekvence $f = 50kHz$
- jmenovitá střída $s = 0,35$
- maximální střída $s_{max} = 0,5$
- maximální proudová hustota ve vinutí $\sigma = 3A/mm^2$
- činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,3$

Impulzní transformátor bude realizován na feritovém jádře z materiálu 3C90, jehož parametry jsou následující[7]:

- maximální hodnota sycení $B_{max} = 0,35T$
- remanentní indukce $B_r = 0,1T$
- relativní permeabilita (při B_{max}) $\mu_r = 1500$

Pro výpočet elektromagnetické velikosti jádra je nezbytné znát přenášený výkon. Ten určíme z rovnice 2.13.

$$P_d = U_z \cdot I_z = 35 \cdot 5 = 165W \quad (2.13)$$

V předchozím výpočtu 2.13 bylo výstupní napětí navýšeno o 5V z důvodu napěťových úbytků na sekundárním vinutí, sekundární usměrňovací diodě a primární indukčnosti vstupního LC-filtru. Průřez jádra se určí ze vztahu 2.14.

$$\begin{aligned} S_j &= \sqrt{\frac{P_{\check{c}}}{k_{p,Cu}\sigma f(B_{max} - B_r)\sqrt{s}}} = \\ &= \sqrt{\frac{165}{0,3 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot (0,35 - 0,1) \cdot \sqrt{0,35}}} = 157,5mm^2 \quad (2.14) \end{aligned}$$

Výsledný průřez jádra činí 147,5mm². Ze standardní řady nabízených jader bylo vybráno jádro ETD39/20/13 z materiálu 3C90. Parametry jádra jsou následující[17].

- **průřez sloupku jádra** $S_j = 125mm^2$
- **plocha okna** $S_o = 234,3mm^2$
- **efektivní délka siločáry** $l_{Fe} = 92,2mm$

Při známé velikosti jádra transformátoru můžeme vypočítat potřebný počet závitů primárních vinutí podle rovnice 2.15.

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{U_d}{2f(B_{max} - B_r)S_{Fe}} = \\ &= \frac{300}{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot (0,35 - 0,1) \cdot 125 \cdot 10^{-6}} \doteq 96závitů \quad (2.15) \end{aligned}$$

Sekundární počet závitů určíme rovnicí 2.16.

$$N_2 = N_1 \frac{U_z}{U_d s} = 84 \cdot \frac{35}{300 \cdot 0,35} = 32závitů \quad (2.16)$$

Za předpokladu, že transformátor bude navržený na konstantní sycení B_{max} , tak při poklesu napětí na vstupu měniče U_d bude podle rovnice 2.17 docházet k nárůstu magnetizačního proudu. Za těchto okolností je nutné zaručit, aby magnetizační proud byl oproti proudu pracovnímu značně menší, jinak by totiž docházelo ke zbytečnému proudovému namáhání spínacích tranzistorů. Maximální hodnota magnetizačního proudu transformátoru $I_{\mu,max}$ nastává při maximální střídě, tedy $s_{max} = 0,5$. Velikost $I_{\mu,max}$ se určí z rovnice 2.17[3].

$$\begin{aligned}
I_{\mu,max} &= \frac{2f(B_{max} - B_r)^2 l_{Fe} S_{Fe}}{U_d \mu_0 \mu_r, Fe} = \\
&= \frac{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot (0,35 - 0,1)^2 \cdot 92,2 \cdot 10^{-3} \cdot 125 \cdot 10^{-6}}{300 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1500} = \\
&= 0,127A
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Výstupní sekundární proud má průběh pravoúhlých obdélníkových pulzů, jehož efektivní hodnotu určíme rovnicí 2.18.

$$I_{ef2} = I_z \sqrt{s} = 5 \cdot \sqrt{0,35} = 2,96A \tag{2.18}$$

Jelikož magnetizační proud I_μ je oproti pracovnímu malý, lze jej zanedbat. Za těchto předpokladů můžeme vypočítat efektivní hodnotu proudu protékajícího primárním vinutím z rovnice 2.19.

$$I_{ef1} = I_{ef2} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 2,96 \cdot \frac{32}{96} = 0,986A \tag{2.19}$$

Z vypočtených efektivních hodnot primárního a sekundárního proudu určíme potřebný průřez obou vodičů vinutí tak, aby proudová hustota v těchto vodičích nepřesáhla hodnotu $\sigma = 3A/mm^2$.

$$S_{Cu1} = \frac{I_{ef1}}{\sigma} = \frac{0,986}{3 \cdot 10^6} \doteq 0,33mm^2 \tag{2.20}$$

$$S_{Cu2} = \frac{I_{ef2}}{\sigma} = \frac{2,96}{3 \cdot 10^6} \doteq 0,99mm^2 \tag{2.21}$$

Z vypočítaných průřezů vodičů vinutí určíme jejich průměry.

$$d_{Cu1} = \sqrt{\frac{4S_{Cu1}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6}}{\pi}} = 0,65mm \tag{2.22}$$

$$d_{Cu2} = \sqrt{\frac{4S_{Cu2}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,99 \cdot 10^{-6}}{\pi}} = 1,12mm \tag{2.23}$$

Impulzní transformátory spínaných zdrojů obvykle pracují na vysokých spínacích frekvencích (typ. $30kHz$ až $100kHz$). Tato skutečnost dává možnost vzniku povrchového jevu, známému také jako skin efekt. Skin efekt je podmíněný průchodem *střídavého* proudu vodičem, což v případě impulzních transformátorů, kde primární a sekundární proud má tvar pravoúhlých obdélníkových pulzů s velmi strmými hranami, je více než zaručené. Skin efekt se projevuje tak, že při průchodu tohoto proudu

dochází k vytlačování nosičů nábojů směrem k povrchu. To má za následek zvyšování proudové hustoty směrem od středu vodiče. Největší proudové hustoty je pak dosaženo těsně pod samotným povrchem vodiče, což vede k nadměrnému oteplení a může to vést až k narušení izolační vrstvy mezi závity. Aby se vzniku skinefektu zamezilo, je nezbytné realizovat primární i sekundární vinutí z více paralelně řazených vodičů o stejném průřezu, přičemž musí být splněna nerovnost $d_{Cu} \leq 2\delta$, tedy že průřez vodiče d_{Cu} musí být roven nebo menší než dvojnásobek hloubky vniku δ . Případně je možné místo více paralelně řazených vodičů použít speciální vf. lanka. Ta jsou tvořena velkým množstvím tenkých vodičů, které jsou vzájemně izolované a svázané v jeden kompaktní svazkový vodič[6].

Pro ověření podmínky potřebujeme znát hloubku vniku pro měď. Velikost hloubky vniku určíme pomocí rovnice 2.24.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_{Cu}}{\omega\mu_0\mu_r}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 17,86 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,9999}} = 0,53mm \quad (2.24)$$

ρ_{Cu} je měrný odpor mědi, jehož hodnota pro $20^\circ C$ je $17,86 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m$ a μ_{Cu} je relativní permeabilita mědi, která je 0,9999.

K realizaci primárního a sekundárního vinutí budou použity následující vysokofrekvenční lanka:

- Primární vinutí 2x: $150 \times 0,04mm$ o průřez $0,19mm^2$
- Sekundární vinutí: $30 \times 0,2mm$ o průřez $0,94mm^2$

Na závěr návrhu impulzního transformátoru je dobré ověřit činitel plnění mědi.

$$k_{p,Cu} = \frac{M_1 N_1 S_{Cu1} + N_2 S_{Cu2}}{S_o} = \frac{2 \cdot 96 \cdot 0,19 \cdot 10^{-6} + 32 \cdot 0,76 \cdot 10^{-6}}{234,3 \cdot 10^{-6}} = 0,26 \quad (2.25)$$

2.3 Návrh síťového napáječe

Návrh síťového napáječe je provedený podle literatury [2]. Bližší poznatky týkající se této části najdeme v podkapitole 1.2.

Vstupními požadavky pro návrh síťového napáječe jsou:

- **amplituda fázového napětí** $U_m = 325V$
- **přenášený výkon** $P_d = 165W$
- **zvlnění napětí na sběracím kondenzátoru** $\Delta U = 50V$
- **perioda síťového signálu** $T = 20ms$

Nejprve si určíme napětí v ss. mezilehlém obvodu podle rovnice 2.26, které bude až na zvlnění téměř konstantní.

$$U_d \doteq U_m - \frac{\Delta U}{2} = 325 - \frac{50}{2} = 300V \quad (2.26)$$

Z rovnice 2.27 si určíme střední hodnotu proudu odebíraného zátěží (měničem) ze ss. meziobvodu.

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{165}{300} = 0,55A \quad (2.27)$$

Před výpočtem potřebné kapacity ve ss. meziobvodu si ještě zavedeme pojem relativní pokles napětí 2.28. Relativní pokles napětí by se měl pohybovat v rozmezí $\delta \in < 0,05; 0,2 >$, aby napětí v ss. meziobvodu nebylo příliš zvlněné a naopak, aby kapacita nevycházela příliš velká[2].

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{50}{325} = 0,154 \quad (2.28)$$

Hodnotu sběracího kondenzátoru C nacházejícího se v ss. meziobvodu určíme rovnicí 2.29.

$$\begin{aligned} C &= \frac{T}{2} \frac{I_d}{\Delta U} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos \left(1 - \frac{\Delta U}{U_m} \right) \right] = \\ &= \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2} \frac{0,55}{50} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos \left(1 - \frac{50}{325} \right) \right] = 90,3\mu F \end{aligned} \quad (2.29)$$

Na základě zjištění potřebné hodnoty sběracího kondenzátoru, byl vybrán speciální výkonový kondenzátor Low ESR s kapacitou $100\mu F$ a s jmenovitým napětím $400V$ od firmy HITANO. Kondenzátory s označením Low ESR mají nízkou hodnotu sériového odporu, což jim dovoluje pracovat na vyšších frekvencích. Další výhodou užití tohoto typu kondenzátoru je to, že mají nižší ztráty oproti standardním typům.

Pro proudové dimenzování usměrňovacích diod bude zapotřebí zjistit špičkovou hodnotu proudu I_{max} při dobíjení kondenzátoru a efektivní hodnotu proudu I_{ef} odebíraného z fázového vodiče, kterými budou diody v usměrňovači namáhané. K výpočtu těchto hodnot ovšem budeme potřebovat zjistit dobu nabíjení kondenzátoru. To provedeme podle rovnice 2.30.

$$t_n = \frac{T}{2\pi} \arccos(1 - \delta) = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2\pi} \arccos(1 - 0,154) = 1,79ms \quad (2.30)$$

Z rovnice 2.31 si určíme velikost špičkového proudu.

$$\begin{aligned}
I_{max} &= C \frac{2\pi}{T} U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t_n\right) + I_d = \\
&= 100 \cdot 10^{-6} \frac{2\pi}{20 \cdot 10^{-3}} \cdot 325 \sin\left(\frac{2\pi}{20 \cdot 10^{-3}} 1,79 \cdot 10^{-3}\right) + 0,55 = \\
&= 5,99A
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Efektivní hodnotu odebíraného fázového proudu určíme z rovnice 2.32.

$$\begin{aligned}
I_{ef} &= \frac{2\pi C U_m}{T} \sqrt{\frac{t_n}{T} - \frac{1}{4\pi} \sin\frac{4\pi}{T} t_n} = \\
&= \frac{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 325}{20 \cdot 10^{-3}} \sqrt{\frac{1,79 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-3}} - \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{4\pi}{20 \cdot 10^{-3}} 1,79 \cdot 10^{-3}\right)} = \\
&= 1,36A
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Na základě vypočtených hodnot byl vybrán místo čtyř usměrňovacích diod jedno-fázový můstkový usměrňovač KBL 10 s maximálním napětím v závěrném směru 1000V a s maximálním trvalým proudovým zatížením 4A(střední hodnota).

2.4 Dimenzování polovodičových prvků

2.4.1 Dimenzování spínacích tranzistorů

Jelikož jsou spínací tranzistory v měniči připojeny na ss. meziobvod, musí být schopné teoreticky vydržet napětí 325V. Prakticky ovšem díky toleranci jednofázové sítě ($\pm 10\%$) a napěťovým překmitům musí být závěrné napětí těchto tranzistorů podstatně větší, aby byla zajištěna jistá rezerva. Nejnižší spolehlivá hodnota závěrného napětí je tedy zvolena jako 500V. Z hlediska proudového dimenzování pak bude potřeba znát efektivní, střední i maximální hodnotu proudu tekoucího přes tranzistor. Při výpočtu efektivní a střední hodnoty proudu bude zanedbán magnetizační proud.

$$I_{CE,\check{s}p} = U_{\mu max} + I_z \frac{N_2}{N_1} = 0,127 + 5 \frac{32}{96} = 1,79A \tag{2.33}$$

$$I_{CE,st\check{t}\check{r}} = I_z \frac{N_2}{N_1} s = 0,127 + 5 \frac{32}{96} 0,35 = 0,58A \tag{2.34}$$

$$I_{CE,ef} = I_z \frac{N_2}{N_1} \sqrt{s} = 0,127 + 5 \frac{32}{96} \sqrt{0,35} = 0,99A \quad (2.35)$$

Na základě výsledků z předchozích rovnic byl vybrán tranzistor MOS-FET **IRF840** o parametrech[8]:

- **závěrné napětí (mezi Drain-Source $U_{DS} = 500V$)**
- **trvalý proud (při teplotě $100^\circ C$) $I_D = 5,1A$**
- **odpor kanálu v sepnutém stavu $R_{DS(on)} = 0,85\Omega$**

2.4.2 Dimenzování primárních nulových diod

Primární nulové diody jsou stejně jako tranzistory připojeny na ss. meziobvod a tak musí mít závěrné napětí minimálně stejné jako tranzistory, tedy $500V$. Střední a efektivní hodnoty proudu tekoucího primární nulovou diodou určíme pomocí následujících rovnic.

$$I_{D0, stř} = I_{\mu, max} \frac{s}{2} = 0,127 \frac{0,35}{2} = 22,2mA \quad (2.36)$$

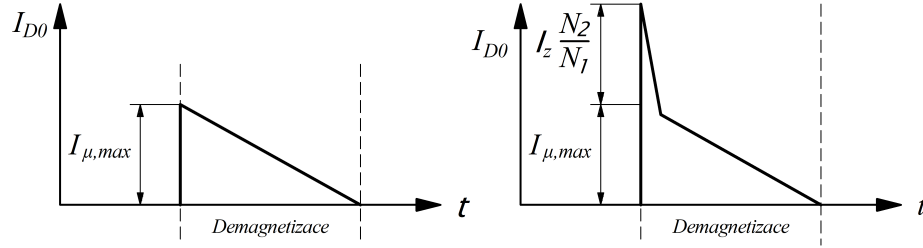
$$I_{D0, ef} = I_{\mu, max} \frac{s}{2} \sqrt{s} = 0,127 \sqrt{\frac{0,35}{2}} = 53,1mA \quad (2.37)$$

Při výpočtu maximální hodnoty proudu I_{D0max} si musíme dát pozor. Podle Obr.1.4 vede dioda D_0 teoreticky pouze trojúhelníkový magnetizační proud o amplitudě $I_{\mu max}$. Ve skutečnosti, jak ukazuje Obr.2.2, je na krátký okamžik magnetizační proud navýšen o složku $I_z \frac{N_2}{N_1}$. Za vznikem této proudové špičky se schovává rozptylová indukčnost $L_{\sigma 1}$ primárního vinutí. Výslednou maximální hodnotu proudu tekoucího skrze diodu pak určíme jako součet špičkové hodnoty demagnetizačního proudu a proudu zátěže přepočítaného na primární stranu podle rovnice 2.38[3].

$$I_{D0, max} = I_{\mu, max} + I_z \frac{N_2}{N_1} = 0,127 + 5 \frac{32}{96} = 1,79A \quad (2.38)$$

Při výběru je dobré dbát na to, aby se jednalo o tzv. rychlou diodu (příp. Shottkyho diodu), které mají oproti klasickým usměrňovacím diodám, použitých u síťových usměrňovačů, mnohonásobně kratší dobu zotavení. Na základě této poznámky a výše vypočtených výsledků byly vybrány rychlé diody **1N4937** o parametrech[9]:

- **závěrné napětí $U_R = 600V$**
- **trvalý proud (při teplotě $75^\circ C$) $I_O = 1A$**
- **doba zotavení $t_{rr} = 200ns$**



Obr. 2.2: Teoretický (vlevo) a skutečný (vpravo) průběh proudu na primárních nulových diodách[3]

2.4.3 Dimenzování sekundární usměřovací diody

Hodnoty špičkového, efektivního a středního proudu určíme z následujících rovnic.

$$I_{D2,šp} = I_z = 5A \quad (2.39)$$

$$I_{D2,stř} = I_z s = 50,35 = 1,75A \quad (2.40)$$

$$I_{D2,ef} = I_z \sqrt{s} = 5 \cdot \sqrt{0,35} = 2,96A \quad (2.41)$$

Na základě předchozích výpočtů byla jako sekundární usměřovací dioda vybrána dioda typu **MUR820** o parametrech [10]:

- závěrné napětí $U_R = 200V$
- trvalý proud (při teplotě $150^\circ C$) $I_O = 8A$
- doba zotavení $t_{rr} = 60ns$

2.4.4 Dimenzování sekundární nulové diody

Hodnoty špičkového, efektivního a středního proudu určíme z následujících rovnic.

$$I_{D02,šp} = I_z = 5A \quad (2.42)$$

$$I_{D02,stř} = I_z(1 - s) = 5(1 - 0,35) = 3,25A \quad (2.43)$$

$$I_{D02,ef} = I_z \sqrt{(1 - s)} = 5 \cdot \sqrt{(1 - 0,35)} = 4,03A \quad (2.44)$$

Na základě zjištěných hodnot z předchozích rovnic byla, stejně jako v případě sekundární usměřovací diody, vybrána dioda **MUR820**.

2.5 Výpočet ztrátového výkonu

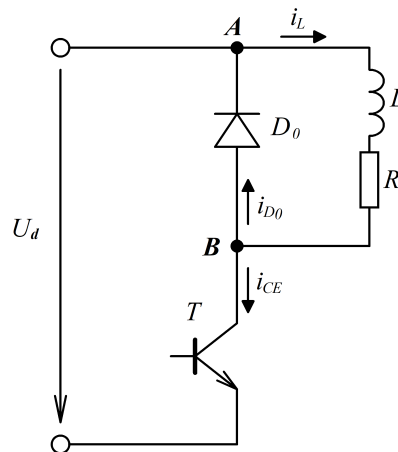
2.5.1 Výpočet ztrát na tranzistoru

Parametry použitého tranzistoru MOS-FET **IRF840**[8]:

- doba zpoždění při zapnutí $t_{d(on)} = 18ns$
- doba nárůstu $t_r = 37ns$
- doba zpoždění při zapnutí $t_{d(off)} = 80ns$
- doba poklesu $t_f = 36ns$
- odpor kanálu při sepnutí $R_{DS(on)} = 0,85\Omega$
- tepelný odpor mezi přechodem a pouzdrem $R_{\theta J-C} = 0,85K/W$

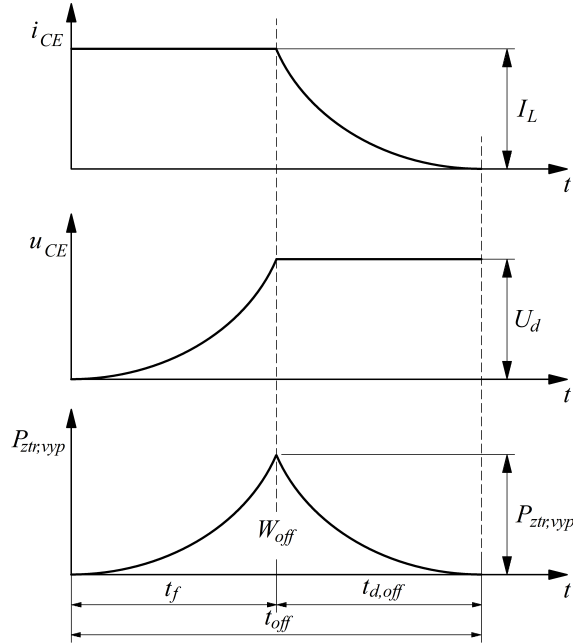
Ztráty přepínací

Přepínací ztráty na tranzistorech vznikají jak při procesu spínání, tak i vypínání. Velikost ztrát je přitom přímo úměrná hodnotě spínací frekvence a na vysokých kmitočtech bývají tyto ztráty oproti ztrátám vodivostním značně dominantní. Vznik přepínacích ztrát je podmíněn reálnými vlastnostmi tranzistoru, kdy tranzistor není schopen přecházet ze stavu vodivostního do stavu závěrného(a naopak) v nekonečně krátkém čase. Mechanismus vzniku přepínacích ztrát bude demonstrován na jednoduchém příkladu tranzistoru pracujícím do zátěže typu RL Obr.2.3.



Obr. 2.3: Tranzistorový spínač s RL zátěží[18]

Na začátek si zavedeme jisté předpoklady. Tranzistorový spínač pracující do RL zátěže bude napájen ze stejnosměrného obvodu s konstantním napětím U_d . Časová konstanta zátěže RL bude mnohonásobně větší než perioda spínacího kmitočtu. Na základě těchto předpokladů můžeme říci, že zátěží poteče hladký proud i_L o konstantní hodnotě I_L [2].



Obr. 2.4: Průběh obvodových veličin při vypínání tranzistoru[2]

Nyní si demonstrujeme vznik ztrát vypínacích. Obvod na Obr.2.3 se nachází v ustáleném stavu. Přes sepnutý tranzistor teče proud i_{CE} resp. I_{CE} o stejné hodnotě jako proud zátěže I_L . Tranzistor T se nachází v saturaci a je na něm napětí U_{CEsat} . Nulová dioda D_0 je polarizovaná v závěrném směru a proud i_{D0} je tedy nulový. Vypínací děj začne v okamžiku, kdy na řídicí elektrodu přijde povel k zavření, v tomto případě by to bylo nulové napětí na řídicí elektrodu (ačkoli je demonstrace prováděna na bipolárním tranzistoru, platí i pro ostatní typy). V tento okamžik začne pomalu narůstat odpor kanálu R_{DS} . Jak je ovšem známé, indukčnost L působí proti změně proudu a snaží se tedy držet proud stále na konstantní hodnotě. Dioda je stále ještě polarizovaná v závěrném směru a všechny proud I_L podle prvního Kirchhoffova zákona musí téct přes stále se zvyšující odpor kanálu tranzistoru T , na kterém se postupně zvyšuje také napětí u_{CE} . Zvyšující se napětí u_{CE} a konstantní proud I_{CE} resp. I_L zapříčiňují vznik značného ztrátového výkonu na tranzistoru. Tento stav trvá do doby než napětí na tranzistoru vzroste nad hranici napětí U_d , tedy že potenciál bodu **B** vzroste nad hodnotu bodu **A**. V tento okamžik se nulová dioda začne nacházet v propustném směru a pomalu začne přebírat proud zátěže I_L . Po uplynutí určité doby t_f (fall-time) přebere nulová dioda celý proud zátěže a tranzistor se zavře. Celková doba vypínacího cyklu t_{off} se určí součtem času t_f a času $t_{d,off}$. Hodnoty těchto dvou časů jsou vždy uváděny v příložené technické dokumentaci[8] tranzistorů[18].

Nyní se opět obvod nachází v "ustáleném" stavu. Tranzistor je zavřený a proud zátěže I_L se rovná proudu I_{D0} . Zapínací děj začne přiložením kladného napětí na řídicí elektrodu tranzistoru. Tranzistor se pomalu otvírá, klesá napětí u_{CE} a proud i_C se začíná pomalu zvyšovat. Jakmile napětí u_{CE} klesne přibližně na hodnotu U_d , tranzistor převezme celý proud zátěže I_L . V okamžiku, kdy napětí u_{CE} klesne pod hodnotu U_d , je proud tranzistorem navýšený o přírůstek proudu tekoucího skrze nulovou diodu v opačném směru. Dochází k tomu z důvodu rychlé změny polarity na diodě, která není dostatečně rychlá a po tzv. dobu zotavení t_{rr} vede dioda i v závěrném směru a představuje tak téměř dokonalý zkrat. Po uplynutí doby t_r se tranzistor dostane do stavu saturace, což je konec procesu spínání[18].

Okamžitý součin hodnot proudu i_{CE} a napětí na tranzistoru u_{CE} udává (při obou dějích) průběh okamžité hodnoty ztrátového výkonu na tranzistoru Obr.2.4. Při aplikaci integrálu na tuto funkci dostaneme celkovou ztrátovou energii při vypnutí W_{off} resp. zapnutí W_{on} vzniklou při jednom cyklu. Tranzistor pracuje na určité frekvenci f , což znamená, že tento cyklus se opakuje f -krát za sekundu. Celkové ztráty při přepínání se dají přibližně vypočítat rovnicí 2.45[18].

$$P_{ztr,p} = \frac{1}{4}U_d I_{CE,šp}(t_{on} + t_{off})f \quad (2.45)$$

U propustných měničů s impulzními transformátory se spínací ztráty vůbec neuvažují. Je to způsobeno tím, že v době spínání tranzistoru primárním vinutím neteče již žádný proud a rozptylová indukčnost brání okamžitému nárůstu proudu. Z těchto důvodů se v propustných měničích uplatňují pouze ztráty vypínací, jejichž hodnota se vyčíslí z následující rovnice[18].

$$P_{ztr,vyp} = \frac{1}{4}U_d I_{CE,šp} t_{off} f = \frac{1}{4} \cdot 300 \cdot 1,79 \cdot (80 \cdot 10^{-9} \cdot 36 \cdot 10^{-9} \cdot 50 \cdot 10^3) = 0,87W \quad (2.46)$$

Ztráty vedením

Ztráty vodivostní jsou druhou složkou celkových ztrát na výkonových tranzistorech. Tranzistory typu MOS-FET se v lineární(triodové) oblasti chovají jako napětím řízený odpor, a hodnota činného ztrátového výkonu lze proto určit z rovnice 2.47[2].

$$P_{ztr,ved} = I_{ef}^2 R_{DSon} = 0,99^2 \cdot 0,85 = 0,83W \quad (2.47)$$

Celková hodnota ztrát, které je nezbytné z tranzistoru odvést, se rovnají součtu ztrát přepínacích 2.46(v tomto případě pouze vypínacích) a ztrát vodivostních 2.47.

$$P_{ztr,cel} = P_{ztr,vyp} + P_{ztr,ved} = 0,87 + 0,83 = 1,7W \quad (2.48)$$

2.5.2 Výpočet ztrát na primárních a sekundárních diodách

Dioda stejně jako tyristor, triak, vypínatelný tyristor GTO, bipolární tranzistor a tranzistor IGBT má nelineární VA -charakteristiku, kterou lze aproximovat šikmou "lomenou přímkou" definovanou prahovým napětím U_p a dynamickým (linearizovaným) odporem R_d . Přesné určení činného výkonu na těchto součástkách se provádí za pomoci následující rovnice.

$$P_{\dot{c}} = U_p I_{stř} + R_d I_{ef}^2 \quad (2.49)$$

Pokud není kladen příliš velký důraz na přesnost výpočtu, je možné zjednodušení, přičemž VA -charakteristika diody se nahradí pravoúhlou přímkou, definovanou vhodně zvoleným prahovým napětím U'_p , kdy musí platit, že $U'_p > U_p$. Rovnice pro výpočet činného výkonu má pak následující tvar.

$$P_{\dot{c}} = U'_p I_{stř} \quad (2.50)$$

Primární diody

Z VA -charakteristiky diody **1N4937** v technické dokumentaci [9] bylo zjištěno prahové napětí diody U_p , které činí $0,67V$. Pro výpočet dynamického odporu diody byly ze stejné VA -charakteristiky odečteny dva body ležící na lomené přímce. Jejich hodnoty jsou: $U_1 = 0,8V$, $U_2 = 1,07V$, $I_1 = 0,1A$ a $I_2 = 1A$. Dosazením těchto hodnot do rovnice 2.51 získáme žádanou hodnotu dynamického odporu R_d .

$$R_d = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1} = \frac{1,07 - 0,8}{1 - 0,1} = 0,3\Omega \quad (2.51)$$

Nyní dosadíme zjištěné hodnoty do rovnice 2.49 a určíme činný (ztrátový) výkon na diodě.

$$P_{D01} = U_p I_{stř} + R_d I_{ef}^2 = 0,67 \cdot 22,2 \cdot 10^{-3} + 0,3 \cdot \left(1 \cdot 10^{-3}\right)^2 = 0,016W \quad (2.52)$$

Výsledný výkon na každé z primárních nulových diod je $0,016W$.

Sekundární usměrňovací dioda a nulová dioda

Postup výpočtu ztrát na těchto diodách je obdobný s výpočtem ztrát na primárních nulových diodách. Parametry použité diody **MUR820** [10]

- prahové napětí ($I_d = 5A$) $U_p = 0,8V$
- dynamický odpor $R_d = 0,05\Omega$
- tepelný odpor mezi přechodem a pouzdrem $R_{\vartheta J-C} = 3K/W$

Ztrátový výkon na sekundárních diodách se vypočte pomocí rovnice 2.49.

Ztrátový výkon sekundární usměrňovací diody:

$$P_{z,D2} = U_p I_{stř} + R_d I_{ef}^2 = 0,8 \cdot 1,75 + 0,05 \cdot 2,96^2 = 1,8W \quad (2.53)$$

Ztrátový výkon sekundární nulové diody:

$$P_{z,D02} = U_p I_{stř} + R_d I_{ef}^2 = 0,8 \cdot 3,25 + 0,05 \cdot 4,03^2 = 3,4W \quad (2.54)$$

2.6 Chlazení polovodičových součástek

Při průchodu elektrického proudu skrze pasivní, ale i aktivní součástky, vznikají ztráty, které se mění na tepelnou energii, díky které pak dochází k oteplování samotných součástek. V důsledku nárůstu teploty dochází ke změnám parametrů a při překročení dovolené teploty (lze ji vyčíst z technické dokumentace) může dojít k nenávratné destrukci.

Pro správnou činnost polovodičových výkonných prvků nesmí teplota přechodu překročit dovolenou mez. Pro dodržení této zásady je tedy nezbytné, aby generovaná energie byla v podobě tepla odvedena pryč. Za tímto účelem jsou polovodičové součástky montovány na chladiče, které přebytečné teplo odvádějí ven. V praxi můžeme narazit na dva typy chladičů. Velmi často užívané chladiče vzduchové, které jsou buď s přirozeným prouděním nebo nuceným prouděním, kde jsou za pomoci ventilátoru ofukovaná žebra chladiče. Tepelný odpor tohoto chladiče pak klesá v závislosti na rychlosti proudění vzduchu. Pro odvod ztrátového výkonu v jednotkách kW by vzduchové chladiče vycházely příliš velké a těžké, což by mělo neblahý vliv na technicko-ekonomické ukazatele, kterými jsou měrný výkon na jednotku hmotnosti [kW/kg] a měrný výkon na jednotku objemu [kW/l]. Pro chlazení nadměrných ztrát se pak používají chladiče kapalinové[1][11].

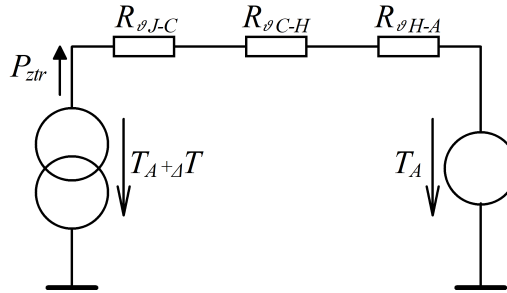
Při výpočtu tepelného odporu chladiče se vychází z analogie tepelných a elektrických veličin, kdy některé elektrické veličiny mají svůj ekvivalent ve veličinách tepelných[1].

Tepelné veličiny		Elektrické veličiny	
Oteplení	$\Delta\vartheta[T]$	Napětí	$U[V]$
Tepelný výkon	$P_{ztr}[W]$	Proud	$I[A]$
Tepelný odpor	$R_{\vartheta}[K/W]$	Odpor	$R[\Omega]$

Tak jako platí v případě elektrických veličin Ohmův zákon, platí i u tepelných veličin jeho obdoba v podobě:

$$R_{\vartheta} = \frac{\Delta\vartheta}{P_{ztr}} \quad [K/W]$$

Díky této analogii můžeme vytvořit tzv. tepelná schéma, podle kterého určíme potřebný tepelný odpor chladiče. Při výpočtu se uvažuje ustálený stav soustavy, tedy že všechny tepelné kapacity jsou již nabitě na konstantní teplotu a jejich tepelný tok (výkon) je tak roven nule. Na Obr.2.5 můžeme vidět tepelné schéma pro chlazení jedné součástky[2].



Obr. 2.5: Tepelné schéma chlazení jedné součástky[1]

Ztrátový výkon P_{ztr} ("proud") tekoucí obvodem je generován zdrojem konstantního oteplení ΔT ("zdroj proudu"). Hodnota konstantního oteplení ΔT představuje rozdíl mezi maximální možnou teplotou PN přechodu $T_{J,max}$ a teploty okolního vzduchu T_A (Ambient), reprezentovanou zdrojem konstantního napětí. Teplota okolního vzduchu se dle norem volí jako $40^{\circ}C$. Dovolena hodnota teploty PN přechodu $T_{J,max}$ bývá uváděna v technické dokumentaci. Je ovšem dobré volit maximální teplotu $T_{J,max}$ ještě o něco nižší, než udává výrobce součástky, a to především kvůli její životnosti.

Odpor $R_{\vartheta J-C}$ představuje tepelný odpor mezi PN přechodem (Junction) a pouzdem součástky (Case). Jeho hodnota bývá též udávána v technické dokumentaci a pohybuje se nejčastěji v rozmezí $0,2K/W$ až $3K/W$. Druhý odpor $R_{\vartheta C-H}$ ve schématu reprezentuje tepelný odpor styku pouzdra součástky s chladičem (Heat sink). Tento odpor závisí na několika faktorech, jimiž jsou: *velikost plochy styku*, *kvalita opracování styčných ploch* a na případném *použití izolační podložky*. Pro dosažení nižší hodnoty stykového odporu se často mezi součástku a chladič nanáší speciální teplovodivá pasta, která vyplňuje případné vzduchové mezery, a tím zároveň působí příznivě ke snižování celkového stykového odporu. Izolační podložky (ve smyslu elektrickém) se používají v případech, kdy jsou například dva tranzistory s měděnými křídélky (často spojená s drainem) montovány na jeden chladič, přičemž drainy obou tranzistorů jsou na rozdílných potenciálech. Při nepoužití těchto podložek by vznikl

skrze chladič zkrat, což by vedlo k destrukci obou tranzistorů. V následující tabulce jsou uvedené hodnoty tepelného odporu pro různá provedení styku součástky a chladiče[11].

Provedení	Tepelný odpor [K/W]
přímý styk, bez teplovodivé pasty	0,05 ÷ 0,2
přímý styk, s teplovodivou pastou	0,005 ÷ 0,1
podložka z keramiky Al_2O_3 , s pastou	0,2 ÷ 0,6
silikonová guma, s pastou	0,34 ÷ 0,45
slída 0,05mm, s pastou	0,4 ÷ 0,9

Poslední součástí schématu z Obr.2.5 je žádaná hodnota tepelného odporu chladiče $R_{\vartheta H-A}$. Tu si z tepelného schématu můžeme vyjádřit jako:

$$R_{\vartheta H-A} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{P_{ztr}} - (R_{\vartheta J-C} + R_{\vartheta C-H}) \quad [K/W] \quad (2.55)$$

V určitých případech se může stát, že výsledný tepelný odpor chladiče bude vycházet záporný. V těchto případech je nezbytné zvolit výkonovou součástku dimenzovanou na větší proud, která bude mít menší úbytek napětí v sepnutém stavu, což povede ke snížení ztrátového výkonu P_{ztr} . Součástky dimenzované na větší proudy jsou také umísťovány v pouzdrech s nižšími odpory $R_{\vartheta J-C}$, $R_{\vartheta C-H}$.

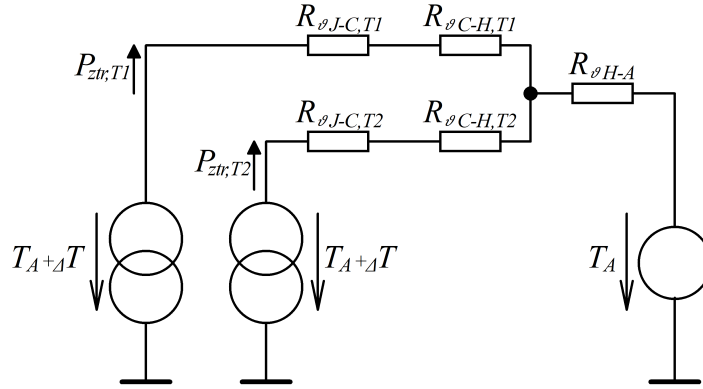
2.6.1 Výpočet tepelného odporu chladiče

Chladič výkonových tranzistorů

Výkonové tranzistory **IRF840** budou společně umístěny na jeden chladič. Bude ovšem nezbytné mezi chladič a tranzistory umístit izolační teplovodivou podložku z důvodu, který byl již zmíněn v 2.6. Na Obr.2.6 můžeme vidět tepelné schéma pro výpočet společného chladiče.

Z technické dokumentace si zjistíme hodnoty maximální teploty $T_{J,max}$ a tepelný odpor $R_{\vartheta J-C}$. Pro tranzistor **IRF840** je to $150^{\circ}C$ (pro výpočet $120^{\circ}C$ z důvodu rezervy) a $0,85K/W$. Tepelný odpor teplovodivé podložky zvolíme jako $0,4K/W$. Na základě Obr.2.6 sestavíme rovnici 2.56 pro výpočet hledaného tepelného odporu chladiče.

$$\begin{aligned} R_{\vartheta H-A} &= \frac{T_{Jmax} - T_A}{P_{ztr,cel}} - \left(\frac{R_{\vartheta J-C}}{2} + \frac{R_{\vartheta C-H}}{2} \right) = \\ &= \frac{120 - 40}{2 \cdot 1,7} - \left(\frac{0,85}{2} + \frac{0,4}{2} \right) = 22,9K/W \end{aligned} \quad (2.56)$$



Obr. 2.6: Tepelné schéma pro výpočet společného chladiče tranzistorů[1]

Chladič, na kterém budou umístěny oba tranzistory, musí mít tepelný odpor maximálně $22,9K/W$ nebo nižší.

Chladič sekundárních diod

Tak jako výkonové tranzistory budou i sekundární diody umístěny na jeden společný chladič. Ačkoli mají obě diody katody spojené s chladicími křídélky, jejich potenciál je na stejné úrovni a není tedy nutné je od sebe izolovat. Pro snížení odporu styku součástky s chladičem bude na stykové plochy nanášena speciální teplovodivá pasta. Tepelné schéma je obdobné jako v případě tranzistorů na Obr.2.6. Z technické dokumentace pro **MUR820** si zjistíme maximální teplotu čipu $T_{J,max}$ (pro výpočet opět $120^{\circ}C$) a tepelný odpor $R_{\theta J-C}$, který činí $3K/W$. Stykový odpor podle Tab.2.6 činí pro případ přímého styku s teplovodivou pastou $0,1K/W$ (nejméně příznivý stav)

$$\begin{aligned}
 R_{\theta H-A} &= \frac{T_{J,max} - T_A}{P_{ztr,cel}} - \left(\frac{R_{\theta J-C}}{2} + \frac{R_{C-H}}{2} \right) = \\
 &= \frac{120 - 40}{1,8 + 3,4} - \left(\frac{3}{2} + \frac{0,1}{2} \right) = 13,8K/W \quad (2.57)
 \end{aligned}$$

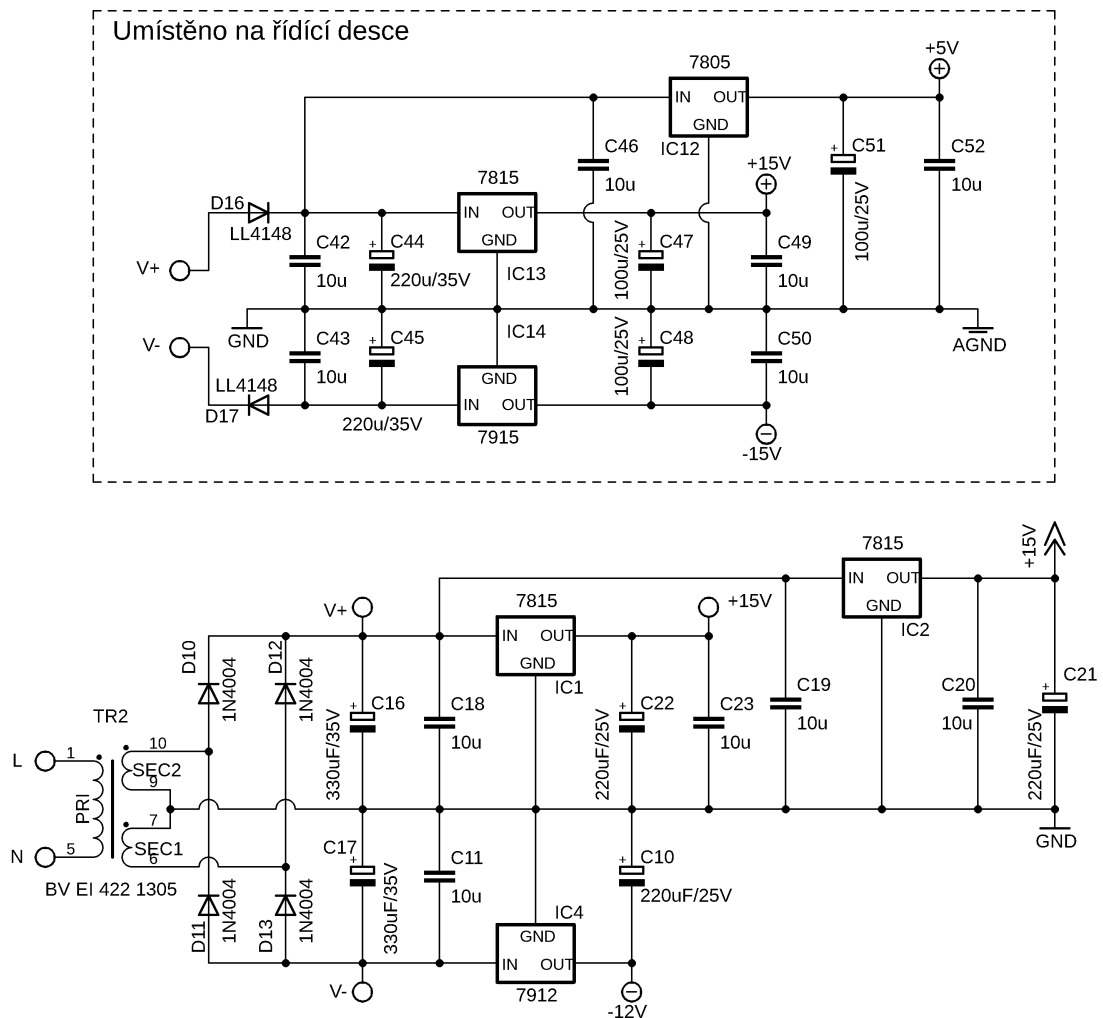
Chladič, na kterém budou umístěny obě sekundární diody, musí mít tepelný odpor maximálně $13,8K/W$ nebo menší.

2.7 Pomocný zdroj

Pro napájení regulačních obvodů a dalších částí navrhovaného zdroje bude nezbytné použít pomocný napájecí zdroj. Ten stejně jako hlavní impulzní transformátor musí

být schopen vydržet zkušební napětí $2kV/50Hz$. V závislosti na charakteru zdroje jako celku, se pomocný zdroj realizuje jako lineární či spínaný.

V rámci této práce bylo rozhodnuto, že pomocný zdroj bude realizovaný jako lineární, a to především z důvodu jeho jednoduchosti a spolehlivosti. Transformátor použitý v pomocném zdroji je **BV EI 422 1305**, který disponuje dvěma sekundárními vinutími se jmenovitým napětím $15V$ (každé) a s celkovým zdánlivým výkonem $6VA$.



Obr. 2.7: Schéma pomocného zdroje

Jak můžeme vidět na Obr.2.7, výstupy sekundárních vinutí jsou zapojeny do série a v kombinaci s diodami $D10, D12, D13, D14$ a kondenzátory $C16$ a $C17$ tvoří symetrický zdroj s výstupním napětím $\pm\sqrt{2} \cdot 15V$ (v nezátíženém stavu napětí přesahuje hodnotu $\pm 28V$). Symetrické napětí je zde především nutné z důvodu napájení operačních zesilovačů na řídicí desce. Za výstupem symetrického zdroje se nachází

celkem šest pevných stabilizátorů napětí, přičemž tři jsou přímo umístěné na desce s řídicí elektronikou (řídicí část bude realizována na samostatné desce).

Stabilizátory na výkonové desce vytvářejí dvakrát $+15V$ pro napájení budících obvodů a integrovaného obvodu INA213 (jeho význam bude vysvětlený dále) a $-12V$ pro napájení ventilátoru. Na řídicí desce se pak nachází zbylé tři napěťové stabilizátory (v pouzdrech D-pack), které vytvářejí napěťové úrovně $\pm 15V$ pro napájení operačních zesilovačů a PWM modulátoru a $+5V$ jako referenční napětí pro potenciometry nastavující žádané napětí a proud. Diody $D16$ a $D17$ slouží jako ochrana proti připojení opačné polaritě napájecího napětí. Na Obr.2.7 si také můžeme všimnout několika keramických kondenzátorů ($C18, C11, C44, C45$ atd.). Jedná se o blokové kondenzátory, které zabraňují stabilizátorům v rozkmitání. Tyto kondenzátory by pak měli být připevněny co nejbližší k výstupním pinům stabilizátorů.

2.8 Budící obvody

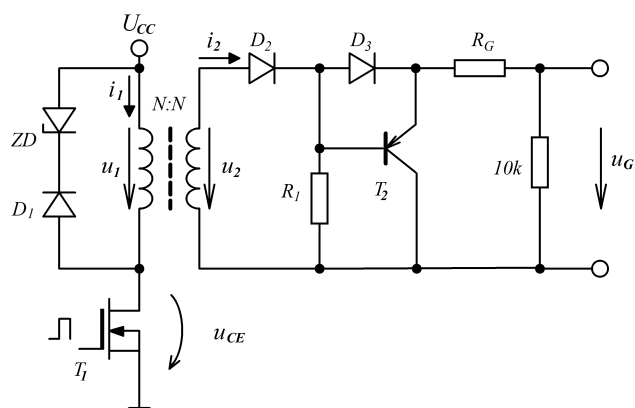
Řídicí obvody, jak již bylo zmíněno v 1.4.1, jsou v závislosti na přenášeném výkonu a topologii zapojení koncipovány na sekundární či primární stranu. Pro potřeby této práce byla pro řídicí obvody zvolena strana sekundární. Zde ale vyvstává problém s přenosem výkonového řídicího signálu, který zároveň musí splňovat určité galvanické oddělení.

Nejjednodušším řešením jak přenést dostatečný budící výkon a zároveň zachovat galvanické oddělení, je přenášet budící energii magnetickou cestou, tedy skrze pomocný impulzní transformátor. Důležité je však zmínit, že toto řešení se používá v aplikacích, kde střída dosahuje hodnot významně menších než *jedna* (důvodem je demagnetizace jádra budícího transformátoru). U jednočinného propustného měniče je však z principiálních důvodů zaručené, že střída nepřesáhne hodnotu 0,5[19].

Na Obr.2.8 můžeme vidět klasické zapojení budících obvodů pro spínání tranzistorů MOS-FET. Kapacita hradla výkonového tranzistoru umístěného za tento typ budícího obvodu je vybíjena nulovým napětím, a tudíž není tento typ budících obvodů příliš vhodný pro buzení tranzistorů typu IGBT, pro které se (ve většině případů) doporučuje vypínat záporným napětím.

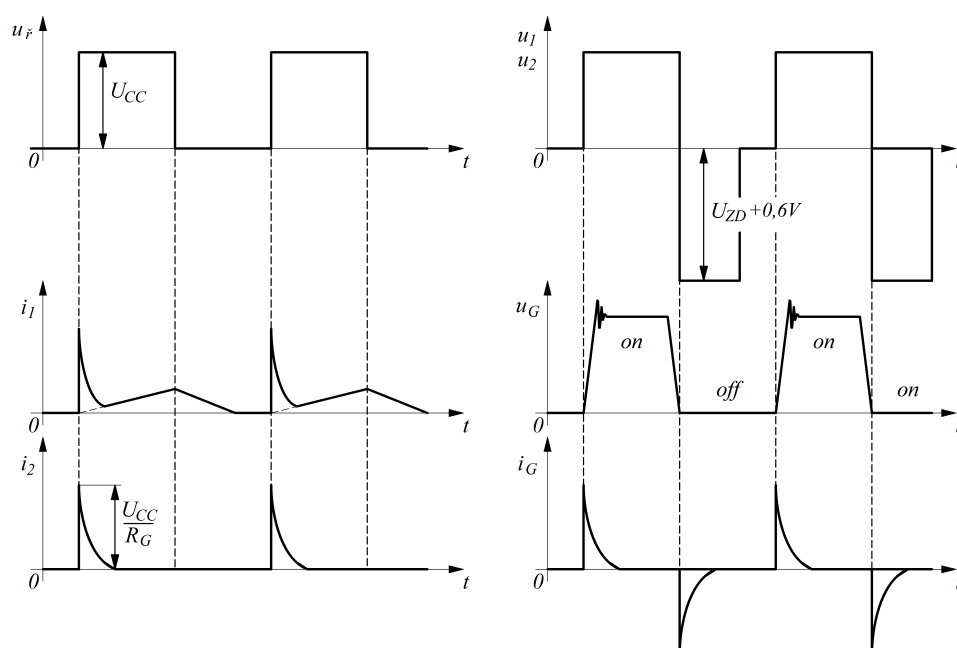
Princip činnosti budiče

Spínací proces začíná přivedením logické *jedničky* na řídicí elektrodu tranzistoru $T1$, čímž dojde k jeho sepnutí a na primární i sekundární straně pomocného budícího transformátoru se objeví napájecí napětí U_{cc} (stejný počet závitů primární a sekundární strany). Napětí u_2 na sekundární straně vynutí proud i_2 (budící proudový impulz), který skrze diodu D_2 , D_3 a odpor R_G nabije hradlo výkonového tranzistoru, který je následně sepnut. Napětí u_1 a u_2 má po celou dobu sepnutí konstantní



Obr. 2.8: Budič tranzistorů MOSFET s impulzním transformátorem[19]

hodnotu U_{cc} a magnetizační proud v primárním vinutí lineárně narůstá. Průběhy obvodových veličin můžeme vidět na Obr.2.9.



Obr. 2.9: Průběh důležitých veličin v budiči tranzistorů MOSFET[19]

Přivedením logické *nuly* na řídicí elektrodu tranzistoru T_1 dojde k jeho zavření a proud primárním vinutím se začne uzavírat skrze diodu D_1 a demagnetizační Zenerovu diodu. Napětí u_1 a u_2 má nyní opačnou hodnotu než v době sepnutí tranzistoru T_1 rovné hodnotě $-(U_{ZD} + 0,6V)$. Záporné napětí na primárním vinutí způsobí, že magnetizační proud začne lineárně klesat. Změna napětí u_2 umožní, že tranzistor T_2

se otevře a kapacita hradla výkonového tranzistoru se skrze odpor R_G vybije. Po zániku magnetizačního proudu je na primárním i sekundárním vinutí opět nulové napětí.

2.8.1 Návrh budícího transformátoru

Na začátek si musíme zvolit vhodnou velikost feritového jádra. Volbu provedeme zkusmo a následně ověříme jeho vlastnosti. V případě, že by jádro nevyhovovalo, můžeme zvolit jádro jiné velikosti a výpočet opakovat.

Jádro budícího impulzního transformátoru bude realizováno na toroidním jádře z materiálu 3E25. Tento materiál byl vybrán kvůli vysoké hodnotě magnetické vodivosti Λ_L , díky které bude mít vinutí méně závitů, což bude mít za následek snížení nežádoucí rozptylové indukčnosti (rozptylová indukčnost totiž snižuje strmost proudových pulzů při spínání, čímž prodlužuje dobu spínání výkonových tranzistorů a zvyšuje tak spínací ztráty).

Jádro disponuje následujícími parametry[20]

- **plocha okna** $S_o = 78,5mm^2$
- **efektivní délka siločáry** $l_{Fe} = 43,6mm$
- **průřez železa** $S_{Fe} = 33,6mm^2$
- **relativní permeabilita** $\mu_r = 6000$
- **maximální sycení jádra** $B_{max} 0,3T$
- **magnetická vodivost** $\Lambda_L = 5800nH/záv^2$

Aby magnetizační proud v budícím transformátoru při demagnetizaci klesl na nulu, je nezbytné vybrat Zenerovu diodu s takovým napětím, aby byla splněna následující podmínka.

$$U_{ZD} > \frac{U_{cc}s_{max}}{1 - s_{max}} = \frac{15 \cdot 0,5}{1 - 0,5} = 15V \quad (2.58)$$

S uvážením jisté rezervy zvolíme Zenerovu diodu s napětím 22V. Volit příliš vysoké napětí není vhodné, jelikož při demagnetizaci je tranzistor $T1$ namáhaný v závěrném směru napětím ($U_{cc} + U_{ZD} + 0,6$). Počet závitů primárního resp. sekundárního vinutí vypočítáme za pomoci rovnice 2.59, kde P má význam ztrátového výkonu Zenerovy diody (obvykle do 1W). Pro výpočet byl zvolen ztrátový výkon Zenerovy diody 0,5W.

$$N_1 = \frac{U_{cc}s_{max}}{\sqrt{2P\Lambda_L f}} = \frac{15 \cdot 0,5}{\sqrt{2 \cdot 0,5 \cdot 5800 \cdot 10^{-9} \cdot 50 \cdot 10^3}} \doteq 14zavitů \quad (2.59)$$

Nyní provedeme zpětnou kontrolu sycení jádra transformátoru podle vzorce 2.60.

$$B_{max} = \frac{U_{cc} T s_{max}}{N_1 S_{Fe}} = \frac{15 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5}{14 \cdot 33,6 \cdot 10^{-6}} = 0,32T \quad (2.60)$$

Hodnota sycení $0,32T$ by vedla k poklesu indukčnosti primárního vinutí, což by dále vedlo k nadměrnému proudovému zatěžování tranzistoru $T1$ a demagnetizační Zenerovy diody. Je tedy nezbytné snížit hodnotu sycení, čehož lze dosáhnout několika způsoby (zřejmé z rovnice 2.49). Ke snížení magnetické indukčnosti v jádře byla vybrána možnost zvýšení počtu závitů na 16, kdy hodnota sycení klesne na $0,28T$ při maximální střídě $s_{max} = 0,5$.

Maximální hodnotu magnetizačního proudu pro střídu 0,5 vypočteme z rovnice 2.61

$$\mu_{max} = \frac{U_{cc} T s_{max}}{N_1^2 \Lambda_L} = \frac{15 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5}{16^2 \cdot 5800 \cdot 10^{-9}} = 0,1A \quad (2.61)$$

Na závěr si zkontrolujeme, zda se vinutí vejde do okna použitého jádra. Na jádře budou navinuty celkem tři vinutí o stejném počtu závitů (1x primární a 2x sekundární vinutí). Všechny tři vinutí jsou vinuty stejným izolovaným drátem AWG 26/1/26 SPC E (primární vinutí červeným a obě sekundární černým drátem). Průřez tohoto drátu činí $0,128mm^2$.

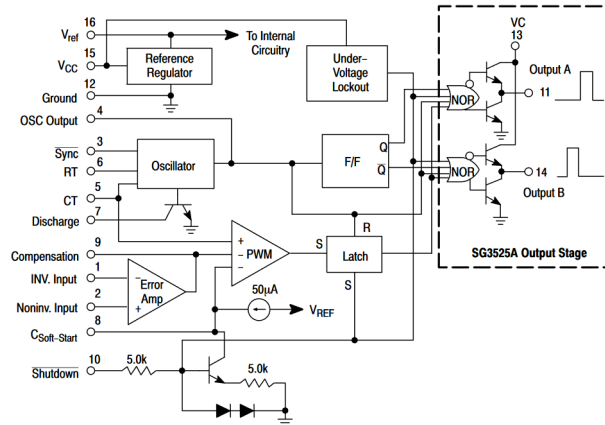
$$k_{p,Cu} = \frac{3N_1 S_{Fe}}{S_O} = \frac{3 \cdot 16 \cdot 0,128 \cdot 10^{-6}}{78,5 \cdot 10^{-6}} = 0,078 \quad (2.62)$$

2.9 PWM modulátor

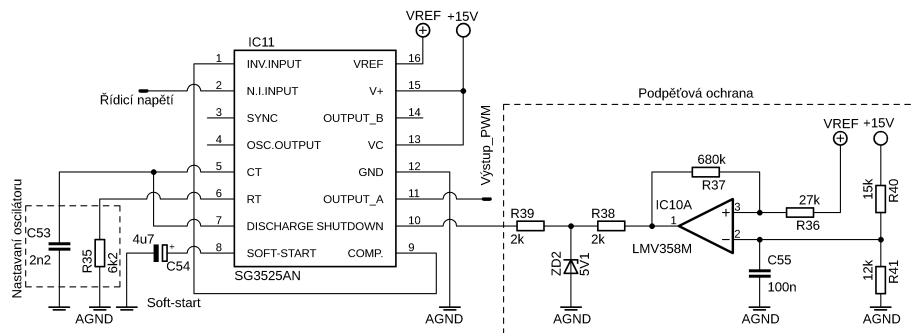
Jako PWM modulátor pro řízení spínaného zdroje byl vybrán obvod $SG3525A$. Jedná se o PWM modulátor speciálně navržený pro řízení spínaných zdrojů. Disponuje dvěma komplementárními výstupy PWM signálu, přičemž střída jednoho výstupu se může pohybovat pouze v rozmezí od 0 do 0,49. Z tohoto důvodu se tento typ modulátoru hodí jak pro řízení dvoučinných (využijí se oba výstupy), tak jednočinných (využije se pouze jeden výstup) měničů. Vnitřní zapojení obvodu $SG3525A$ můžeme vidět na Obr.2.10 a vnější pak na Obr.2.11[12].

Výstupní signál z řídicí struktury je veden na neinvertující vstup 2 (NIV.INPUT) interního chybového zesilovače. Invertující vstup 1 (Noninv.INPUT) je připojen na výstup 9 (Compensation) a celé zapojení chybového zesilovače se tak chová jako napěťový sledovač. Vstupní napěťová úroveň řídicího signálu přivedeného na neinvertující vstup 2 se podle technické dokumentace [12] může pohybovat v rozmezí od 0,9V do 3,6V, přičemž hodnota napětí 0,9V odpovídá nulové střídě výstupního PWM signálu a hodnota 3,6V jeho maximu (tedy střídě 0,49). Výstup 3 (SYNC) je určen k vnějšímu řízení hodinovým signálem a společně s výstupem 4(OSC.OUTPUT)

může být paralelně řízeno více PWM modulátorů. Spínací frekvence se nastavuje pomocí časovacího kondenzátoru připojeného na vstup 5 (C_T) a odporu připojeného ke vstupu 6 (R_T). Hodnota kondenzátoru podle dokumentace [12] se musí pohybovat v rozmezí $1nF$ až $100nF$ a odpor od $2k\Omega$ do $150k\Omega$. Spínací frekvence u tohoto konkrétního typu PWM modulátoru může být nastavena v rozsahu $100Hz$ až $500kHz$. Její hodnota je určena vztahem 2.63 uvedeným v [12].



Obr. 2.10: Vnitřní zapojení modulátoru SG3525A[13]



Obr. 2.11: Vnější zapojení modulátoru SG3525A

$$f_{hp} = \frac{1}{C_T(0,7R_T + 3R_D)} \quad (2.63)$$

Odpor R_D ve vzorci 2.63, který se umísťuje mezi vývody 5 a 7 (DISCHARGE), slouží k nastavení hodnoty odskoku ("deadtime"). Jelikož bude využíván pouze jeden ze dvou PWM výstupů, nahradí se tento odpor zkratem (tedy $R_D = 0\Omega$). Důležité je však ještě zmínit, že při výpočtu se musí počítat s frekvencí dvojnásobně vyšší, než jakou se ve skutečnosti budou spínat výkonové tranzistory v měniči. Důvod je takový,

že tato frekvence f_{hp} představuje frekvenci hodinových pulzů generovaných vnitřním oscilátorem. Hodinové pulzy jsou pak vedeny na klopný obvod *FLIP/FLOP*, který při každém hodinovém pulzu přepoklopí hodnotu výstupu z logické 1 na logickou 0 (či opačně). Během jednoho pulzu PWM signálu je tak nezbytné, aby došlo ke dvěma překlopením obvodu *FLIP/FLOP*. Pro nastavení pracovní frekvence měniče na $50kHz$ bude frekvence $f_{hp} = 100kHz$. Hodnota časovacího kondenzátoru byla zvolena jako $2,2nF$. Vyjádřením odporu R_T z rovnice 2.63 a následným dosazením známých hodnot zjistíme, že potřebná hodnota odporu R_T je přibližně $6,5k\Omega$. Z řady odporů *E24* byl vybrán rezistor s odporem $6,2k\Omega$, což zvedne spínací frekvenci výkonových tranzistorů na $52,5kHz$ (je možné použít i kombinaci více rezistorů k dosažení přesné hodnoty spínání, nicméně to není nijak zvlášť nutné).

K vývodu 9 (Soft-start) se připojuje kondenzátor pro měkký start měniče. Ten způsobuje oddálení generace PWM signálu při připojení zdroje na síť a zaručuje tak nezbytný čas pro nabití sběracích kondenzátorů v měniči. To je především důležité pro správné buzení výkonových tranzistorů. Mechanismus, kterým Soft-start v modulátoru pracuje, je takový, že vnitřním zdrojem proudu (typicky $50\mu A$) dojde k nabíjení kondenzátoru připojeného k vývodu 9. V okamžiku, kdy na něm napětí dosáhne přibližně $0,4V$ dojde k odblokování výstupů PWM signálu a až od této chvíle se začíná generovat PWM signál. Velikostí připojené kapacity na vývod 9 lze pak nastavit čas nečinnosti PWM modulátoru při zapnutí. Zde byl vybrán kondenzátor o hodnotě $4,7\mu F$, což čas nečinnosti nastaví přibližně na $40ms$.

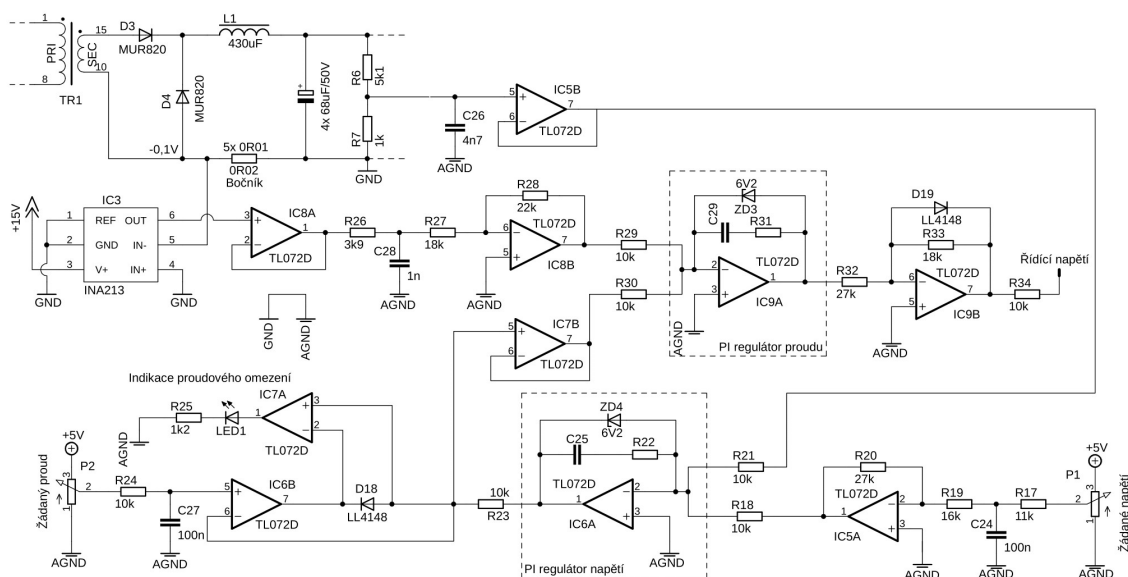
Vývod 10 (SHUTDOWN) slouží k připojení různých druhů ochran, např. podpětová, nadproudová, tepelná a podobně, které v případě nějakého problému mohou chod měniče zastavit. Na Obr.2.11 můžeme vidět zapojení podpětové ochrany připojené k PWM modulátoru na pin 10. Jedná se o obyčejný komparátor s hysterezí, který je napočítán tak, aby vypínal, pokud napětí na větvi $+15V$ napájející primární stranu budiče, klesne pod přibližně $13V$. Opětovné zapnutí modulátoru se pak provede až tehdy, kdy napětí na téže větvi stoupne přibližně na hodnotu $14V$.

Vývody 11 (OUTPUT_A) a 14 (OUTPUT_B) jsou výstupy komplementárních PWM signálů, které mohou být zatěžovány špičkovým proudem až do hodnoty $400mA$. Při realizaci měniče bude použit pouze vývod 11 a vývod 14 zůstane nepřipojený. Vývod 12 (GND), což je zem modulátoru, byla připojená na společnou zem řídicí desky (AGND). Zem AGND je jedním vodičem spojena se společnou zemí silové části. Důvodem vedení pouze jedné země mezi řídicí a silovou částí, je potlačení vzniku zemních smyček, které by mohly způsobovat rušení v řídicí části. Vývod 13 (V_c) je spojený s budícím stupněm uvnitř modulátoru a společně s vývodem 15 ($V+$), což je napájení modulátoru, jsou připojeny na větev napájecího napětí $+15V$. Posledním vývodem modulátoru *SG3525A* je vývod 16 (VREF), který je připojený k vnitřnímu zdroji referenčního napětí $+5,1V$. Tuto referenční hodnotu napětí pak

využívá podpětová ochrana k porovnávání s napětovou větví +15V.

2.10 Regulační struktura

Regulační struktura navrhovaného spínaného zdroje bude realizována jako kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou, která byla popsána v kapitole 1.4.4. Schéma této struktury můžeme vidět na Obr.2.12.



Obr. 2.12: Schéma regulační struktury

Proudová smyčka začíná snímáním proudového signálu na bočníku, který má odpor $0,02\Omega$ (realizován pěti paralelně řazenými SMD rezistory v pouzdrech 1206, každý s odporem $0,1\Omega$). Při maximálním proudovém zatížení $5A$ vzniká na tomto bočníku napětový úbytek $0,1V$, který je snímán integrovaným obvodem INA213. Jedná se o proudový monitor speciálně navržený na zesilování proudového signálu z bočníku (při realizaci je nutné umístit tento obvod hned vedle proudového bočníku a zamezit tak vzniku rušení).

Obvod INA213 je k bočníku připojen dvěma vývody, přičemž vývod $IN+$ je připojen na vyšší potenciál (GND) a vývod $IN-$ na potenciál nižší (vznačený v Obr.2.12 jako $-0,1V$). Diferenciální napětí mezi těmito vývody je následně vnitřním obvodem zesílené (u tohoto konkrétního typu 50-ti násobně) a vyvedeno na výstup (OUT). Napětí na tomto vývodu je vztažené k referenčnímu pinu (REF), který, jak je patrné z Obr.2.12, je připojen na společnou zem GND resp. AGND. Výsledné napětí se pak při plném zatížení objeví na výstupu (OUT) jako $0,1V$ proti zemi GND resp. AGND.

Tento signál je přiveden na napěťový sledovač, za kterým se nachází dolní propust tvořená odporem $R26$ a kapacitou $C28$ pro filtraci vysokofrekvenčního šumu. Po filtraci je signál operačním zesilovačem $IC8B$, zapojeným jako invertující zesilovač, zesílen zesílením -1 . Tento signál odpovídá skutečné hodnotě proudu a jeho hodnota se může pohybovat od $-5V$ (maximální zatížení zdroje) do 0 (nulové zatížení zdroje). Společně s žádanou hodnotou proudu jsou skrze odpory $R29$ a $R30$ vedeny na součtový člen proudového PI regulátoru.

Hodnoty P a I složky proudového regulátoru (stejně tak napěťového regulátoru) nejsou zatím známé a hledání jejich hodnot bude probíhat experimentálně, čemuž se bude věnovat poslední část této práce. Ve zpětné vazbě proudového regulátoru si můžeme všimnout Zenerovy diody $ZD3$, která slouží jako omezovač výstupního napětí. Výstupní napětí za operačním zesilovačem $IC9A$ se tak může pohybovat pouze v rozmezí od $0,6V$ do $6,2$. Invertujícím zesilovačem $IC9B$ je signál, odpovídající žádané hodnotě střídavy, zeslaben zesílením $-2/3$ a veden na neinvertující vstup chybového zesilovače PWM modulátoru [14].

Napěťová smyčka začíná děličem napětí, který je tvořen rezistory $R6$ a $R7$, a který je umístěn na výstupu zdroje. Napěťový signál reprezentující skutečnou hodnotu napětí je filtrován a skrze operační zesilovač, zapojený jako sledovač, je veden na součtový člen napěťového PI regulátoru. Žádaná hodnota napětí je nastavována potenciometrem $P1$, který je připojený na napěťovou větev $+5V$. Signál je dále filtrován dolní propustí $R17$ $C24$ a operačním zesilovačem $IC5A$ zesílen zesílením -1 a veden na součtový člen napěťového PI regulátoru. Ten stejně jako proudový regulátor má omezené výstupní napětí, zde se pohybuje ovšem v rozmezí od $-0,6V$ do $6,2V$. Výstup napěťového PI regulátoru má rozměr žádané hodnoty proudu a je vedený na jednocestný usměrňovač sloužící jako proudové omezení. Jednocestný usměrňovač, jak je patrné z Obr.2.12, je pouze neinvertující napěťový sledovač, který má na výstupu umístěnou diodu $D18$. Na neinvertující vstup tohoto operačního zesilovače $IC6B$ je přivedena hodnota žádaného proudu, nastavovaná potenciometrem $P2$ a filtrována dolní propustí $R24$ $C27$.

Princip funkce proudového omezení je takový, že napětí reprezentující žádanou hodnotu proudu na výstupy napěťového PI regulátoru (tedy až za rezistorem $R23$) nemůže nikdy dosáhnout vyšší hodnoty, než jaká je na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače $IC6B$. Žádaná hodnota proudu je následně vedena na součtový člen proudového PI regulátoru skrze napěťový sledovač $IC7B$. K indikaci proudového omezení slouží komparátor připojený paralelně k diodě $D18$ (invertující vstup na katodu a neinvertující na anodu). V proudovém omezení dochází totiž k tomu, že napětí na anodě je větší než na katodě (úbytek v propustném směru), což překloupí výstup komparátoru $IC7A$ do logické 1 a $LED1$ začne indikovat proudové omezení [15].

3 Realizace a oživení zdroje

3.1 Návrh a výroba plošného spoje

Celé zapojení spínaného laboratorního zdroje bylo rozděleno na dva plošné spoje (na výkonovou a řídicí desku). Výkonová deska je realizovaná jako jednostranná o rozměrech 146 x 123mm. Řídicí deska je naproti tomu realizovaná jako oboustranná a její rozměry jsou 80 x 57mm. Motivy obou plošných spojů (desek) můžeme najít v příloze této práce A, B. Návrhy plošných spojů byly vytvořeny programem EAGLE 9.2.0 education. Obě desky byly vyrobeny tzv. fotocestou na Fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií.

3.2 Výroba impulzního transformátoru a tlumivky

Návrh impulzního transformátoru byl popsán v podkapitole 2.2. Primární vinutí má celkem 96 závitů vinutých dvěma paralelními vysokofrekvenčními lanky 150 x 0,04mm (počet jednotlivých vodičů ve svazku / průměr jednoho vodiče svazku) o celkovém průřezu 0,19mm². Vinutí sekundární má 32 závitů navinutých vysokofrekvenčním lankem 30 x 0,2mm o celkovém průřezu 0,94mm². Obě lanka mají průměr dílčích vodičů ve svazku menší než dvojnásobek hloubky vniku ($d_{Cu} \leq 2 \cdot 0,53mm$), což zamezuje vzniku skinefektů. Izolační bariéra mezi primárním a sekundárním vinutím je tvořena šesti vrstvami kaptonové pásky a mezi jednotlivými vrstvami se pak nachází dvě vrstvy polyesterové izolační pásky.

Návrh filtrační tlumivky můžeme najít v podkapitole 2.1.1. V případě tlumivky není důležité brát zřetel na skinefekt, jelikož v tlumivce nedochází ke strmým změnám proudu. Celkem má tlumivka 46 závitů navinutých měděním drátem o průřezu přibližně 1,77mm². Vinutí je rozdělené do čtyř vrstev, které jsou od sebe izolované polyesterovou izolační páskou.

Celková velikost vzduchové mezery, podle 2.6, má být 1mm, což znamená, že obě poloviny feritového jádra od sebe musí být vzdáleny 0,5mm. Mezi obě poloviny jádra byly vloženy distanční podložky z tepelně odolného materiálu a ještě několik vrstev kaptonové pásky. Následně bylo provedeno kontrolní měření indukčnosti zhotovené tlumivky, jejíž finální indukčnost činí 437μH.

3.3 Oživení zdroje

Pod pojmem "oživení" zdroje rozumějme proces uvádění jednotlivých částí zdroje do funkčního stavu. Důvodem je eliminace chyb vzniklých při návrhu nebo při osazo-

vání plošného spoje součástkami. Připojením na jmenovité napájecí napětí by totiž vlivem vzniklé chyby (i drobné) mohlo dojít ke značnému poškození plošného spoje či součástek na něm. Pro odstranění případných chyb se musí ověřovat funkčnost každé části samostatně.

První oživovanou částí zdroje byla řídicí deska. Postup ožívání byl takový, že externím laboratorním zdrojem se přivedlo napájení na řídicí desku ($V+$ a $V-$). Následně se zvyšovala úroveň napájecího napětí ($V+$ a $V-$) až na hodnotu $\pm 20V$ (řídicí deska vyžaduje symetrické napájení kvůli operačním zesilovačům). Současně s tím se monitoroval odebíraný proud z externího zdroje a prováděla se kontrolní měření. Po dosažení plného napětí $\pm 20V$ se zkontrolovala správná funkčnost operačních zesilovačů, PWM modulátoru a napěťových stabilizátorů ($+15V$, $-15V$ a $+5V$). Při kontrole operačních zesilovačů se přišlo na chybu v návrhu řídicí struktury. Problém byl v tom, že výstup operačního zesilovače *IC6A* chodil do záporných hodnot. Výstup tohoto operačního zesilovače má rozměr žádaného proudu a při nečinnosti zdroje (kdy je proud zátěže nulový) byla žádaná hodnota vždy nižší než hodnota aktuální, a tudíž PWM modulátor negeneroval žádný signál.

Řešení tohoto problému na plošném spoji by bylo značně komplikované a nebylo by ani příliš estetické, takže bylo nezbytné vyrobit a osadit novou desku, kde již tato chyba byla eliminovaná. Druhý model desky již fungoval bez jakýchkoliv závad. Posledním krokem ožívání řídicí desky byla kontrola funkčnosti podpěťové ochrany. Její otestování se provedlo pouhým snížením napájecího napětí v kladné větvi $+15V$, přičemž se monitoroval výstupní PWM signál. Při poklesu napětí pod $13V$ došlo k okamžitému zastavení generace PWM signálu a opětovné odblokování nastalo až když napětí překročilo hladinu $14V$, což se shoduje s návrhem, a řídicí desku můžeme již považovat za oživenou.

Druhou oživovanou částí byl pomocný zdroj na výkonové desce. Primární strana síťového transformátoru se připojila na regulační autotransformátor. Následně se pomalu zvyšovalo napájecí napětí na primární straně síťového transformátoru a současně s tím se měřil fázový proud odebíraný ze sítě. Ten by v ustáleném stavu měl být "přibližně" nulový, jelikož na sekundární straně pomocného zdroje (síťového transformátoru) byly pouze nezatížené napěťové stabilizátory (pouze k jednomu byl připojený proudový monitor INA213, jehož odběr se však pohybuje v řádu desítek μA). V případě, že by fázový proud byl větší než pár mA , znamenalo by to chybu na sekundární straně. Nicméně ani při plném napětí se chyba na sekundární straně neprojevila a celý pomocný zdroj fungoval dle očekávání.

Následovalo oživení budiče. Napětí U_{cc} se nastavilo externím zdrojem na hodnotu přibližně $5V$ a pomocí generátoru funkcí se na hradlo tranzistoru *T1* v budiči pouštěl PWM signál s proměnou hodnotou střídy s (od 0 do 0,5) a frekvencí f $50kHz$. Osciloskopem se kontrolovaly průběhy na důležitých místech (napětí na hradlech

výkonových tranzistorů, napětí na primární a sekundární straně budícího transformátoru a napětí na tranzistoru $T1$). Při plném napětí U_{cc} (15V) na primární straně budiče a střídě blížící se hodnotě 0,5 výrazným způsobem vzrostl odebíraný proud z externího zdroje. Důvodem nárůstu bylo přesycení impulzního budícího transformátoru 2.60. Tento problém se podařilo vyřešit navýšením primárních závitů (také obou sekundárních, aby převod zůstal roven *jedné*) na 16, což výrazným způsobem napomohlo ke snížení magnetizačního proudu budícího transformátoru. Zbylé části budiče však nevykazovaly žádné poruchy a fungovaly dle očekávání.

Nakonec následovalo oživení silové části zdroje. Napájení pomocného a hlavního zdroje bylo oddělené. Pomocný zdroj se napájel přímo ze sítě a hlavní zdroj byl připojený na regulační autotransformátor, kterým bylo možné nastavit libovolnou úroveň napětí U_d v meziobvodu. Zdroj byl nejprve spuštěn s nízkým napětím U_d a nezatíženým výstupem. Byly zkontrolovány průběhy napětí na významných místech (primární nulové diody, napětí mezi drain a source u výkonových tranzistorů, primární a sekundární strana hlavního impulzního transformátoru, atd.). Všechny průběhy vypadaly odpovídajícím způsobem, takže bylo možné napětí v meziobvodu pomalu zvýšit až na plné napětí (průběžně se kontrolovaly průběhy na výše zmíněných místech). Po dosažení plného napětí U_d fungovalo vše bez problému. To se nezměnilo ani při zatížení zdroje.

V závěru dodatečných měření a kontrol se přišlo na menší potíž. Ta spočívala ve vodiči spojujícím zem výkonové desky GND a zem řídicí desky $AGND$. Odpor tohoto vodiče byl natolik velký, že proud odebíraný napěťovým stabilizátorem, resp. PWM modulátorem na řídicí desce, způsoboval úbytek napětí na tomto vodiči, což způsobovalo zkreslení proudového signálu. Výsledkem pak bylo značné zvlnění výstupního napětí, které dosahovalo hodnoty až $200mV$. Problém se podařilo vyřešit užitím zemního vodiče s podstatně nižším odporem. Pro zlepšení kvality snímaného signálu proudu byly *před* a *za* proudový monitor INA213 umístěny dodatečně dolní propusti. Dolní propust *před* je tvořena rezistorem $R_{dp,p} = 51\Omega$ a keramickým kondenzátorem $C_{dp,p} = 22nF$, a dolní propust *za* $R_{dp,z} = 1k\Omega$ a $C_{dp,z} = 10nF$. Tyto úpravy pomohly výrazně zlepšit stabilitu výstupního napětí.

3.3.1 Nastavení PI regulátorů

Finální částí ožívování spínaného zdroje je nastavení proudového a napěťového PI regulátoru. Princip nastavování PI regulátoru bude popsán pouze pro proudový regulátor, přičemž nastavování napěťového regulátoru probíhá obdobným způsobem.

Na místo rezistoru $R31$, nastavujícího proporcionální složku proudového regulátoru, byl umístěn $50k\Omega$ trimr a na místo kondenzátoru $C29$, nastavujícího integrační složky proudového regulátoru, byl umístěn keramický kondenzátor s kapacitou $10\mu F$.

Na výstup byla umístěna zátěž o takovém odporu, aby při polovičním výstupním napětí ($15V$) tekla do zátěže přibližně polovina jmenovitého proudu, tedy $2,5A$. Při nastavování regulátoru bylo pomocí osciloskopu monitorované výstupní napětí a signál z PWM modulátoru, na kterém lze velmi snadno pozorovat kmitání regulátoru. To se projevuje tím způsobem, že dva po sobě jdoucí pulzy mají výrazně odlišnou dobu trvání.

Nastavování proporcionální složky P regulátoru bylo prováděno trimrem, kdy se hledala nejnižší a nejvyšší hodnota odporu, pro který regulátor již začínal kmitat. Proudová smyčka oživovaného zdroje byla stabilní, pokud se odpor $R31$ pohyboval v rozmezí od $16,8k\Omega$ do $38k\Omega$. Mimo tento interval regulátor kmital, což bylo vidět jak na výstupním napětí (velké zvlnění), tak na PWM signálu z modulátoru. Proporcionální složka byla nastavená rezistorem $R31$ na hodnotu $27k\Omega$. Po nastavení P složky bylo ještě nezbytné provést kontrolu, zda regulátor nekmitá při plném výstupním výkonu, což se nepotvrdilo.

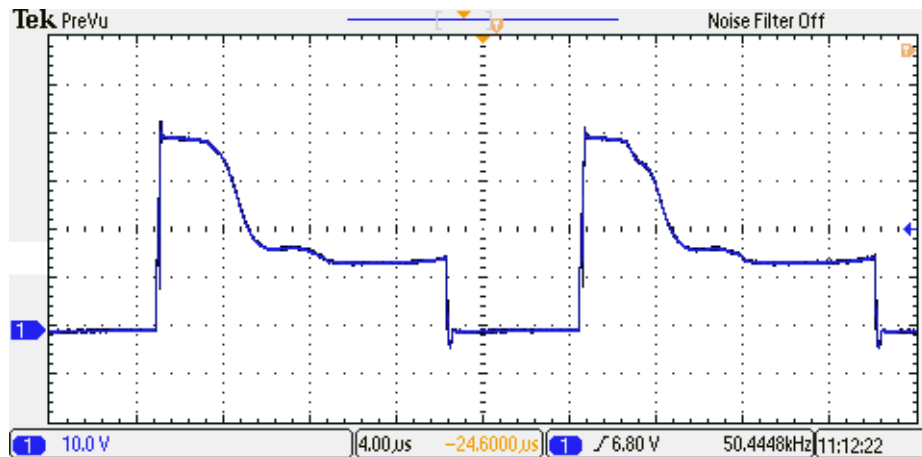
Následně se provedlo nastavení integrační složky proudového regulátoru. Kondenzátor $C29$ v proudovém regulátoru odpovídá za dynamický charakter proudové smyčky a čím je jeho kapacita menší, tím rychlejší regulátor bude. Nicméně při příliš nízké hodnotě začne regulátor kmitat. Nastavování integrační složky I se provádělo snižováním kapacity až na hodnotu, kdy regulátor začal kmitat. Hledaná hodnota kondenzátoru $C29$ se pak zvolila jako dvojnásobek velikosti kapacity, při které začalo docházet ke kmitání. Výsledný kondenzátor nastavující integrační složku proudového regulátoru má hodnotu $1nF$ a proudový PI regulátor je tímto nastavený.

Jak již bylo zmíněno výše nastavení napěťového regulátoru se provádí obdobným způsobem. Důležité však je, aby se zdroj při nastavování nacházel v režimu konstantního napětí a ne v režimu proudového omezení. Hodnota P složky napěťového regulátoru byla nastavená rezistorem $R22$ na hodnotu $68k\Omega$ a integrační složka kondenzátorem $C25$ na hodnotu $2,2nF$.

- Proudový regulátor: $R31 = 27k\Omega$, $C29 = 1nF$
- Napěťový regulátor: $R22 = 68k\Omega$, $C25 = 2,2nF$

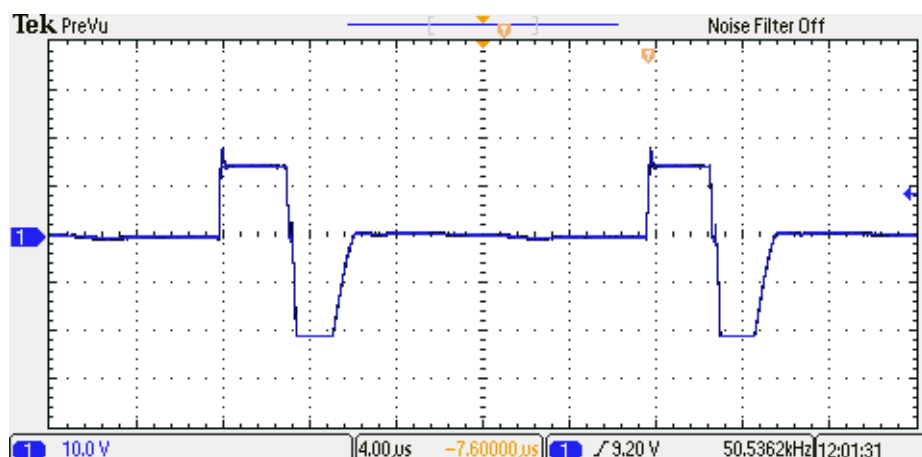
3.4 Záznam naměřených průběhů

Na Obr.3.1 můžeme vidět časový průběh napětí u_{DS} na tranzistoru $T3$ v budiči výkonových tranzistorů MOS-FET při čtvrtinovém zatížení výstupu ($U_Z = 15V$, $I_Z = 2,5A$). Z průběhu je patrné, že během demagnetizace je tranzistor namáhán napětím přibližně $40V \approx (U_{cc} + U_{ZD} + 0,6)$, po ukončení demagnetizace pak napětím přibližně $15V$.



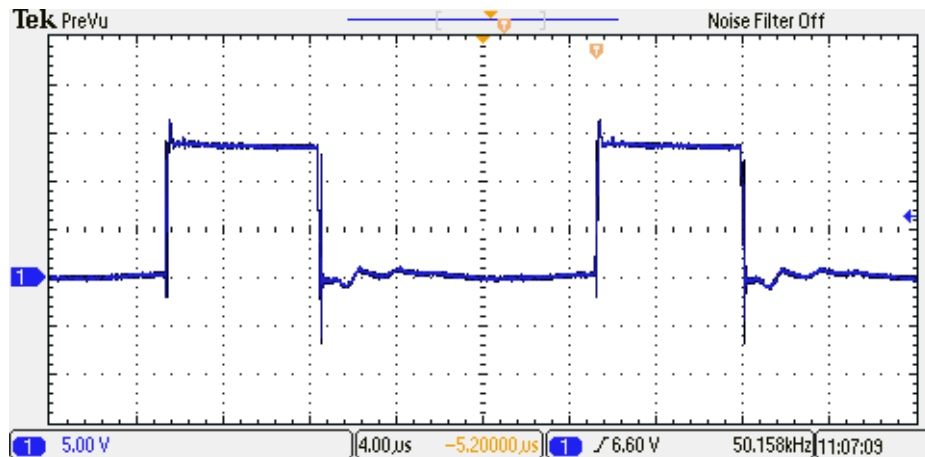
Obr. 3.1: Průběh napětí u_{DS} na tranzistoru $T3$ v budiči

Obr.3.2 zobrazuje průběh napětí u_2 na sekundární straně budícího transformátoru budícího výkonový tranzistor $T2$. V době magnetizace budícího transformátoru se na sekundárním vinutí objeví napětí $15V$. Při demagnetizaci má napětí u_2 zápornou hodnotu $-21,5V \approx -(U_{ZD} + 0,6V)$.

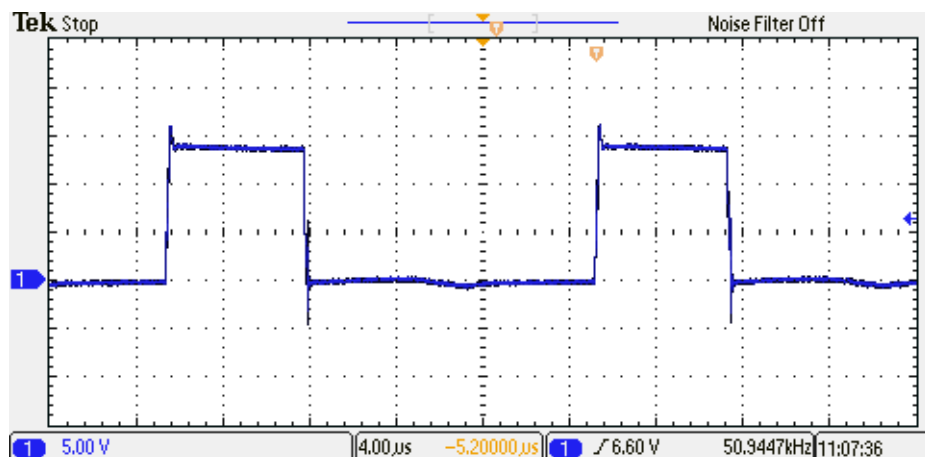


Obr. 3.2: Průběh napětí u_2 na sekundárním vinutí budícího transformátoru

Na Obr.3.3 a Obr.3.4 jsou průběhy budících signálů spínající hradla výkonových tranzistorů $T1$ a $T2$. V době sepnutí je na hradlech tranzistorů přibližně $14V$, což zaručuje jejich plné otevření.

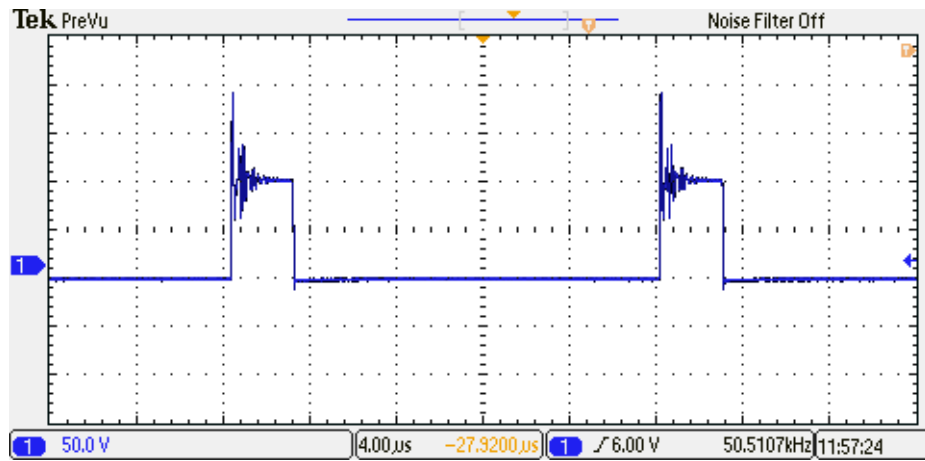


Obr. 3.3: Průběh budícího napětí u_G výkonového tranzistoru $T1$

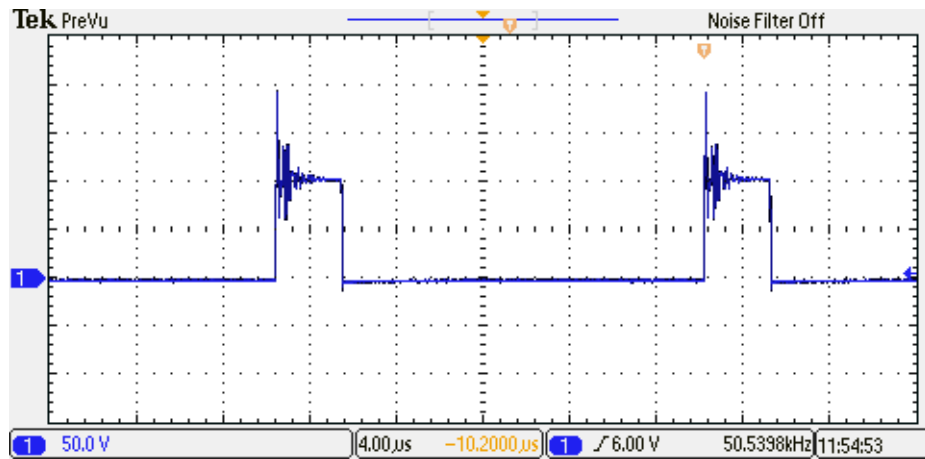


Obr. 3.4: Průběh budícího napětí u_G výkonového tranzistoru $T2$

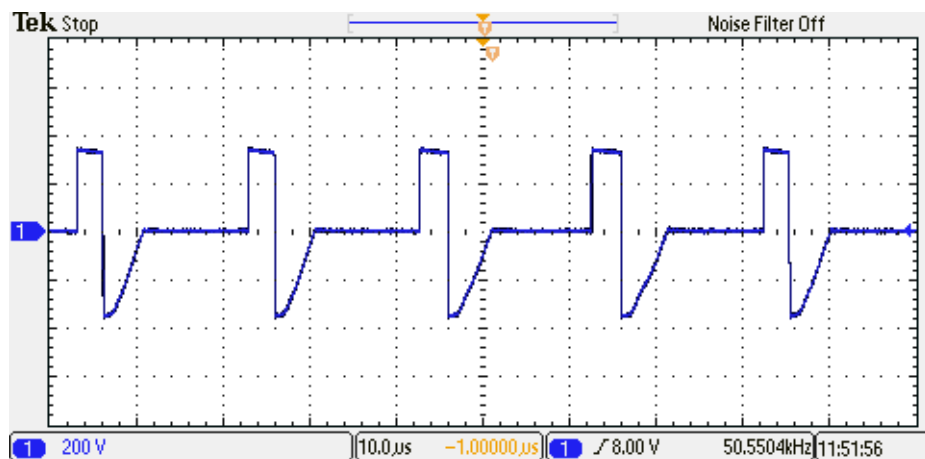
Obr.3.5 a Obr.3.6 zobrazují průběh napětí na sekundární usměrňovací a nulové diodě při čtvrtinovém zatížení výstupu zdroje ($U_Z = 15V$, $I_Z = 2,5A$). Na těchto průbězích jsou patrné napěťové přeměty dosahující téměř napětí $200V$, což by mohlo způsobit proražení sekundárních diod MUR820. Z tohoto důvodu by bylo namísto opatřit obě diody přepětovými pasivními ochranami.



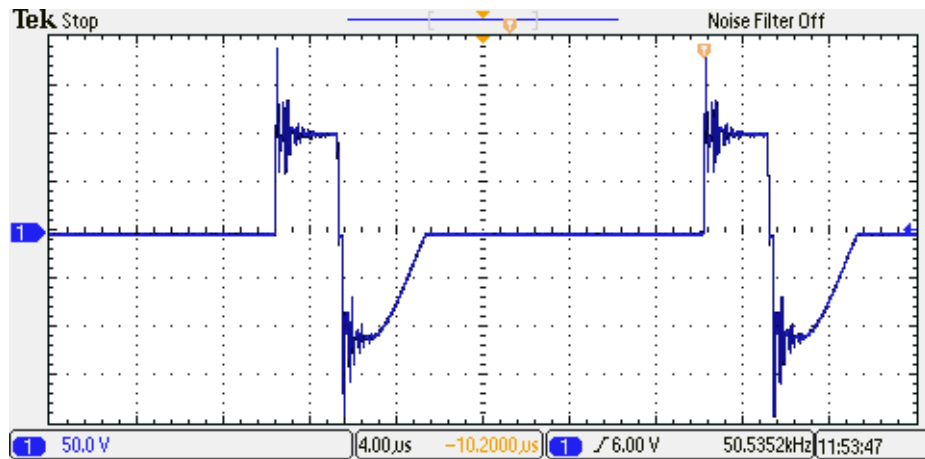
Obr. 3.5: Průběh napětí na sekundární usměřovací diodě $D2$



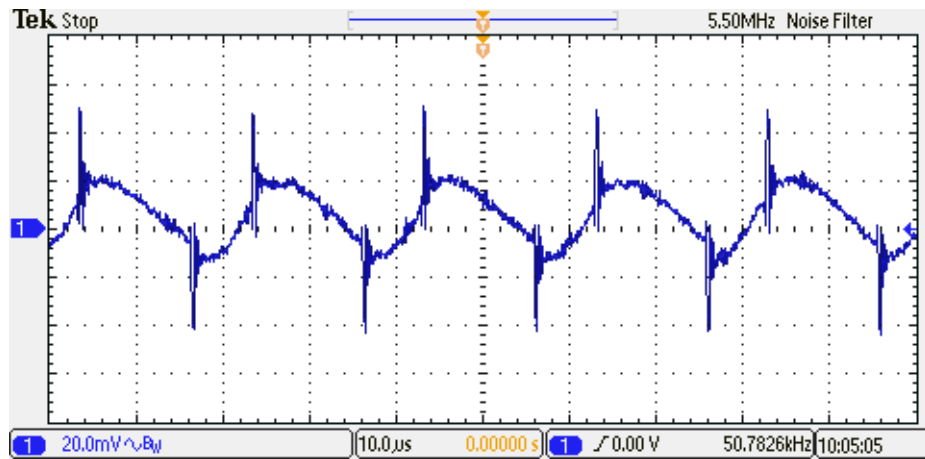
Obr. 3.6: Průběh napětí na sekundární nulové diodě $D02$



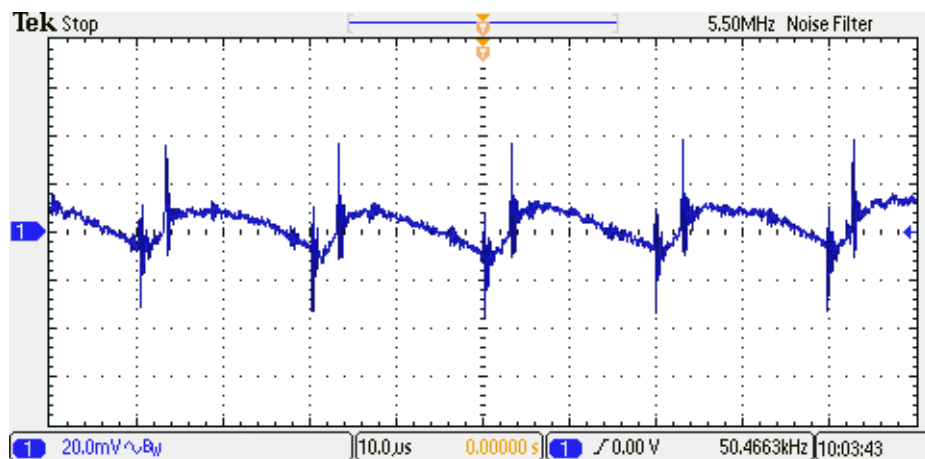
Obr. 3.7: Průběh napětí u_1 na primární straně impulzního transformátoru



Obr. 3.8: Průběh napětí u_2 na sekundární straně impulzního transformátoru



Obr. 3.9: Detail zvlnění výstupního napětí při plném zatížení výstupu



Obr. 3.10: Detail zvlnění výstupního napětí při čtvrtinovém zatížení výstupu

Průběhy 3.9 a 3.10 zobrazují výstupní zvlnění napětí při plném a čtvrtinovém zatížení zdroje. Při plném zatížení je zvlnění výstupného napětí přibližně $30mV$ a při čtvrtinovém asi necelých $20mV$. Na obou průbězích jsou patrné napěťové přeskmy vznikající při sepnutí a vypnutí výkonových tranzistorů, což je pro spínané zdroje typické.

4 Závěr

Cílem této bakalářské práce bylo navrhnout a zkonstruovat spínaný zdroj sloužící jako laboratorní napájecí zdroj. Výstupní napětí zdroje bude plynule nastavitelné v rozmezí od 0 do 30V s proudovým omezením nastavitelným v rozsahu od 0 do 5A. Výkonová část zdroje bude zapojená jako jednočinný propustný měnič. Zdroj bude napájený z jednofázové sítě 230V/50Hz.

Úvodní část práce se věnuje teorii spínaných zdrojů, elektromagnetické kompatibility, síťovému napájecí, jednočinnému propustnému měnič a řízení spínaných zdrojů. Následuje část návrhu, kde je postupně proveden návrh LC-filtru, impulzního transformátoru, síťového napáječe, dimenzování a chlazení polovodičových prvků. Poslední část návrhu je věnována pomocnému zdroji, budiči výkonových tranzistorů, PWM modulátoru a návrhu regulační řídicí struktury. Závěrečná část práce se zabývá realizací a oživením zkonstruovaného spínaného zdroje.

Indukčnost tlumivky výstupního LC-filtru je $437\mu H$ a kapacita filtračního kondenzátoru činí $272\mu F$. Tlumivka je realizována na jádře typu ETD44/22/15 z materiálu 3C90. Kondenzátorová baterie je složená ze čtyř kondenzátorů s kapacitou $68\mu F$ a jmenovitým napětím 50V. Na vinutí tlumivky byl použit izolovaný měděný drát s průměrem 1,5mm. Za hlavní výstupní filtr byl umístěn ještě sekundární filtr s indukčností 1,1 μH a kapacitou $68\mu F$ pro dosažení lepších výstupních parametrů.

Hlavní impulzní transformátor je realizován na jádře typu ETD39/20/13 z materiálu 3C90. Obě vinutí jsou navinuta vysokofrekvenčním lankem z důvodu potlačení skin efektu. Vinutí na primární straně tvoří dvě paralelní lanka složená z 150 dílčích vodičů, každý o průměru 0,04mm. Celkový počet závitů obou paralelních lanek je 96. Sekundární vinutí má 32 závitů a je navinuto lankem z 30 dílčích vodičů, každé o průřezu 0,2mm.

Síťový napáječ je osazen můstkovým usměrňovačem KBL10 se závěrným napětím 1000V a středním proudem 4A. Kapacita sběracího kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu má hodnotu $100\mu F$ a jmenovité napětí 400V. Součástí napáječe je také výkonový termistor se jmenovitým proudem 1,6A a síťový odrušovací filtr, určený k redukci vysokofrekvenčního rušení generovaného spínaným zdrojem.

Jako hlavní výkonové spínací prvky byly vybrány tranzistory IRF840, které disponují závěrným napětím 500V, a které je možné zatížit trvalým proudem 5,1A. Na místo primárních nulových diod byly použity rychlé diody MUR160 se závěrným napětím 600V a středním proudem 1A. Sekundární usměrňovací a nulová dioda byly osazeny rychlými diodami MUR820 se závěrným napětím 200V a středním proudem 8A. Pro tyto součástky byly vypočteny ztrátové výkony a v návaznosti na to, byly zvoleny vhodné chladiče pro odvod přebytečné ztrátové energie.

Budič výkonových tranzistorů je proveden jako jednočinný propustný měnič s

demagnetizací do Zenerovy diody. Zvolená Zenerova dioda má napětí $22V$ a maximální ztrátový výkon $1W$. Primární část budiče je společná pro buzení obou výkonových tranzistorů, přičemž hlavní spínací prvek v budiči tvoří tranzistor IRF510. Sekundární strana je rozdělena na dvě shodné části, každá budící jeden výkonový tranzistor. Primární a sekundární strana budiče je galvanicky oddělená budícím impulzním transformátorem na toroidním jádře z materiálu 3E25. Primární strana transformátoru má 16 závitů a je navinuta izolovaným vodičem AWG 26/1/26 SPC E. Sekundární strana je tvořena dvěma vinutími identickými s primárním.

Pro řízení spínaného zdroje byla vybrána jako řídicí regulační struktura kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou, která je realizována analogově pomocí operačních zesilovačů TL072. Oba proporcionálně-integrační členy v regulační struktuře byly nastaveny experimentálně podle sekce 3.3.1 v průběhu ožívování. Jako modulátor PWM signálu byl vybrán integrovaný obvod SG3525, který byl z důvodu bezpečnosti vybaven podpětovou ochranou, která hlídá úroveň napětí v kladné větvi $+15V$.

Při ožívování zdroje se vyskytlo několik problémů, které se nicméně povedlo vyřešit, a zdroj byl uveden do funkčního stavu. Jejich podrobnější popis a způsoby řešení jsou uvedeny v kapitole 3.3. Jediný problém, který se u zdroje nepovedlo eliminovat, spočívá v nedokonalé regulaci při hodnotách výstupního napětí pod $5V$ a výstupním proudem nad $1A$. Při těchto výstupních hodnotách dochází ke kmitání regulační smyčky (v režimu konstantního napětí i proudového omezení), což ovlivňuje zvlnění výstupního napětí, které se zvedne přibližně na $50mV$. Problém může spočívat v nastavení proudového PI regulátoru, který není schopný správné regulace v celém rozsahu zatížení. Případně se může jednat o rušení způsobené výkonovou částí.

Výsledný zdroj je schopný plynulého nastavení výstupního napětí v rozmezí od 0 do $30,5V$ při maximálním zatížení výstupu proudem od 0 do $4,83A$. Důvodem, proč zdroj nedosahuje plného výstupního proudu $5A$, je to, že operační zesilovač v invertujícím zapojení IC8B není přesně nastaven na zesílení -1 . To je způsobeno tím, že rezistor R27 byl místo navrhovaného odporu $18k\Omega$ (který nebyl dostupný), osazen rezistorem o hodnotě $17k\Omega$.

Zdroj byl po oživení umístěn do plechové přístrojové krabice opatřené ventilačním systémem na odvod generovaného tepla. Jeho fotografie můžeme najít v příloze této práce C. Zdroj byl také vybaven panelovým voltmetrem a ampérmetrem pro zobrazení aktuálních hodnot výstupních veličin. Pro nastavení požadovaných hodnot na výstupu byly použity dva víceotáčkové potenciometry. Celkové rozměry spínaného laboratorního zdroje činí $245 \times 160 \times 72mm$ a výsledná hmotnost je $1892g$. Účinnost zdroje dosahuje při plném výstupním výkonu hodnoty $86,3\%$.

Literatura

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek I. (Tepelné jevy, činný výkon)* 1.vydání. v Brně, Vysoké učení technické v Brně, 2005, 61 s.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek II. (Pulzní měniče bez transformátoru)* 1.vydání. v Brně, Vysoké učení technické v Brně, 2005, 109 s.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice.* 1.vydání. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [4] SVAČINA, Jiří. Základy elektromagnetické kompatibility Část 1: Základní pojmy a členění oboru EMC. *Elektrorevue: Interní časopis* [online]. Brno, 2000 [cit. 2019-02-15]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/00025/index.html>
- [5] SKALICKÝ, Jiří. *Teorie řízení.* Druhé. Brno: Vysoké učení technické v Brně Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky Technická 8, 616 00 Brno, 2002.
- [6] MAKKI, Zbyněk a Marcel JANDA. *Analýza metod pro výpočet tepelných ztrát jednofázového vodiče* [online]. Brno: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2011 [cit. 2019-03-13]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/cz/download/analyza-metod-pro-vypocet-tepelných-ztrat-jednofázového-vodice/>
- [7] RERROXCUBE. *3C90 Material specification* [online]. 2002 [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: <http://www.elnamagnetics.com/wp-content/uploads/library/Ferroxcube-Materials/>
- [8] *Data sheet: IRF840* [online]. 2017 [cit. 2019-03-14]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91070/sihf840.pdf>
- [9] *Data sheet: 1N4937* [online]. 1996 [cit. 2019-03-16]. Dostupné z: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/2816/MOTOROLA/1N4937.html>
- [10] *Data sheet: MUR820* [online]. 2004 [cit. 2019-03-16]. Dostupné z: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/92133/ONSEMI/MUR820.html>

- [11] *Výpočty chlazení elektronických součástek s řešenými příklady* [online]. 2012 [cit. 2019-03-16]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [12] *Data sheet: SG3525A* [online]. 2000 [cit. 2019-04-10]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/sg2525-974243.pdf>
- [13] *Data sheet: SG3525A ST* [online]. 2005 [cit. 2019-04-10]. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/SG3525A-D.PDF>
- [14] *Data sheet: INA213*. Texas Instrument [online]. Dallas, Texas, 2019 [cit. 2019-04-12]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina213.pdf>
- [15] PATOČKA, Miroslav a Pavel VOREL. *Řídicí elektronika - aktivní obvody 2.díl*. Brno: VUT v Brně, 2004.
- [16] *Data sheet: Core ETD 44/22/15* [online]. 2017 [cit. 2019-04-16]. Dostupné z: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/etd_44_22_15.pdf
- [17] *Data sheet: Core ETD 39/20/13* [online]. [cit. 2019-04-17]. Dostupné z: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/etd_39_20_13.pdf
- [18] Folprecht, M. *Síťový spínaný zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 76s. Vedoucí diplomové práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka
- [19] Vorel, Pavel a Petr Procházka. *Řídicí členy v elektrických pohonech*. Brno: VUT v Brně, 2010.
- [20] *Data sheet: Core T2007C* [online]. 2017 [cit. 2019-04-21]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7376/lj-t-2007c-cf190a-be18fa.pdf

Seznam symbolů, veličin a zkratek

B_{\max} [T]	Maximální hodnota magnetické indukce
B_r [T]	Remanentní indukce
C [F]	Kapacita sběracího kondenzátoru
C_s [F]	Kapacita sekundárního LC-filtru
d_{Cu} [m]	Průměr vodiče
d_{Cu1} [m]	Průměr vodiče primárního vinutí
d_{Cu2} [m]	Průměr vodiče sekundárního vinutí
D0	Primární nulová dioda
D02	Sekundární nulová dioda
D2	Sekundární usměřovací dioda
EMC	Elektromagnetická kompatibilita
f [Hz]	Spínací frekvence
f_0 [Hz]	Rezonanční frekvence
f_{hp} [Hz]	Frekvence hodinových pulzů
HDO	Hromadné dálkové ovládání
i_μ [A]	Magnetizační proud
i_0 [A]	Proud primární nulovou diodou
i_1 [A]	Proud primárním vinutím
i_2 [A]	Proud sekundárním vinutím
i_c [A]	Proud kondenzátoru
i_{CE} [A]	Proud tranzistorem
$I_{CE,ef}$ [A]	Efektivní hodnota proudu tranzistorem
$I_{CE,stř}$ [A]	Střední hodnota proudu tranzistorem
$I_{CE,šp}$ [A]	Špičková hodnota proudu tranzistorem
i_d [A]	Proud odebíraný ze stejnosměrného meziobvodu
I_d [A]	Střední hodnota proudu odebíraného ze stejnosměrného meziobvodu
$I_{D02,ef}$ [A]	Efektivní hodnota proudu sekundární nulovou diodou
$I_{D02,stř}$ [A]	Střední hodnota proudu sekundární nulovou diodou
$I_{D02,šp}$ [A]	Špičková hodnota proudu sekundární nulovou diodou
$I_{D2,ef}$ [A]	Efektivní hodnota proudu sekundární usměřovací diodou
$I_{D2,stř}$ [A]	Střední hodnota proudu sekundární usměřovací diodou
$I_{D2,šp}$ [A]	Špičková hodnota proudu sekundární usměřovací diodou
I_{ef} [A]	Efektivní hodnota proudu
I_L [A]	Střední hodnota proudu indukčností
i_L [A]	Proud indukčností
I_{\max} [A]	Maximální proud odebíraný ze sítě

I_{sk} [A]	Skutečný proud
$I_{stř}$ [A]	Střední hodnota proudu
I_Z [A]	Proud do zátěže
$I_{\bar{z}}$ [A]	Žádaný proud
i'_2 [A]	Proud sekundárního vinutí přepočítaný na primární stranu
$I_{D0,stř}$ [A]	Střední hodnota proudu primární nulovou diodou
<i>IGBT</i>	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
J [kg · m ²]	Moment setrvačnosti
<i>KZ</i>	Kirchhoffův zákon
k [–]	Činitel vazby transformátoru
$k_{p,Cu}$ [–]	Činitel plnění mědi
$k_{p,Fe}$ [–]	Činitel plnění železa
L [H]	Indukčnost
l_{Fe} [m]	Efektivní délka siločáry
L_p [H]	Indukčnost sekundárního LC-filtru
l_v [m]	Velikost vzduchové mezery
$L_{\sigma 1}$ [H]	Rozptylová indukčnost primárního vinutí
L_1 [H]	Indukčnost primárního vinutí
L_2 [H]	Indukčnost sekundárního vinutí
M_1 [–]	Počet paralelně řazených vodičů primárního vinutí
<i>MOS – FET</i>	Elektrickým polem řízený tranzistor
N [–]	Počet závitů
N_1 [–]	Počet závitů primárního vinutí
N_2 [–]	Počet závitů sekundárního vinutí
$P_{\check{c}}$ [W]	Činný výkon
P_d [W]	Činný výkon přenášený zdrojem
P_{D01} [W]	Ztrátový výkon primární nulové diody
$P_{ztr,cel}$ [W]	Celkové ztráty na výkonovém tranzistoru
$P_{ztr,p}$ [W]	Přepínací ztráty na výkonovém tranzistoru
$P_{ztr,ved}$ [W]	Ztráty vedením na tranzistoru
$P_{ztr,vyp}$ [W]	Vypínací ztráty na výkonovém tranzistoru
<i>PE</i>	Ochranný vodič
<i>PI</i>	Proporcionálně-integrační člen
<i>PWM</i>	Pulzní šířková modulace
$P_{z,D02}$ [W]	Ztráty na sekundární nulové diodě
$P_{z,D2}$ [W]	Ztráty na sekundární usměrňovací diodě
R_d [Ω]	Dynamický odpor
$R_{DS(on)}$ [Ω]	Odpor kanálu sepnutého tranzistoru MOS-FET
R_G [Ω]	"Zpomalující" odpor hradla tranzistoru MOS-FET

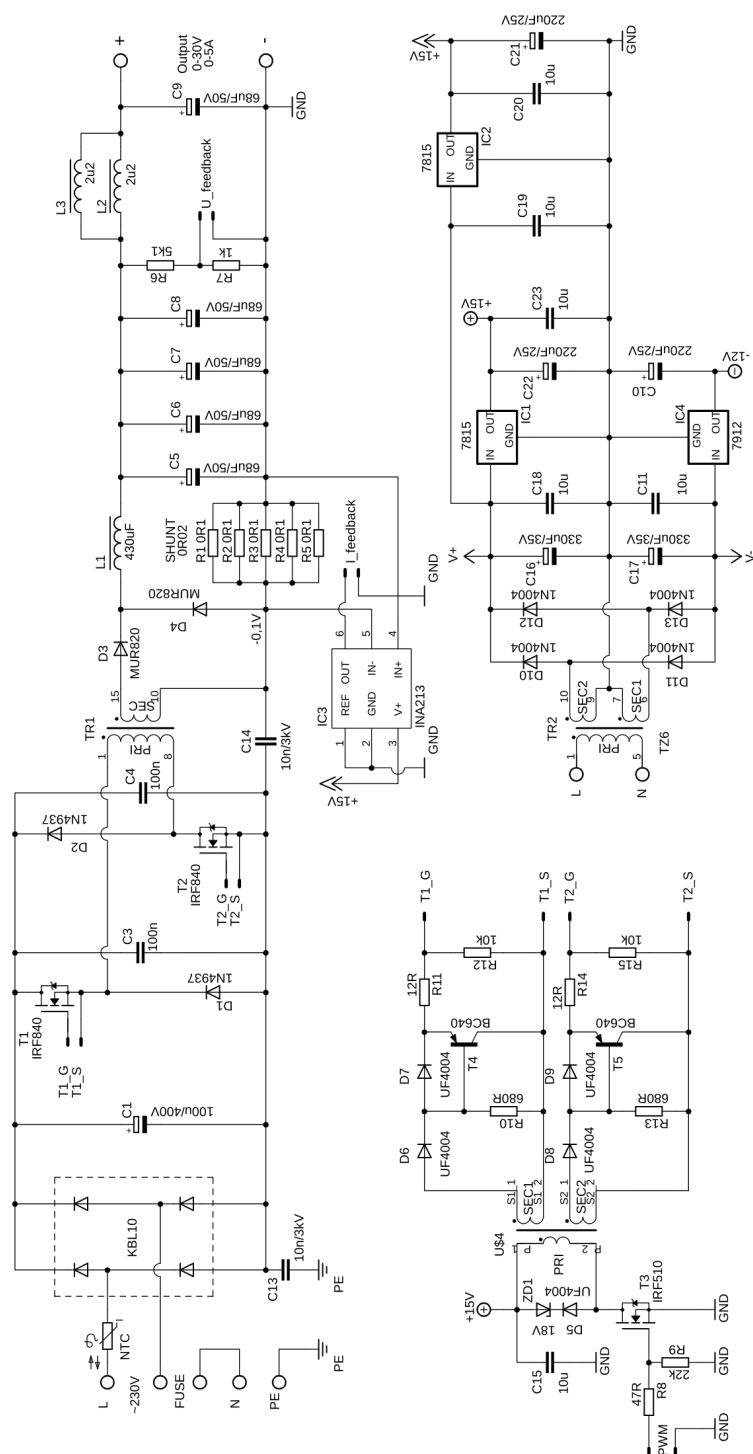
R_N [Ω]	Odpor omezující proudové špičky při připojení na síť
R_Z [Ω]	Odpor zátěže
R_{θ} [K/W]	Tepelný odpor
$R_{\theta C-H}$ [K/W]	Tepelný odpor mezi pouzdrům součástky a chladičem
$R_{\theta H-A}$ [K/W]	Tepelný odpor chladiče
$R_{\theta J-C}$ [K/W]	Tepelný odpor mezi PN přechodem a pouzdrům součástky
s [—]	Střída
S_{Cu1} [m^2]	Průřez vodiče primárního vinutí
S_{Cu2} [m^2]	Průřez vodiče sekundárního vinutí
$S_j S_o$ [m^4]	Elektromagnetická velikost jádra
S_{Fe}, S_j [m^2]	Průřez jádra
s_{max} [—]	Maximální hodnota střídy
S_o [m^2]	Průřez okna jádra
T [s]	Perioda spínací frekvence / perioda sítě
$t_{d(off)}$ [s]	Doba zpoždění vypnutí tranzistoru
$t_{d(on)}$ [s]	Doba zpoždění zapnutí tranzistoru
t_{demag} [s]	Doba demagnetizace
t_f [s]	Doba poklesu
$T_{j,max}$ [s]	Maximální dovolená teplota PN přechodu
t_{off} [s]	Celková doba vypnutí tranzistoru
t_{on} [s]	Celková doba zapnutí tranzistoru
t_n [s]	Interval dobíjení kondenzátoru
t_{rr} [s]	Zotavovací doba diody
t_z [s]	Doba magnetizace jádra
u_1 [V]	Napětí na primárním vinutí
u_2 [V]	Napětí na sekundárním vinutí
u_3 [V]	Napětí na vstupu LC-filtru
$U_{3,šp}$ [V]	Maximální hodnota napětí na vstupu LC-filtru
U_{cc} [V]	Napájení primární části budiče
U_{CE} [V]	Napětí na tranzistoru
U_d [V]	Střední hodnota napětí meziobvodu
u_d [V]	Napětí na meziobvodu
U_{DS} [V]	Maximální napěťová hladina tranzistoru MOS-FET
u_f [V]	Fázové napětí sítě
U_m [V]	Amplituda fázového napětí
U_R [V]	Závěrné napětí diody
U_Z [V]	Napětí na zátěži
U_{ZD} [V]	Napětí Zenerovy diody
UPS	Zdroj nepřerušeno napětí

W_{off} [J]	Ztrátový výkon při vypínání tranzistoru
W_3 [on]	Ztrátový výkon při zapnutí tranzistoru
Λ_L [nH/n ²]	Konstanta feritového jádra
δ_{Cu} [m]	Hloubka vniku
ΔI [A]	Zvlnění proudu
Δt [s]	Interval vybíjení kondenzátoru
ΔU [V]	Zvlnění napětí
$\Delta \vartheta$ [K]	Oteplení
$\mu_{\text{r,Fe}}$ [–]	Relativní permeabilita feritu
$\mu_{\text{r,Fe}}$ [H/m]	Permeabilita vakua
ρ_{Cu} [Ωm]	Rezistivita mědi
σ [A/m ²]	Proudová hustota ve vodiči
τ [s]	Časová konstanta RL zátěže
ω [rad/s]	Úhlová rychlost

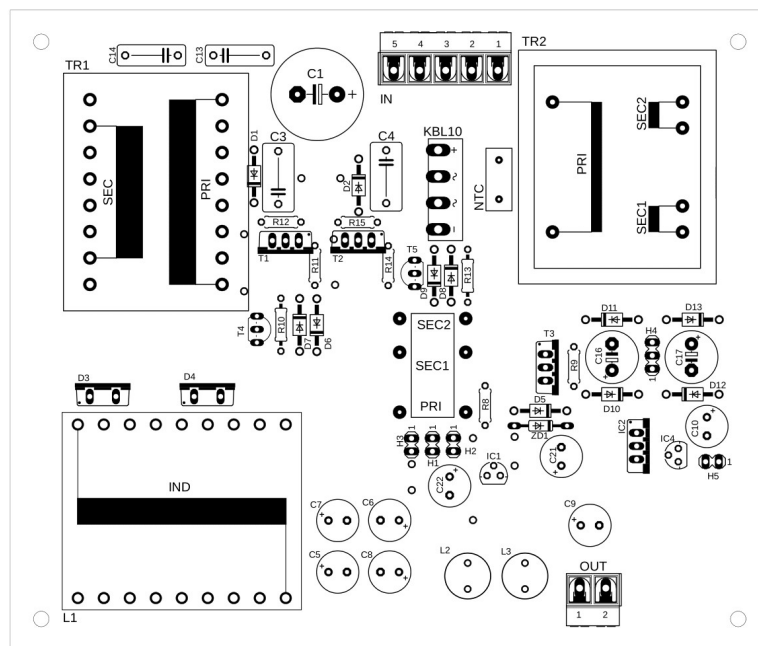
Seznam příloh

A Výkonová část, budič a pomocný zdroj	73
B Řídicí část	76
C Fotky výsledného zdroje	79

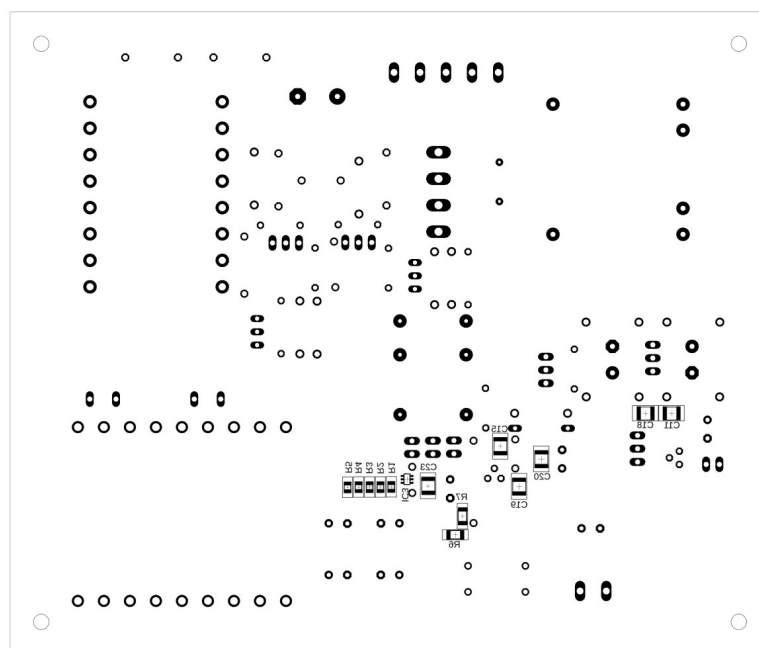
A Výkonová část, budič a pomocný zdroj



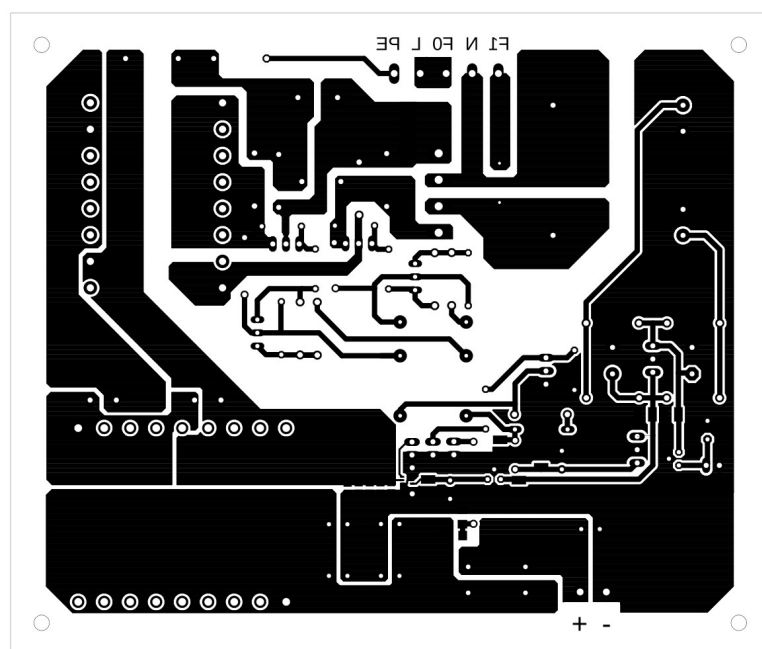
Obr. A.1: Schéma zapojení výkonové části, budiče a pomocného zdroje



Obr. A.2: Rozmístění součástek na vrchní straně výkonové desky

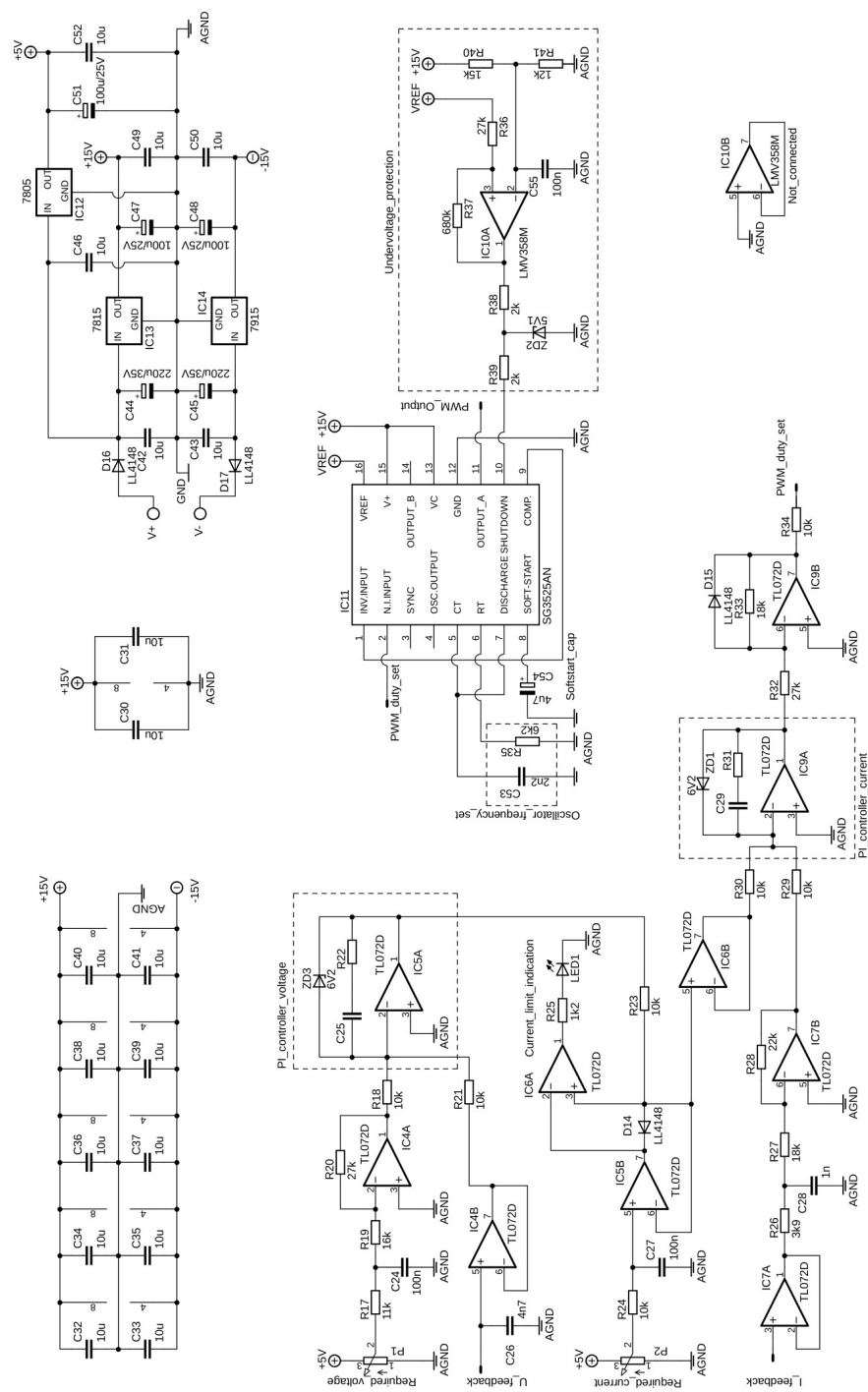


Obr. A.3: Rozmístění součástek na spodní straně výkonové desky

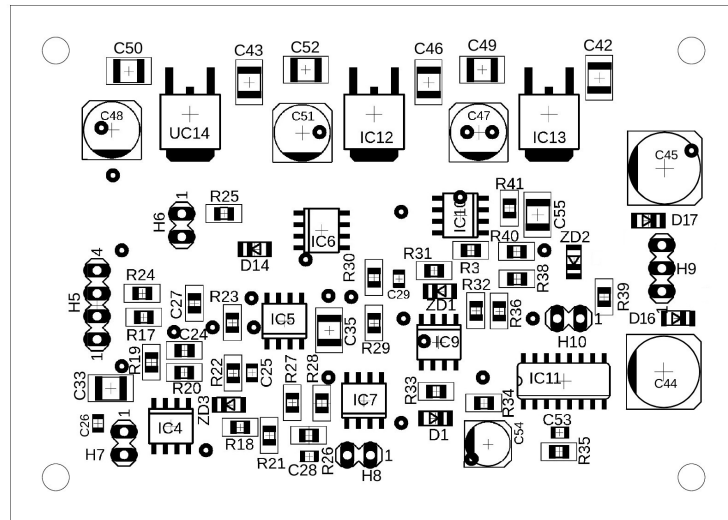


Obr. A.4: Motiv plošného spoje výkonové desky (Bottom)

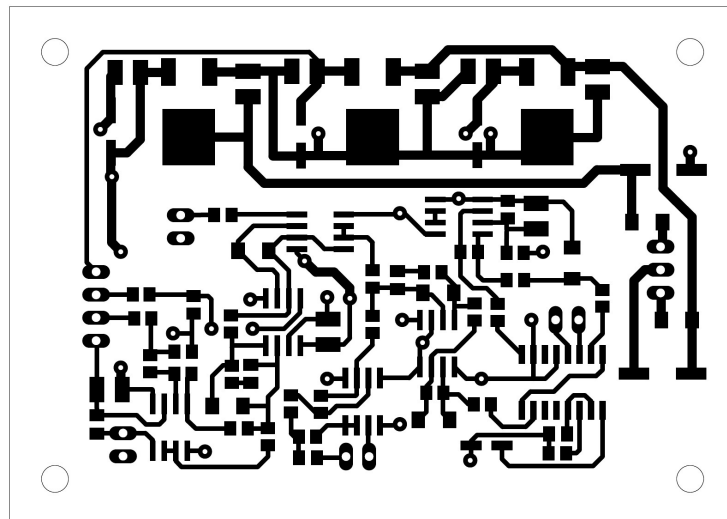
B Řídicí část



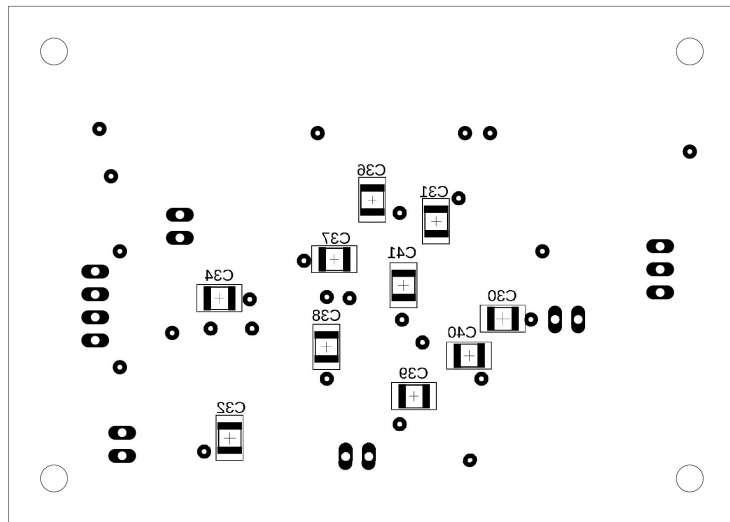
Obr. B.1: Schéma zapojení řídicí desky



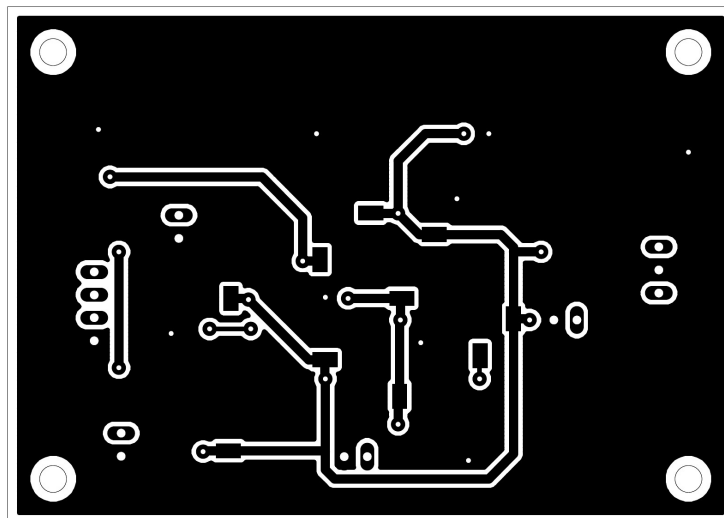
Obr. B.2: Rozmístění součástek na vrchní straně řídicí desky



Obr. B.3: Motiv plošného spoje řídicí desky (Top)

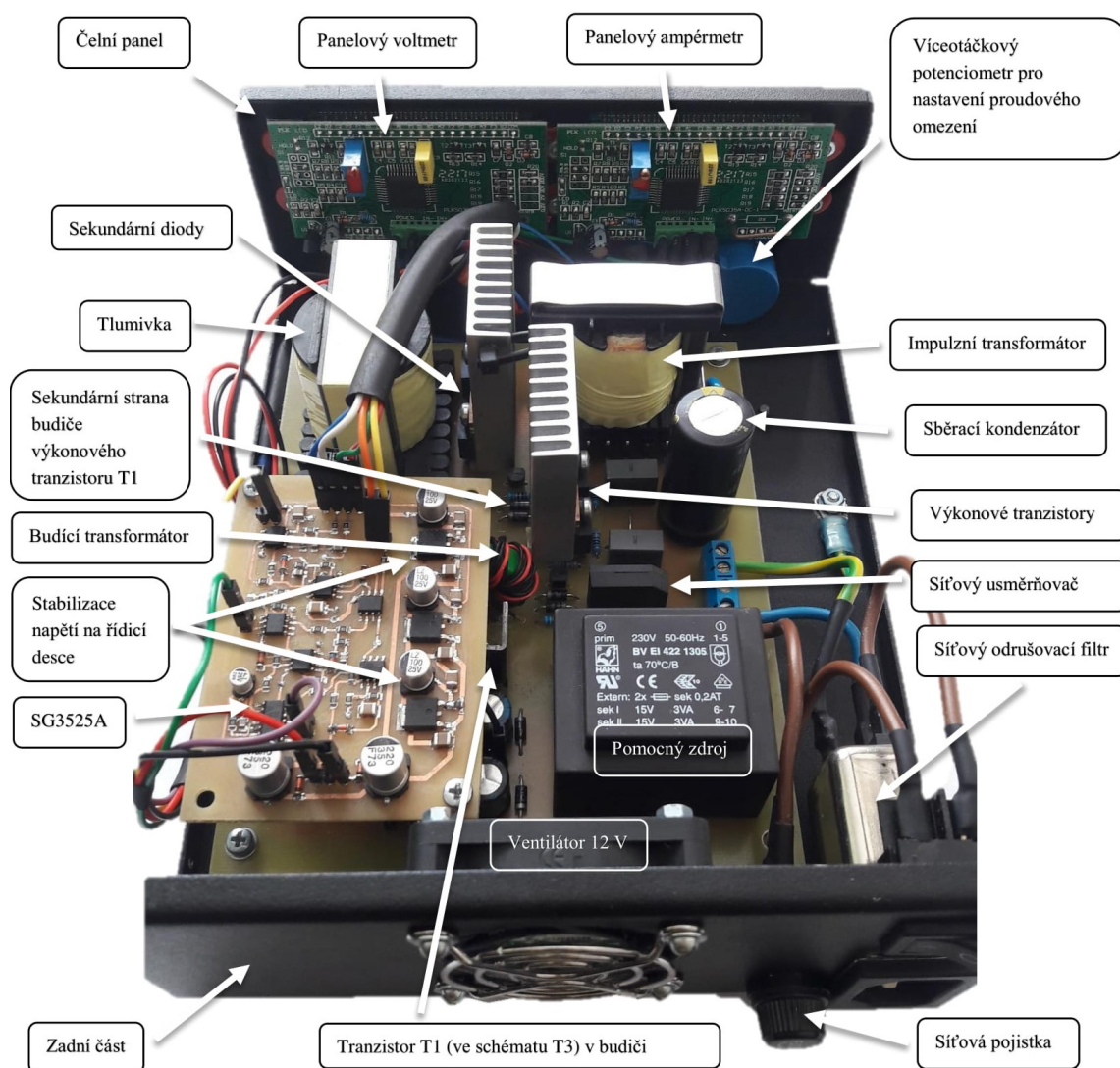


Obr. B.4: Rozmístění součástek na spodní straně řídicí desky

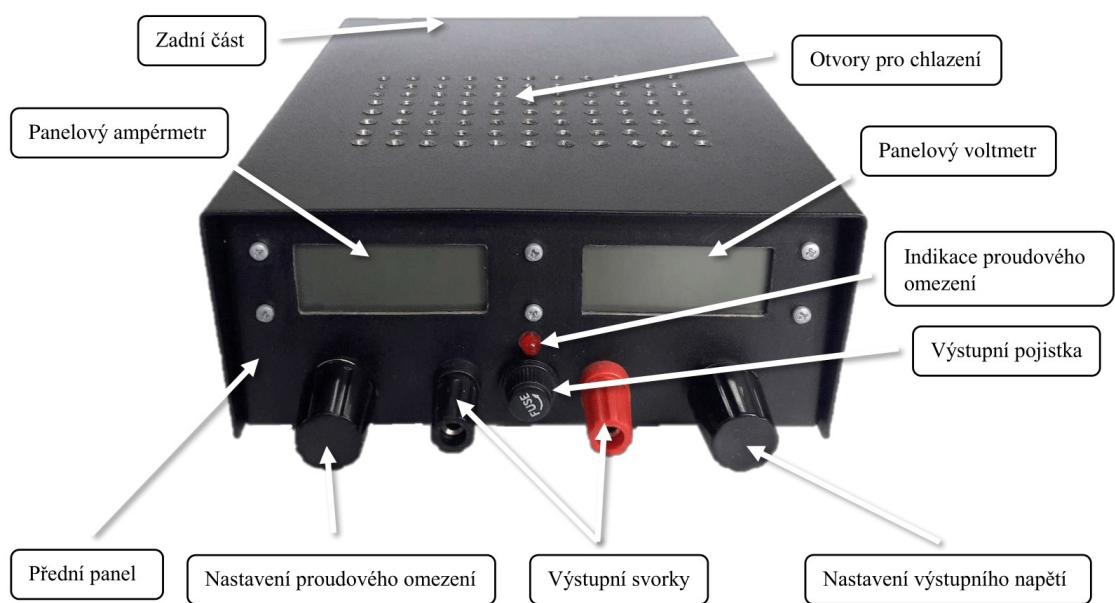


Obr. B.5: Motiv plošného spoje řídicí desky (Bottom)

C Fotky výsledného zdroje



Obr. C.1: Pohled na vnitřní zapojení zdroje



Obr. C.2: Čelní panel zdroje