



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

SPÍNANÉ SÍŤOVÉ ZDROJE

SWITCH MODE SUPPLIES

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

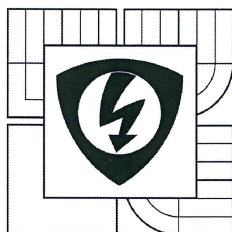
Jan Hladík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO 2016



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Student: Jan Hladík

Ročník: 3

ID: 164280

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Spínané síťové zdroje

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte obvodově i konstrukčně spínaný zdroj jako laboratorní přípravek vhodný do výuky. Zdroj bude zapojen jako jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem. Parametry zdroje: vstupní střídavé napětí 230V/50Hz, výstupní ss. napětí regulovatelné v rozsahu 0 až 32V, maximální hodnota výstupního proudu 10A, nastavitelné proudové omezení.
2. Zdroj podle bodu 1 realizujte na desce plošných spojů.
3. Zdroj oživte a měřením ověřte jeho parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 21. 9. 2015

Termín odevzdání: 31. 5. 2016

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Konzultanti bakalářské práce:



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 spínaného zdroje, který bude sloužit v laboratorní výuce. Pro zdroj byla vybrána topologie jednočinného propustného měniče. Výstupní napětí zdroje je regulovatelné v rozsahu 0 – 32 V, zdroj je schopen dodat proud až 10 A a výstup má plynule nastavitelné proudové omezení. Byly navrženy jednotlivé části zdroje: LC filtr, impulsní transformátor, síťový napaječ, budiče výkonových MOS-FET tranzistorů, řízení zdroje a jeho pomocný napájecí zdroj. Pro řízení je použita kaskádní regulační struktura, která je realizována analogově pomocí operačních zesilovačů. Pro zdroj byl navržen plošný spoj, zdroj byl sestaven, úspěšně oživen a otestován.

KLÍČOVÁ SLOVA

jednočinný propustný měnič, blokující měnič, impulsní transformátor, LC filtr, síťový napaječ, budič tranzistoru, PWM, pulzní šířková modulace, kaskádní regulace

ABSTRACT

This thesis deals with the design of switched power supply for laboratory lessons. Forward converter was chosen as the topology of this power supply. Output voltage is adjustable from 0 V to 32 V. Power supply is capable of output current up to 10 A and output has adjustable current limiting. Following parts were designed: LC filter, pulse transformer, bridge rectifier with capacitor, power MOS-FETs driver, closed loop control with its auxiliary power supply. Cascade closed loop control is used for controlling of designed power supply. Control is analogue, operation amplifiers were used for its construction. PCB was designed for the whole power supply. Power supply was successfully assembled and tested.

KEYWORDS

forward converter, flyback converter, pulse transformer, LC filter, MOS-FET driver, PWM, pulse width modulation, cascade control structure

HLADÍK, Jan *Spínané síťové zdroje*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektro-techniky a elektroniky, 2016. 73 s. Vedoucí práce byl doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Spínané síťové zdroje“ 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

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za odborné vedení, konzultace, trpělivost a pomoc při oživování zdroje.

Brno

.....

podpis autora

OBSAH

Seznam symbolů, veličin a zkratk	9
Úvod	12
1 Měníče energie	13
1.1 Definice měniče	13
1.2 Historie elektrických měničů	13
1.3 Rozdělení elektrických měničů	13
1.4 Kaskádní řazení měničů	14
2 Princip funkce spínaného zdroje	15
2.1 Síťový napáječ	15
2.2 Měníč s impulsním transformátorem	18
2.3 Princip funkce jednočinného propustného měniče	18
3 Řízení spínaných zdrojů	22
3.1 Galvanické oddělení	22
3.2 Princip PWM modulace	23
3.3 Zpětnovazební regulace výstupu zdroje	24
4 Návrh spínaného zdroje	27
4.1 Parametry	27
4.2 Návrh LC filtru	27
4.2.1 Návrh výstupní tlumivky	28
4.2.2 Návrh vyhlazovacího kondenzátoru	30
4.3 Návrh impulsního transformátoru	30
4.3.1 Výběr jádra	30
4.3.2 Výpočet počtu závitů	31
4.3.3 Výpočet počtu vodičů – opatření proti skinefektu	32
4.4 Návrh síťového napáječe	33
4.5 Dimenzování polovodičových součástek	34
4.6 Chlazení polovodičových součástek	36
4.6.1 Chlazení tranzistorů	36
4.6.2 Chlazení primárních diod	39
4.6.3 Chlazení sekundárních diod	40
4.7 Návrh budiče tranzistorů	41
4.7.1 Princip funkce měniče s demagnetizací do Zenerovy diody	42
4.7.2 Návrh budicího transformátoru	44

4.7.3	Zapojení sekundární strany budiče	44
4.8	Návrh pomocného napájecího zdroje	45
4.8.1	Princip funkce blokujícího měniče	46
4.8.2	Návrh transformátoru pomocného zdroje	47
4.8.3	Návrh zapojení pomocného zdroje	49
4.9	Návrh řídicích obvodů	50
4.9.1	PWM modulátor	50
4.9.2	Kaskádní regulace	51
5	Realizace a oživení zdroje	53
5.1	Pomocný napájecí zdroj	53
5.2	Návrh DPS	53
5.3	Výroba transformátorů a tlumivky	54
5.4	Oživení zdroje	55
6	Závěr	60
	Literatura	62
	Seznam příloh	64
A	Pomocný napájecí zdroj	65
B	Silová část, budiče	67
C	Řízení	70
D	Obsah přiloženého CD	73

SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	Schéma usměrňovače se sběracím kondenzátorem[4]	16
2.2	Průběhy napětí a proudů v usměrňovači[4]	17
2.3	Základní schéma jednočinného propustného měniče[3]	19
2.4	Průběhy důležitých veličin jednočinného propustného měniče[3]	20
3.1	Princip PWM modulace	23
3.2	Náhradní schéma pro návrh regulace zdroje[3]	24
3.3	Blokové schéma přímé regulace výstupního napětí[3]	25
3.4	Blokové schéma přímé regulace napětí s paralelním omezením proudu[3]	26
3.5	Blokové schéma kaskádní regulace výstupního napětí[3]	26
4.1	Schéma zapojení LC filtru[3]	27
4.2	Zvlnění proudu v tlumivce a zvlnění napětí na výstupu LC filtru[3]	28
4.3	Teoretický a skutečný průběh proudu primární diodou[3]	35
4.4	Průběh napětí, proudu a okamžitého výkonu při vypnutí tranzistoru[1]	38
4.5	Tepelné schéma pro výpočet tepelného odporu chladiče[1]	39
4.6	Náhrada VA charakteristiky diody[1]	40
4.7	Schéma části budiče – měnič s demagnetizací do Zenerovy diody[3]	42
4.8	Průběhy důležitých napětí a proudů v budiči[10]	43
4.9	Zapojení sekundární části budiče[3]	45
4.10	Zapojení blokujícího měniče[3]	46
4.11	Průběhy důležitých obvodových veličin blokujícího měniče[3]	47
4.12	Schéma zapojení PWM modulátoru	50
5.1	Průběh napětí na sekundárním vinutí pomocného napájecího zdroje	55
5.2	Průběh primárního proudu transformátoru pomocného zdroje	56
5.3	Průběh primárního proudu pomocného napájecího zdroje	56
5.4	Průběh budicího napětí na dolním tranzistoru	57
5.5	Průběh budicího napětí na dolním tranzistoru při minimální střídě	57
5.6	Průběh napětí na tranzistoru při zatížení	58
5.7	Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru při zatížení	58
5.8	Průběh napětí na sekundárním nulové diodě při zatížení	59

SEZNAM ZKRATEK

AC	Alternating current – střídavý proud
DC	Direct current – stejnosměrný proud
DPS	Deska plošných spojů
EMI	Electromagnetic interference – elektromagnetické rušení
IGBT	Insulated gate bipolar transistor – bipolární tranzistor s izolovanou bází. Tranzistor, který kombinuje výhody bipolárního a polem řízeného tranzistoru
MOS-FET	Metal oxide semiconductor, field effect transistor – polem řízený tranzistor s izolovaným hradlem
OZ	Operační zesilovač
PI	Proporcionálně-integrační – druh regulátoru
PWM	Pulse width modulation – pulsní šířková modulace
SMD	Surface mounted devices – součástky pro povrchovou montáž
UPS	Uninterruptable power supply – záložní (nepřerušitelný) zdroj elektrické energie
VF	Vysokofrekvenční

SEZNAM SYMBOLŮ A VELIČIN

A_L	[nH/závit ²]	Konstanta jádra pro výpočet jeho indukčnosti
B	[T]	Magnetická indukce v jádře
B_{max}	[T]	Maximální magnetická indukce v jádře
B_r	[T]	Remanentní magnetická indukce v jádře
C	[μF]	Kapacita vyhlazovacího kondenzátoru
d	[mm]	Průměr vodiče
f	[kHz]	Pracovní frekvence zdroje
f_{rez}	[Hz]	Rezonanční kmitočet LC filtru
I_a	[A]	Střední proud diodou síťového usměrňovače
I_A	[A]	Střední primární nulovou diodou
$I_{A,šp}$	[A]	Špičkový proud primární nulovou diodou
I_d	[A]	Střední proud odebíraný z meziobvodu
I_{D3}	[A]	Střední proud sekundární usměrňovací diodou
I_{D4}	[A]	Střední proud sekundární nulovou diodou
I_{max}	[A]	Špičková velikost proudu odebíraného zdrojem ze sítě
I_{SK}	[A]	Skutečný proud (v regulační smyčce)
$I_{šp}$	[A]	Špičkový proud sekundárních diod

I_T	[A]	Proud tranzistorem
$I_{T,\dot{s}p}$	[A]	Maximální proud tranzistorem
I_W	[A]	Žádaný proud (v regulační smyčce)
I_Z	[A]	Výstupní proud zdroje (proud zátěže)
$I_{1,ef}$	[A]	Efektivní proud primárním vinutím
$I_{2,ef}$	[A]	Efektivní proud sekundárním vinutím
$I_{\mu,max}$	[A]	Maximální magnetizační proud transformátoru
$k_{p,Cu}$	[—]	Činitel plnění vinutí
k_Z	[—]	Činitel zatížení
l_{Fe}	[mm]	Střední délka siločáry ve feritu
l_{vz}	[mm]	Délka vzduchové mezery
L	[μH]	Indukčnost
L_1	[μH]	Indukčnost primárního vinutí transformátoru
L_σ	[μH]	Rozptylová indukčnost
M_1	[—]	Počet paralelních vodičů primárního vinutí transformátoru
M_2	[—]	Počet paralelních vodičů sekundárního vinutí transformátoru
N	[—]	Počet závitů tlumivky
N_1	[—]	Počet závitů primárního vinutí transformátoru
N_2	[—]	Počet závitů sekundárního vinutí transformátoru
P	[W]	Výkon
P_P	[W]	Přepínací ztrátový výkon
P_V	[W]	Ztrátový výkon vedením
P_{ZTR}	[W]	Celkový ztrátový výkon
R_Z	[Ω]	Odpor zátěže
R_D	[Ω]	Diferenciální odpor přímky náhradní VA charakteristiky diody
R_{DSON}	[Ω]	Odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu
R_ϑ	[K/W]	Tepelný odpor
$R_{\vartheta,jc}$	[K/W]	tepelný odpor mezi křemíkovým čipem a pouzdrem součástky
$R_{\vartheta,ch}$	[K/W]	tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem
$R_{\vartheta,h}$	[K/W]	tepelný odpor mezi chladičem a okolním vzduchem
s	[—]	Pracovní střída zdroje
s_{max}	[—]	Maximální pracovní střída zdroje
S_{Cu}	[mm ²]	Průřez vodiče vinutí tlumivky
S_j	[mm ²]	Přibližný průřez sloupku jádra
$S_{j,N}$	[mm ²]	Průřez sloupku jádra z řady
S_O	[mm ²]	Plocha okna jádra

S_{OSFe}	[mm ⁴]	Elektromagnetická velikost jádra
S_V	[mm ²]	Průřez vodiče
t_n	[ms]	Doba nabíjení sběracího kondenzátoru
t_{rr}	[ns]	Zotavovací doba diody
T_J	[°C]	Teplota křemíkového čipu
T_O	[°C]	Teplota okolního vzduchu
U_d	[V]	Napětí meziobvodu
U_{DS}	[V]	Závěrné napětí tranzistoru
U_{KA}	[V]	Závěrné napětí diody
U_M	[V]	Amplituda usměrněné sítě 230 V
U_{OUT}	[V]	výstupní napětí z LC filtru (v popisu regulačních smyček)
U_P	[V]	Prahové napětí diody
U_{SK}	[V]	Skutečné napětí (v regulační smyčce)
$U_{3,šp}$	[V]	Amplituda usměrněného napětí na sekundární straně transformátoru
U_W	[V]	Žádané napětí (v regulační smyčce)
U_Z	[V]	Výstupní napětí zdroje (napětí zátěže)
U_{ZD}	[V]	Napětí Zenerovy diody
W_{off}	[mJ]	Tepelná energie uvolněná během jednoho vypnutí tranzistoru
δ	[mm]	Hloubka vniku
ΔU	[mV]	Zvlnění výstupního napětí – polovina mezivrcholové hodnoty
ΔU_C	[V]	Zvlnění napětí v meziobvodu
ΔI	[A]	Zvlnění proudu v tlumivce – polovina mezivrcholové hodnoty
Δt	[ms]	Doba vybíjení sběracího kondenzátoru
$\Delta \vartheta$	[°C]	Oteplení, rozdíl teplot
T	[ms]	Perioda PWM
η	[–]	Účinnost
ρ_{Cu}	[Ω · m]	Měrný odpor mědi
σ	[A/mm ²]	Proudová hustota v mědi
τ	[ms]	Časová konstanta sloužící pro aproximaci dopravního zpoždění měniče
μ_0	[H/m]	Permeabilita vakua
$\mu_{r,Cu}$	[–]	Relativní permeabilita mědi
$\mu_r Fe$	[–]	Relativní permeabilita feritu

ÚVOD

Spínané zdroje jsou dnes velmi rozšířeným zařízením, používají se jak pro napájení spotřební elektroniky (počítačové zdroje, nabíječky notebooků a mobilních telefonů, ...), tak pro různé další výkonové aplikace (nabíječky elektromobilů, svářečky, zdroje VN, ...). Oproti zdrojům se síťovým transformátorem je jejich výhodou nižší hmotnost (tím i nižší cena), vyšší účinnost a lepší možnosti regulace.

Cílem této bakalářské práce je navrhnout a realizovat spínaný zdroj, který bude jako laboratorní přípravek sloužit ve výuce k demonstraci funkce spínaného zdroje. Zdroj bude zapojen jako jednočinný propustný měnič, jeho výstupní napětí bude regulovatelné v rozsahu $0 - 32\text{ V}$ a z jeho výstupu bude možné odebírat proud o velikosti až 10 A . Zdroj bude řízen pomocí kaskádní regulační struktury a bude tedy umožňovat provoz jak v režimu konstantního výstupního napětí, tak v režimu konstantního výstupního proudu.

Kromě využití ve výuce by mohl návrh zdroje posloužit jako základ pro poměrně výkonný laboratorní zdroj. Parametry zdroje (zvlnění výstupního napětí, rychlost a přesnost regulace) nebudou pravděpodobně srovnatelné s parametry komerčně vyráběných laboratorních zdrojů, přesto by mohl být navržený zdroj zajímavou konstrukcí pro nadšence do elektrotechniky, kteří nepotřebují zdroj špičkových parametrů, ale velmi jim záleží na ceně, za kterou zdroj pořídí (ve skutečnosti záleží na ceně, za kterou nakoupí součástky a zdroj si postaví sami).

Řízení zdroje bude analogové, výstupní napětí a proudové omezení budou nastavovány potenciometry. Tyto potenciometry bude však možné odpojit a místo nich připojit mikroprocesor (konkrétně oblíbenou platformu Arduino). Díky této úpravě by se zdroj mohl stát uživatelsky příjemnější, umožnil by zobrazení nastavených i skutečných hodnot napětí a proudu, ukládání různých profilů do paměti nebo komunikaci s počítačem pomocí USB. Doplnění mikroprocesorem by umožnilo chování zdroje značně upravit, v úvahu zde přichází například použití zdroje jako nabíječky akumulátorů, doplnění zdroje teplotní ochranou či úplné přeprogramování k nějakému neobvyklému účelu, pro které není možné standardní laboratorní zdroje využít.

1 MĚNIČE ENERGIE

1.1 Definice měniče

Výkonový měnič obecně je zařízení, které mění jednu formu energie na jinou. Kromě měničů elektrických, kterými se zabývá tato práce, existují např. i měniče *elektro-mechanické* – měniče *mechanicko-elektrické* – generátory nebo měniče *mechanicko-mechanické* – převodovky. Elektrické měniče jsou taková zařízení, která mění elektrickou energii ze vstupu na elektrickou energii na výstupu, ale energie na výstupu má jiné parametry, než měla energie na vstupu (např. změna napětí a proudu nebo změna frekvence). Pro ideální měnič s účinností $\eta = 1$ platí, že příkon odebíraný jeho vstupem je rovný výkonu dodávanému na jeho výstupu. Reálné měniče mají vždy účinnost menší, než je účinnost ideálního měniče, obvykle ale platí, že čím vyšší je přenášený výkon, tím je účinnost měniče vyšší.[1]

1.2 Historie elektrických měničů

Vznik elektrických měničů byl podmíněn existencí takových polovodičových součástek, které by dokázaly pracovat se sítovým napětím (230 V a 400 V). Nejprve to byly pouze diody a tyristory, později (okolo roku 1980) se objevují vysokonapěťové bipolární tranzistory. Bipolární tranzistory jsou celořiditelné součástky – řídicím signálem je lze vypnout i zapnout (narozdíl od tyristorů, které lze jenom zapnout a vypínají se sami při průchodu proudu nulou). Další vývoj v oblasti polovodičů dal vzniknout výkonovým tranzistorům MOS-FET a později IGBT, které se v elektrických měničích používají jako spínací prvky dodnes a jejich parametry se neustále zlepšují.[1]

1.3 Rozdělení elektrických měničů

Elektrické měniče bývají nejčastěji děleny podle druhu elektrické energie na vstupu a na výstupu (jestli je střídavá nebo stejnosměrná). Jsou celkem čtyři kombinace: AC/DC, AC/AC, DC/DC, DC/AC.

- *AC/DC – Usměrňovače:* Slouží většinou k usměrnění napájecí sítě 230 V nebo 3×400 V a následně mohou napájet přímo zátěž a nebo napájejí další typ měniče. Dělí se na neřízené (osazené diodami), polořízené (osazené diodami a tyristory) a celořízené (osazené tyristory nebo tranzistory).
- *AC/AC – Střídavé měniče:* Dělí se dále na střídavé měniče napětí a na střídavé měniče kmitočtu. Měníče napětí se používají většinou jako regulátory topného

výkonu. Střídavé měniče kmitočtu jsou nejčastěji používány pro řízení velkých střídavých motorů.

- *DC/DC – Stejnosměrné měniče:* Lze je rozdělit na měniče bez impulsního transformátoru a měniče s impulsním transformátorem. Měniče bez impulsního transformátoru se nejčastěji používají pro řízení stejnosměrných motorů nebo k napájení některých elektronických zařízení. Měniče s impulsním transformátorem se používají jako alternativa ke klasickým síťovým transformátorům k napájení elektronických zařízení z rozvodné sítě nebo jako svářecí invertory či nabíječky akumulátorů.
- *DC/AC – Střídače:* Nejčastěji jsou používány pro řízení střídavých motorů a nebo jako zdroj záložní elektrické sítě – tzv. UPS. Pro řízení střídavých motorů jsou používány vždy třífázové střídače, v záložních zdrojích jsou používány jak jednofázové, tak třífázové střídače.[1]

1.4 Kaskádní řazení měničů

Výše popsané základní druhy měničů často nedovedou realizovat požadovanou změnu elektrické energie a bývají proto použity jejich různé kombinace. Taková kombinace se nazývá kaskádní řazení měničů a měniče jsou řazeny za sebe do série. Celková účinnost kaskády je součin účinností jednotlivých stupňů kaskády. Například pro frekvenční měniče používané k ovládání asynchronních motorů je typické uspořádání *usměrňovač – stejnosměrný meziobvod – střídač*. Pro síťové spínané zdroje je typické uspořádání *usměrňovač – stejnosměrný meziobvod – stejnosměrný měnič s impulsním transformátorem* a toto uspořádání bude použito i u zdroje navrhovaného v této práci.[2]

2 PRINCIP FUNKCE SPÍNANÉHO ZDROJE

Síťový spínaný zdroj se skládá z několika částí. První částí je usměrňovač společně se vstupním filtrem. Usměrňovač bývá typicky neřiditelný, tedy diodový. Za usměrňovačem následuje napěťový meziobvod, který může být buďto v provedení s LC filtrem, a nebo se sběracím kondenzátorem. Oba typy meziobvodu se vůči další části měniče chovají jako zdroj konstantního napětí, rozdíl je ve velikosti jejich výstupního napětí a tvaru proudu odebíraného ze sítě. Pro zdroje menších výkonů (mezi které patří i zdroj navrhovaný v této práci) se nejčastěji používá napěťový meziobvod se sběracím kondenzátorem. Při napájení ze sítě $1 \times 230 \text{ V}$ je na výstupu tohoto meziobvodu přibližně napětí $U_d = 300 \text{ V}$ (záleží na návrhu a okamžitém zatížení usměrňovače a kondenzátoru).

Další částí spínaného zdroje je DC/DC měnič s vysokofrekvenčním impulsním transformátorem. Tento měnič je napájen z napěťového meziobvodu za usměrňovačem, pomocí spínání tranzistorů je vytvořeno na primární straně střídavé napětí o vysoké frekvenci, které je pomocí impulsního transformátoru transformováno na požadovanou hodnotu. Na sekundární straně transformátoru je napětí opět usměrněno a vyhlazeno pomocí LC filtru. Na výstupu LC filtru je již připojena napájená zátěž.

Poslední částí síťového spínaného zdroje jsou jeho řídicí obvody. Tyto obvody zpracovávají údaje o velikosti výstupního napětí a proudu, porovnávají je s hodnotami požadovanými a podle toho řídí spínání tranzistorů tak, aby bylo na výstupu dosaženo požadovaných hodnot napětí a proudu. Řídicí obvody mohou dále zpracovávat údaje o teplotě uvnitř zdroje, parametrech napájecího napětí a další. Pokud nejsou tyto parametry ve stanovených podmínkách, provedou řídicí obvody opatření, aby nedošlo k poškození zátěže nebo samotného zdroje.[3]

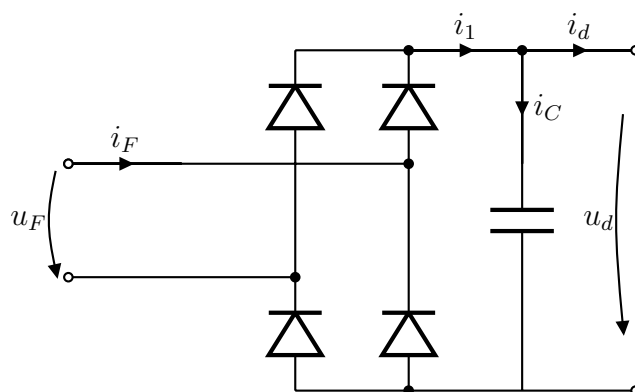
2.1 Síťový napaječ

Síťový napaječ je část spínaného zdroje, která upravuje síťové napětí ($1 \times 230 \text{ V}$ nebo $3 \times 400 \text{ V}$) do formy, kterou dokáže zpracovávat měnič s impulsním transformátorem. Dvě základní úpravy jsou usměrnění síťového napětí a jeho následné vyhlazení. Při napájení ze sítě $1 \times 230 \text{ V}$ je pro usměrnění používán dvoupulsní usměrňovač (Graetzův můstek) a vyhlazení je následně realizováno elektrolytickým kondenzátorem. Při napájení ze sítě $3 \times 400 \text{ V}$ je síť usměrněna šestipulsním diodovým usměrňovačem nebo (v případě potřeby vracet energii zpět do sítě) aktivním usměrňovačem skládajícím se z tranzistorů a diod. Vyhlazení napětí bývá opět realizováno elektrolytickým kondenzátorem nebo LC filtrem. Kromě těchto základních

funkcí – usměrnění a vyhlazení – plní síťový napáječ ještě další funkce, jako je omezení nabíjecího proudu při zapnutí zařízení (termistor nebo nabíjecí odpor) a také odrušení spínaného zdroje (EMI filtr).

Zdroj navrhovaný v této práci bude napájen ze sítě 230 V, jako síťový napáječ bude tedy použit dvoupulsní usměrňovač se sběracím kondenzátorem. Jeho základní zapojení je znázorněno na Obr. 2.1 a průběhy napětí a proudu na Obr. 2.2. Zapojení se chová jako špičkový detektor – během času t_n se otevřou diody usměrňovače a kondenzátor se snaží nabít na napětí amplitudy napájecí sítě. Vzniklý proudový impuls je vysoký a úzký. Během času Δt jsou diody usměrňovače zavřené a proud do zátěže dodává pouze kondenzátor. Pro snadný matematický popis se použijí následující zjednodušení:

- Měnič vybíjí kondenzátor konstantním proudem, který má hodnotu I_d (střední hodnota proudu i_d)
- Pokles napětí ΔU je malý – úsečka, po které se kondenzátor vybíjí v úseku Δt , začíná přesně na vrcholku sinusoidy
- Vysokofrekvenční proud dodává do měniče pouze kondenzátor, napájecí síť v době otevření diod dodá střední hodnotu tohoto vysokofrekvenčního proudu, protože přes její parazitní indukčnost tento VF proud neprojde.



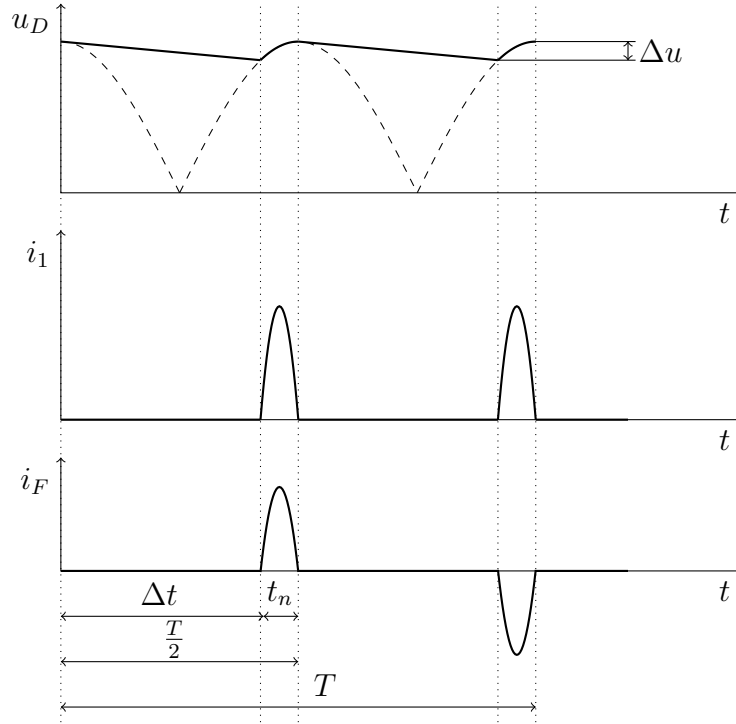
Obr. 2.1: Schéma usměrňovače se sběracím kondenzátorem[4]

Náhradou diferenciálů $du(t)$ a dt za změny za ΔU a Δt lze z rovnice pro kondenzátor určit potřebnou kapacitu sběracího kondenzátoru při zvoleném zvlnění napětí ΔU a odebíraném středním proudu I_d :

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{i(t)}{C} \quad (2.1)$$

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{I_d}{C} \quad (2.2)$$

$$C = \frac{I_d \cdot \Delta t}{\Delta U} \quad (2.3)$$



Obr. 2.2: Průběhy napětí a proudů v usměrňovači[4]

Proud I_d se určí (za předpokladu ideální účinnosti $\eta = 1$ a konstantního napětí v meziobvodu U_d) z rovnosti činného výkonu na výstupu měniče a v meziobvodu:

$$U_d I_d = U_Z I_Z \quad (2.4)$$

$$I_d = \frac{U_Z I_Z}{U_d} \quad (2.5)$$

Nabíjecí čas kondenzátoru t_n lze odhadnout jako $\frac{1}{6}$ až $\frac{1}{8}$ půlperiody sítě a vybíjecí čas kondenzátoru je tedy doplněk do půlperiody:

$$\Delta t = \frac{T}{2} - t_n \quad (2.6)$$

Přesně lze dobu nabíjení kondenzátoru, kapacitu kondenzátoru a také špičkový odebíraný proud vypočítat podle rovnic:

$$t_n = \frac{T}{2\pi} \arccos \left(1 - \frac{\Delta U}{U_M} \right) \quad (2.7)$$

$$C = \frac{T}{2} \frac{I_d}{\Delta U} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos \left(1 - \frac{\Delta U}{U_M} \right) \right] \quad (2.8)$$

$$I_{max} \approx C \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot U_M \sin \left(\frac{2\pi}{T} t_n \right) + I_d \quad (2.9)$$

Rovnice jsou převzaty z literatury [4], kde je uvedeno také jejich podrobné odvození včetně podmínek odvození, které byly výše pouze naznačeny.

2.2 Měnič s impulsním transformátorem

Měničů s impulsním transformátorem existuje více druhů, lze je rozdělit do dvou základních kategorií – měniče propustné a měniče blokuující. U propustných měničů je energie přenášena v době, kdy je tranzistor zapnutý, proti tomu u blokuujících měničů je energie přenášena v době vypnutého tranzistoru. Blokuující měniče mají jednodušší konstrukci a používají se pro přenášení malých výkonů, měniče propustné jsou o něco složitější a používají se i pro přenos velkých výkonů (řádově až desítky kW).

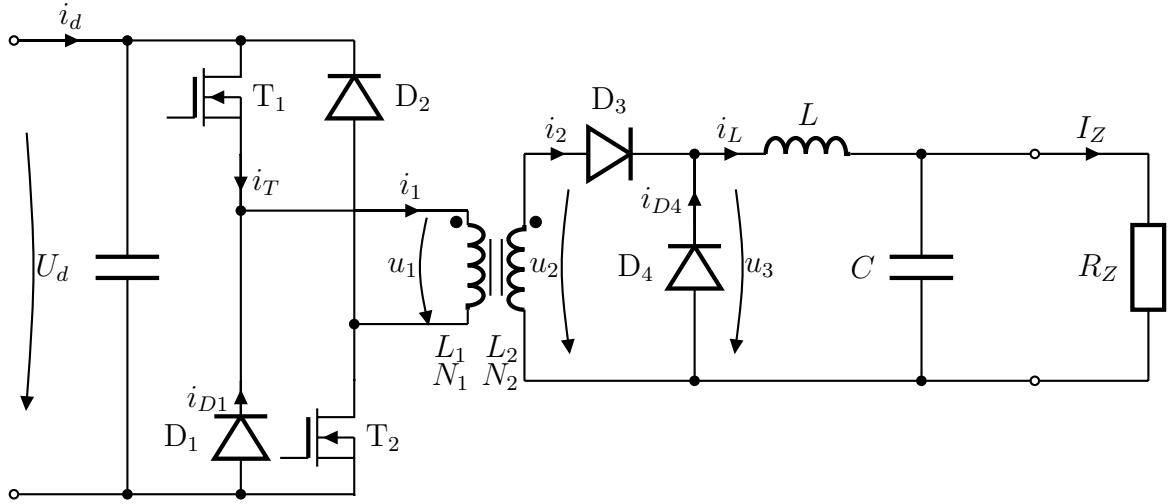
Jako spínací tranzistory se používají tranzistory MOS-FET nebo IGBT. Tranzistory MOS-FET dokáží pracovat na kmitočtu až 300 kHz a mají závěrné napětí obvykle 600 V; tyto tranzistory se používají ve zdrojích menších výkonů, které jsou napájeny z usměrněné jednofázové sítě, takže pracují s napětím meziobvodu o velikosti přibližně 300 V. Ve spínaných zdrojích pracují tyto tranzistory zpravidla na kmitočtu 40 – 120 kHz. Použití ještě vyšších frekvencí by sice znamenalo teoreticky další zmenšení transformátoru a tlumivky, v praxi se ale objevují následující problémy:

- Skinefekt – vysoká frekvence způsobí, že proud neprochází celým průřezem vinutí, ale jenom jeho povrchem a místo jednoho silného vodiče je nutné použít několik paralelně spojených vodičů tenčích. Toto působí proti snaze transformátor zmenšit – do vinutí se musí kromě mědi vejít i další izolace všech tenkých vodičů a té je více, než by měl jeden silný vodič.
- Hysterezní ztráty v jádře – s rostoucí frekvencí rostou hysterezní ztráty v jádře, které lze omezit snížením magnetické indukce v jádře, což ale znamená použití většího jádra.
- Parazitní kapacita vinutí.
- Reaktance výstupní rozptylové indukčnosti.

V měničích vyšších výkonů se používají tranzistory IGBT, které mají závěrné napětí 1200 V a dokáží pracovat při spínacích frekvencích do cca 60 kHz. Použití tranzistorů s tak velkým závěrným napětím je nutné, pokud je potřeba měnič napájet z usměrněné trojfázové sítě, kde jmenovité napětí v meziobvodu je 542 V.

2.3 Princip funkce jednočinného propustného měniče

Pro realizaci navrhovaného zdroje byl zvolen jednočinný propustný měnič. Jeho schéma je uvedeno na Obr. 2.3 a průběhy důležitých veličin v obvodu jsou znázorněny na Obr. 2.4. Při popisu jeho funkce jsou použita dvě zjednodušení: tlumivka výstupního LC filtru má velkou indukčnost, její proud i_L je málo zvlněný a má velikost proudu zátěže I_Z . Druhé zjednodušení je, že transformátor má dokonalou magnetickou vazbu.



Obr. 2.3: Základní schéma jednočinného propustného měniče[3]

Měnič je napájen ze stejnosměrného meziobvodu o napětí U_d . Oba tranzistory T_1 a T_2 jsou spínány současně. Doba jejich zapnutí je T_{zap} , doba periody je T . Střída je potom definována vztahem:

$$s = \frac{T_{zap}}{T} \quad (2.10)$$

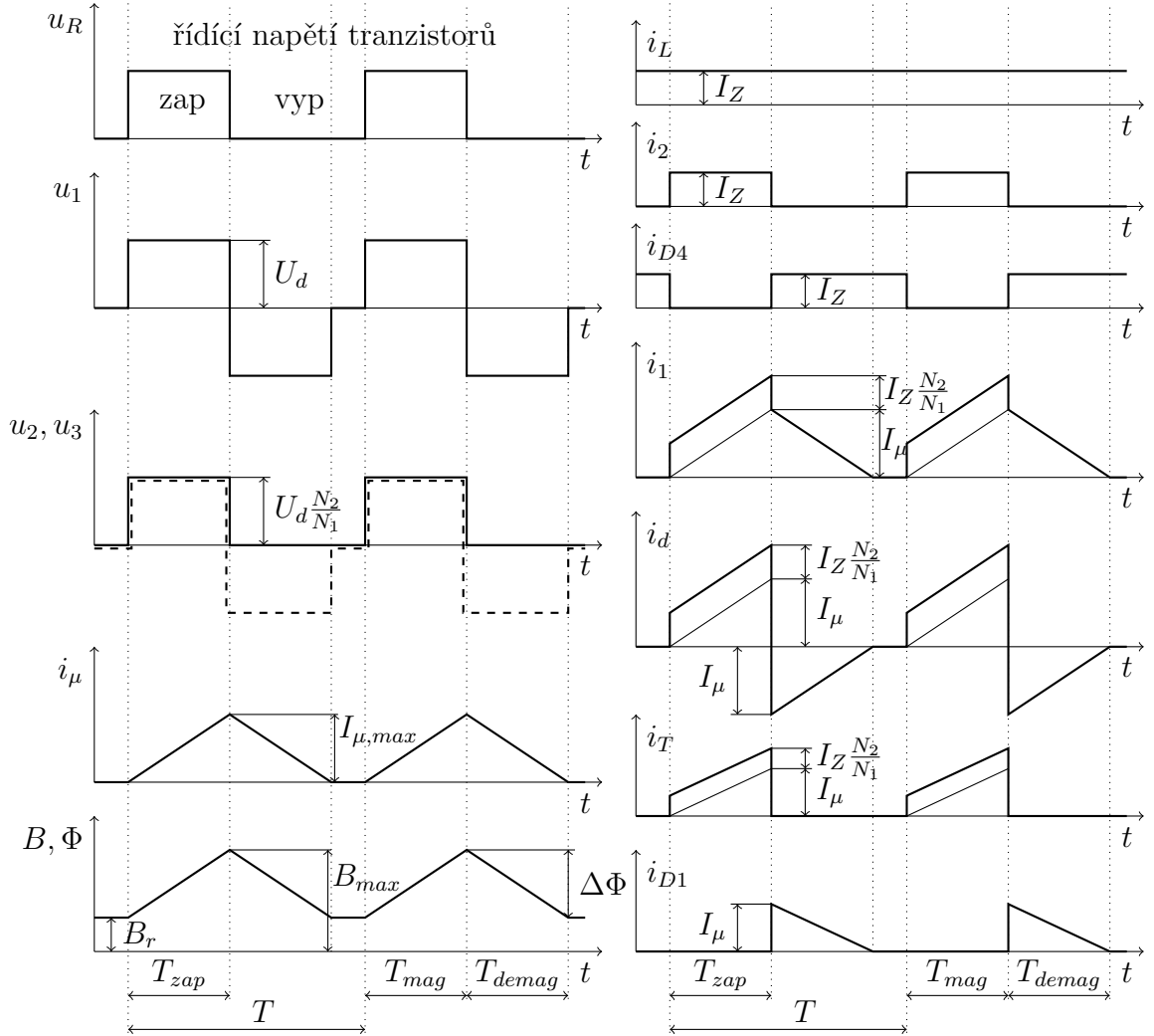
Ve chvíli, kdy jsou tranzistory T_1 a T_2 sepnuty, je magnetizační indukčnost L_1 připojena k meziobvodu, který je zdrojem konstantního napětí o velikosti U_d , a magnetizační proud začíná lineárně narůstat (proud indukčnosti je integrálem z konstantního napětí). Když jsou tranzistory vypnuty, proud indukčností L_1 nemůže zaniknout a najde si novou cestu přes diody D_1 , D_2 a zdroj napětí. Indukčnost tím sama sebe připojí na zdroj napětí o velikosti $-U_d$ a magnetizační proud začne lineárně klesat. Když klesne na nulu, diody D_1 a D_2 se zavřou, indukčnost se od zdroje odpojí a napětí na ní je nulové. Protože magnetizace i demagnetizace probíhá pod vlivem napětí stejné velikosti, doba magnetizace i demagnetizace je stejná. Aby se indukčnost stihla demagnetizovat, nesmí být doba zapnutí tranzistorů T_{zap} delší než polovina periody T . Z toho vyplývá, že pro střidu platí $s \leq \frac{1}{2}$. Pokud by střída tuto hodnotu překročila, indukčnost by se nestihla úplně demagnetizovat a magnetizační proud by stále narůstal, až by došlo ke zničení spínacích tranzistorů.

Pro napětí u_2 na sekundární straně platí:

$$u_2 = u_1 \frac{N_2}{N_1} \quad (2.11)$$

Napětí u_2 má tedy přesně stejný tvar jako napětí u_1 , jenom jeho velikost je jiná. Napětí u_2 je jednocestně usměrněno (jenom jednocestně proto, aby na primární straně

nebyla narušena demagnetizace). Z usměrněného napětí je přes tlumivku L napájena zátěž R_Z . Ve chvíli, kdy jsou tranzistory na primární straně sepnuty, je na sekundární straně kladné napětí, které otevře usměrňovací diodu D_3 , a proud tlumivky L je odebírán ze sekundárního vinutí transformátoru. Jakmile se tranzistory zavřou, na sekundární straně se objeví záporné napětí a dioda D_3 se uzavře. Proud procházející tlumivkou nemůže zaniknout a prochází nulovou diodou D_4 . Proud tlumivky i_L je tedy součtem proudů i_2 a i_{D4} (viz Obr. 2.4).



Obr. 2.4: Průběhy důležitých veličin jednočinného propustného měniče[3]

Proud i_2 je přepočten na primární stranu transformátoru podle rovnice:

$$i'_2 = i_2 \frac{N_2}{N_1} \quad (2.12)$$

Tento proud se přičte k magnetizačnímu proudu i_μ , čímž vznikne celkový primární proud transformátoru i_1 . V době sepnutí tranzistorů prochází proud i_1 tranzistory

T_1 a T_2 a tvoří jejich proud i_T . Po jejich vypnutí prochází proud i_1 diodami D_1 a D_2 . Průběh proudu i_d odebíraného z meziobvodu je také znázorněn na Obr. 2.4. Z tohoto průběhu je vidět, že energie, která se v době zapnutí tranzistorů odebere na magnetizaci jádra, je během demagnetizace vrácena zpět do meziobvodu.[3]

3 ŘÍZENÍ SPÍNANÝCH ZDROJŮ

Spínané zdroje se používají jak pro napájení spotřební elektroniky (nabíječky mobilních telefonů, notebooků, zdroje stolních počítačů), tak pro různé další výkonové aplikace (nabíječky elektromobilů, zdroje VN pro elektrostatické odlučovače v elektrárnách, UPS systémy, ...). Ve všech těchto aplikacích jsou kladeny čím dál vyšší požadavky na kvalitu regulace – statická přesnost, odezva na změnu žádaného napětí (nebo proudu), odezva na změnu proudu zátěže, kvalita proudového omezení při přetížení nebo zkratu na výstupu, kvalita přechodu z jednoho režimu regulace do jiného (u nabíječek například přechod z režimu nabíjení konstantním proudem na režim nabíjení konstantním napětím).

Řízení může být realizováno buďto analogově nebo digitálně. Z pohledu regulace není podstatné, jestli je řízení analogové a nebo digitální, hlavní rozdíl je v ceně. V současnosti je použití digitálního řízení výhodné u měničů s výkonem vyšším než cca 1 kW. Tato hranice se s vývojem mikroprocesorů stále snižuje, takže využití digitálního řízení bude výhodné u zdrojů s čím dál menším výkonem.

3.1 Galvanické oddělení

Primární a sekundární strana měniče s impulsním transformátorem musí být od sebe galvanicky oddělena a řídicí obvody je nutné umístit buďto na jednu, a nebo na druhou stranu měniče. Řízení však vyžaduje přenos informací mezi primární a sekundární stranou měniče. Tento přenos je tedy nutné realizovat tak, aby zůstalo zachováno galvanické oddělení primární a sekundární strany měniče. Přenos informací bývá zajištěn buďto pomocí impulsních transformátorků, nebo pomocí optočlenů.

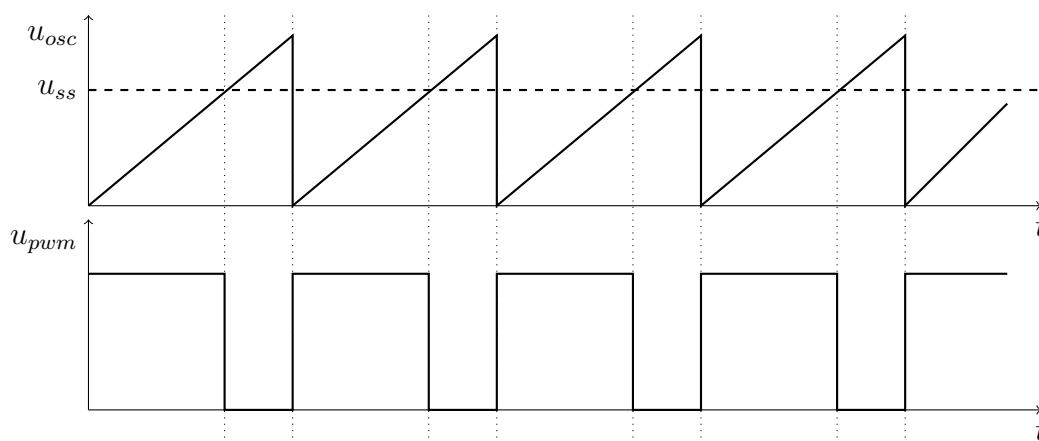
Umístění řídicích obvodů na sekundární straně měniče bývá použito zpravidla u zdrojů vyšších výkonů. Pro přenos řídicích signálů pro tranzistory na primární straně bývá použito buďto impulsních transformátorků, nebo optočlenů pracujících ve spínacím režimu. Nevýhodou tohoto řešení je nutnost zajistit řídicím obvodům napájení, což obvykle znamená konstrukci pomocného napájecího zdroje.

Řídicích obvodů umístěných na primární straně měniče bývá většinou použito u zdrojů nižších výkonů. Výhodou je jednoduchost a nižší cena. Řídicí obvody bývají napájeny z pomocného vinutí výkonového impulsního transformátoru, přenos informací z výstupu měniče bývá většinou proveden pomocí optočlenu. Část řízení na sekundární straně se zpravidla skládá z optočlenu a několika dalších součástek, které nepotřebují vlastní napájení. Díky tomu je měnič jednodušší a levnější.[3]

3.2 Princip PWM modulace

Tranzistory měniče pracují ve spínacím režimu – tranzistor je buďto sepnut, nebo vypnut, neexistuje žádný jiný stav. Stejně tak i PWM signál může nabývat dvou hodnot, například 0 V a 15 V. Hodnota 0 V znamená povel *vypni* tranzistor, hodnota 15 V znamená *sepmi* tranzistor.

PWM signál vzniká porovnáváním (komparací) VF pilovitého signálu (nosná frekvence) a stejnosměrného (případně pomalu se měnícího) signálu (řídící napětí). Oba tyto signály jsou vedeny do komparátoru, který je porovnává. Pokud je okamžitá hodnota VF nosné větší než řídící napětí, je na výstupu komparátoru signál *zapni*, pokud je okamžitá hodnota VF nosné menší než řídící napětí, je na výstupu komparátoru signál *vypni*. Průběhy signálů PWM modulátoru jsou uvedeny na Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Princip PWM modulace

Ve spínaných zdrojích bývá PWM modulátor proveden dvěma rozdílnými způsoby:

- VF trojúhelníkový signál je získáván ze samostatného generátoru (kondenzátor nabíjený ze zdroje konstantního proudu), tento signál je porovnáván s řídícím napětím. Tento způsob je nejlepší řešení, protože je nezávislý na zapojení výkonových tranzistorů na primární straně zdroje.
- VF trojúhelníkový signál je získáván snímáním pilovitého zvlněného proudu protékajícího přes výkonový tranzistor. Tento signál je porovnáván s řídícím napětím. Nevýhodou tohoto řešení je, že ho lze použít pouze za určitých podmínek (zem výkonového tranzistoru a řídícího obvodu na stejném potenciálu, relativně velké zvlnění proudu tranzistoru, bezindukční bočník pro snímání tohoto proudu). Přesto se toto řešení používá, protože všechny potřebné části řízení

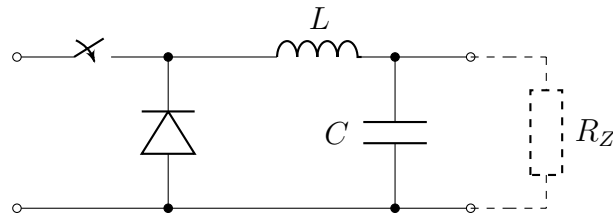
a často i spínací tranzistor lze integrovat do jednoho pouzdra a malý spínaný zdroj tak vytvořit pouze pomocí několika součástek.

3.3 Zpětnovazební regulace výstupu zdroje

Zpětnovazební regulace spočívá v tom, že regulovaná veličina (např. výstupní napětí nebo proud zdroje) je snímána a vedena do regulátoru. Do regulátoru je také veden signál, který odpovídá požadované hodnotě výstupní veličiny. Regulátor tyto dva signály porovnává a pokud se tyto signály od sebe liší, provede regulační zásah (například změna střídy), který se projeví změnou výstupní veličiny, která je opět snímána a porovnávána s požadovanou hodnotou. Celý tento proces se opakuje tak dlouho, dokud se nezačnou shodovat velikost výstupní veličiny s její požadovanou hodnotou.

Náhradní zapojení měniče

Pro návrh regulátoru není podstatná topologie měniče, výkonové tranzistory a transformátor se nahradí spínačem, který spíná podle PWM signálu napětí do LC filtru měniče, jak je znázorněno na Obr. 3.2.



Obr. 3.2: Náhradní schéma pro návrh regulace zdroje[3]

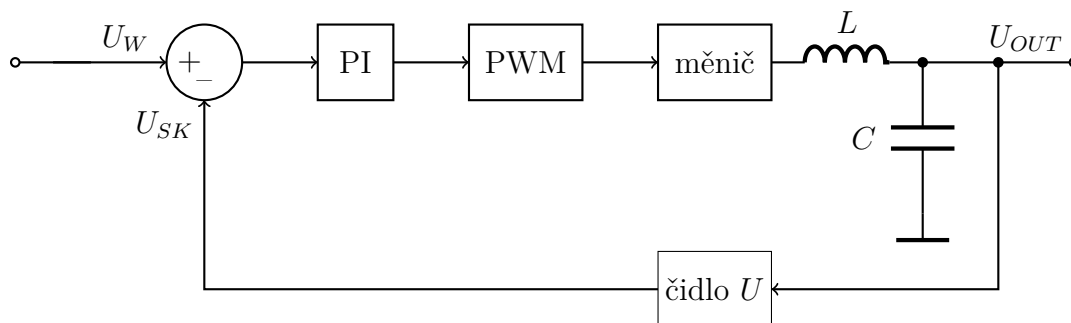
Použití PWM vytváří náhodné dopravní zpoždění, které může nabývat hodnot od 0 do T (T je perioda PWM). Při návrhu regulátoru se toto zpoždění nahrazuje setrvačným členem 1. řádu s časovou konstantou $\tau = \frac{T}{2}$. Přenos spínače a diody je tedy:

$$F_{SP}(p) = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (3.1)$$

LC filtr se svojí zátěží tvoří kmitavý člen 2. řádu s přenosem:

$$F_{LC}(p) = \frac{1}{LC \cdot p^2 + \frac{L}{R} \cdot p + 1} \quad (3.2)$$

Celkově se tedy jedná o soustavu 3. řádu, jejíž kvalitní regulace je obtížná z hlediska stability. První možnost řešení je použít PWM s dostatečně vysokou frekvencí.



Obr. 3.3: Blokové schéma přímé regulace výstupního napětí[3]

Vznikající dopravní zpoždění bude tak malé, že nebude mít na regulaci vliv. Druhou možností řešení je použití kaskádní regulace s podřízenou proudovou smyčkou, která kompenzuje setrvačnost cívky L a tak snižuje řád regulované soustavy.[3]

Přímá regulace výstupního napětí

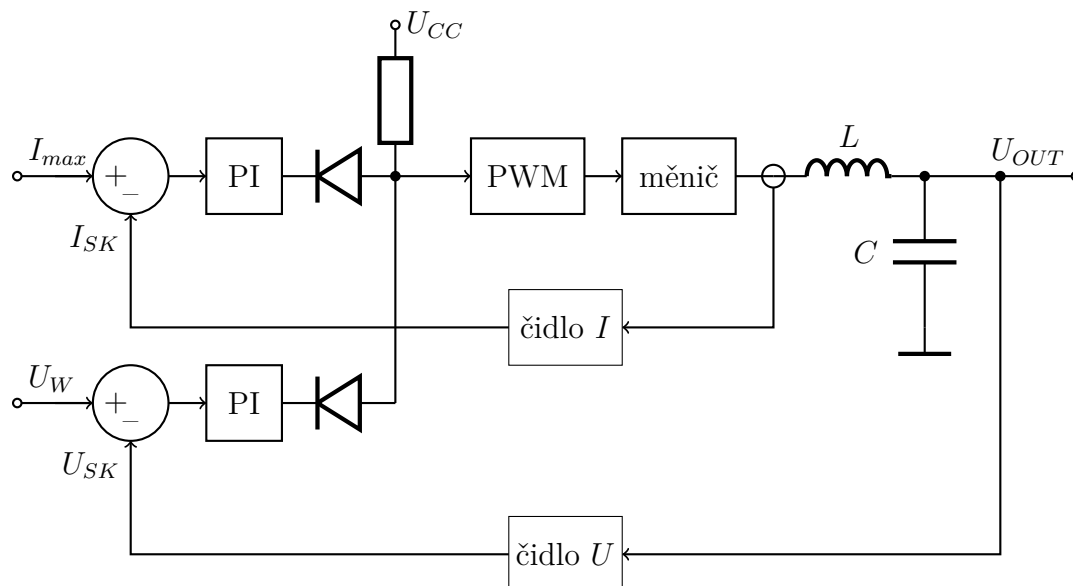
Blokové schéma přímé regulace výstupního napětí je znázorněno na Obr. 3.3. Jedná se o nejjednodušší možné zapojení, jeho nevýhodou je špatná dynamika (PI regulátor reguluje soustavu 3. řádu) a chybějící proudové omezení.

Přímá regulace napětí s paralelním omezením proudu

Blokové schéma přímé regulace výstupního napětí s paralelním omezením proudu je znázorněno na Obr. 3.4. Předchozí zapojení je tu doplněno druhým, proudovým regulátorem. Uplatní se vždy ten regulátor, který požaduje menší hodnotu výstupního napětí. Dokud je zdroj naprázdno nebo je málo zatížen, uplatňuje se regulátor napětí, který udržuje na výstupu zdroje konstantní napětí. Pokud je zdroj zatížen víc, než povoluje proudové omezení, přebírá funkci napěťového regulátoru regulátor proudový. Ten omezuje výstupní proud zdroje na požadovanou hodnotu tak, že snižuje napětí na výstupu zdroje. Na tento typ regulace je uzpůsoben například oblíbený integrovaný obvod TL494, který obsahuje dva komparátory a PWM modulátor.

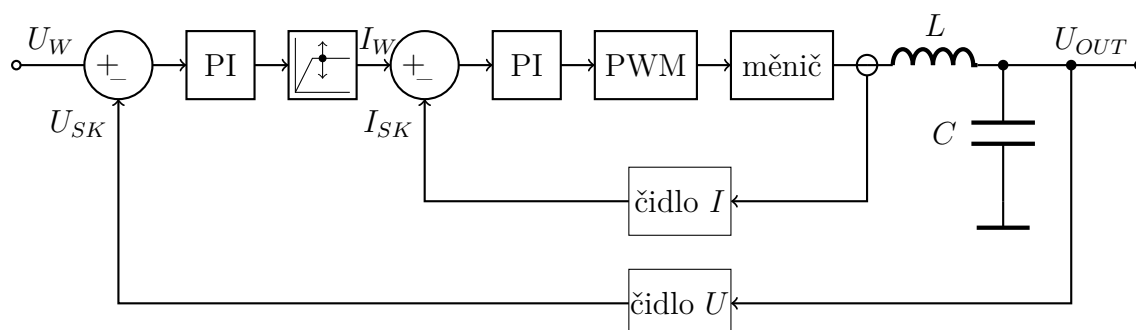
Kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou

Blokové schéma kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou je uvedeno na Obr. 3.5. Tento druh regulace je ze všech uvedených způsobů nejvyšší. Podřízená proudová smyčka je velmi rychlá a stabilní (skutečný proud



Obr. 3.4: Blokové schéma přímé regulace napětí s paralelním omezením proudu[3]

odpovídá skoro bez zpoždění proudu žádanému), takže nadřazený napěťový regulátor nepocituje přítomnost setrvačnosti indukčnosti L a reguluje soustavu s řádem o jedna nižším. Mezi proudovým a napěťovým regulátorem může být vložen blok nastavitelného proudového omezení. V oblasti elektrických pohonů se kaskádní regulace používá pro řízení motorů, proudová a napěťová smyčka odpovídají smyčce momentové a otáčkové.[3]



Obr. 3.5: Blokové schéma kaskádní regulace výstupního napětí[3]

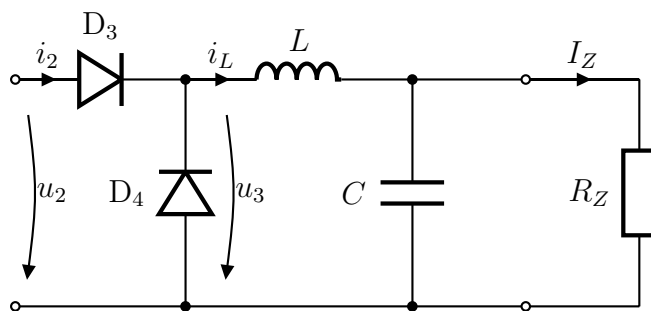
4 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE

4.1 Parametry

Navrhovaný spínaný zdroj bude proveden jako jednočinný propustný měnič a bude napájen ze sítě 230 V. Maximální výstupní napětí bude $U_Z = 32$ V a výstupní proud $I_Z = 10$ A. Pracovní frekvence byla zvolena $f = 100$ kHz. Vzhledem k tomu, že se jedná o jednočinný propustný měnič, pracovní střída nesmí být vyšší než $s_{max} = 0,5$. Pracovní střída byla zvolena $s = 0,35$, což poskytuje určitou rezervu pro potřeby regulace zdroje. Zvolení menší pracovní střídy by sice znamenalo větší rezervu pro regulaci, ale také vyšší napěťové namáhání usměrňovacích diod na sekundární straně. Posledním parametrem potřebným pro návrh je maximální zvlnění výstupního napětí, které bude $\Delta U = 5$ mV.

Vzhledem k tomu, že jsou známy výstupní parametry, bude návrh celého zdroje postupovat „odzadu“, tedy od výstupního LC filtru přes transformátor a spínací tranzistory až ke stejnosměrnému napájecí. Poté bude navrženo chlazení, čímž bude ukončen návrh silové části zdroje. Následně budou navrženy budiče tranzistorů, řídicí obvody zdroje a pomocný napájecí zdroj.

4.2 Návrh LC filtru



Obr. 4.1: Schéma zapojení LC filtru[3]

Postup návrhu celého LC filtru, včetně výpočtu parametrů tlumivky, je uveden v [3] a bude tedy proveden podle této literatury. Při návrhu LC filtru se nejprve navrhuje tlumivka, potom kondenzátor. Nejprve je potřeba určit ze střídy a výstupního napětí špičkové napětí $U_{3,šp}$:

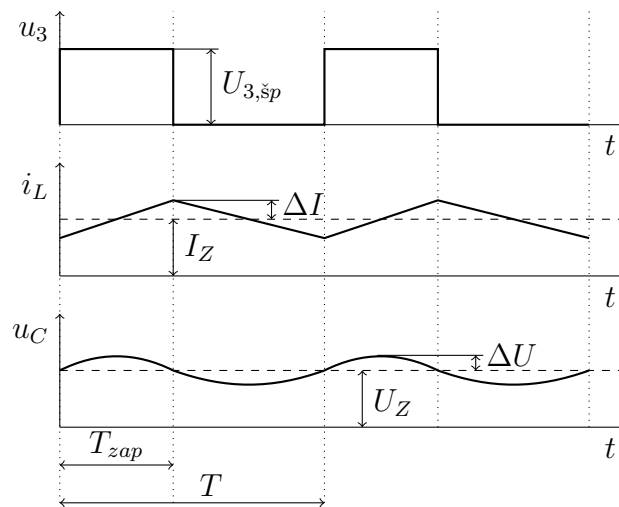
$$U_{3,šp} = \frac{U_Z}{s} = \frac{32}{0,35} = 91,4 \text{ V} \quad (4.1)$$

Následně je potřeba zvolit velikost zvlnění proudu v tlumivce, většinou se hodnota pohybuje okolo $0,1 \cdot I_Z$, zvlnění proudu tedy je:

$$\Delta I = 0,1 \cdot I_Z = 0,1 \cdot 10 = 1 \text{ A} \quad (4.2)$$

Výpočet potřebné velikosti indukčnosti vychází ze vztahu pro proud indukčností $\frac{di(t)}{dt} = \frac{u(t)}{L}$. Po aplikaci vztahu na tento konkrétní případ se indukčnost určí jako:

$$L = \frac{U_{3,\text{šp}}}{2f\Delta I}(1-s)s = \frac{91,4}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1}(1-0,35) \cdot 0,35 = 104 \mu\text{H} \quad (4.3)$$



Obr. 4.2: Zvlnění proudu v tlumivce a zvlnění napětí na výstupu LC filtru[3]

4.2.1 Návrh výstupní tlumivky

Požadované parametry tlumivky:

- $L = 104 \mu\text{H}$ – požadovaná indukčnost
- $I_{\max} = I_Z = 10 \text{ A}$ – maximální proud tlumivky

Tlumivka bude navinuta na feritovém jádře se vzduchovou mezerou, jako vhodný ferit se jeví materiál 3C90. Parametry materiálu pochází z [5].

- $B_{\max} = 0,35 \text{ T}$ – maximální magnetická indukce v jádře
- $\mu_{r,Fe} = 1500$ – relativní permeabilita feritu při $B_{\max}$

Parametry vztahující se k vodiči vinutí tlumivky:

- $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$ – proudová hustota ve vinutí tlumivky
- $k_{p,Cu} = 0,45$ – činitel plnění vinutí
- $k_z = 1$ – zatěžovací činitel, je roven jedné díky relativně malému zvlnění proudu v tlumivce

Uřídí se přibližný průřez sloupku jádra podle rovnice:

$$S_j = \sqrt{\frac{L I_{max}^2 k_z}{B_{max} \sigma k_{p,Cu}}} = \sqrt{\frac{104 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2 \cdot 1}{0,35 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 0,45}} = 148,4 \text{ mm}^2 \quad (4.4)$$

Z řady vyráběných jader se vybere jádro, jehož plocha je nejbližší vypočtené hodnotě. Nejlépe vyhovuje jádro ETD39/20/13, jehož parametry jsou:

- $S_{jN} = 125 \text{ mm}^2$ – průřez sloupku jádra
- $S_O = 234,3 \text{ mm}^2$ – plocha okna, vypočtená z geometrických rozměrů jádra
- $l_{Fe} = 92,2 \text{ mm}$ – efektivní délka siločáry ve feromagnetiku

Na základě těchto parametrů se vypočte potřebný počet závitů a délka vzduchové mezery:

$$N = \frac{L I_{max}}{B_{max} S_{jN}} = \frac{104 \cdot 10^{-6} \cdot 10}{0,35 \cdot 125 \cdot 10^{-6}} = 24 \text{ závitů} \quad (4.5)$$

$$l_v = \frac{N \mu_0 I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} = \frac{24 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 10}{0,35} - \frac{0,0922}{1500} = 0,8 \text{ mm} \quad (4.6)$$

Podle počtu závitů a skutečné plochy okna se vypočte maximální použitelný průřez vodiče:

$$S_{Cu} = \frac{S_O}{N} k_{p,Cu} = \frac{234,3 \cdot 10^{-6}}{24} \cdot 0,45 = 4,4 \text{ mm}^2 \quad (4.7)$$

Z vyráběné řady vodičů se zvolí nejbližší nižší průřez – nejlépe vyhovuje použit $2 \times 2 \text{ mm}^2$, což znamená navinout tlumivku dvojité drátem o průměru 1,6 mm.

Pro navrženou tlumivku je potřeba zkontrolovat proudovou hustotu ve vinutí při použití zvoleného průřezu drátu z řady:

$$\sigma = \frac{I_{max}}{S_{Cu}} k_z = \frac{10}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 2,5 \text{ A/mm}^2 \quad (4.8)$$

Proudová hustota vyhovuje, dokonce je menší než hustota uvažovaná na začátku.

Nakonec je potřeba zkontrolovat realizovatelnost vzduchové mezery:

$$\begin{aligned} \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} &< l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \\ \frac{92,2}{1500} &< 0,8 \ll \sqrt{125} \\ 0,061 &< 0,8 \ll 11,2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

Vzduchová mezera je tedy realizovatelná.

4.2.2 Návrh vyhlazovacího kondenzátoru

Návrh vyhlazovacího kondenzátoru vychází z předpokladu, že výstupní proud I_Z do zátěže je hladký, kondenzátor tedy musí pohlcovat a dodávat proud odpovídající zvlnění ΔI , navíc by mělo platit $\Delta U \ll U_Z$. Požadovaná velikost kondenzátoru se vypočte podle vzorce:

$$C = \frac{(1-s)s}{8f^2L} \cdot \frac{U_{3,šp}}{2\Delta U} = \frac{(1-0,35) \cdot 0,35}{8 \cdot (100 \cdot 10^3)^2 \cdot 104 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{91,4}{2 \cdot 0,005} = 250 \mu\text{F} \quad (4.10)$$

Nakonec je třeba ověřit, že rezonanční kmitočet filtru je výrazně menší než pracovní frekvence zdroje. Rezonanční kmitočet filtru se určí z Thomsonova vztahu:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{104 \cdot 10^{-6} \cdot 250 \cdot 10^{-6}}} = 987 \text{ Hz} \quad (4.11)$$

Rezonanční kmitočet filtru je výrazně menší než pracovní frekvence měniče, filtr lze tedy sestavit z výše navržených součástek. Výsledné hodnoty součástek jsou:

- Tlumivka o indukčnosti $L = 104 \mu\text{H}$. Na jádře ETD39/20/13 bude navinuto 24 závitů dvěma dráty paralelně, průměr jednoho drátu bude 1,6 mm. Vzduchová mezera bude mít velikost $l_v = 0,8 \text{ mm}$, což znamená, že obě poloviny jádra budou od sebe vzdáleny 0,4 mm.
- Kondenzátor o kapacitě $C = 250 \mu\text{F}$ na napětí 50 V.

4.3 Návrh impulsního transformátoru

Postup návrhu impulsního transformátoru je velmi dobře popsán v literatuře [3], proto bude proveden podle ní. Potřebné parametry pro návrh transformátoru jsou:

- $U_Z = 32 \text{ V}$ – maximální výstupní napětí na zátěži
- $I_Z = 10 \text{ A}$ – maximální výstupní proud do zátěže
- $f = 100 \text{ kHz}$ – pracovní frekvence
- $s = 0,35$ – zvolená pracovní střída
- $s_{max} = 0,5$ – maximální pracovní střída pro jednočinný propustný měnič
- $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$ – proudová hustota ve vinutí transformátoru
- $k_{p,Cu} = 0,3$ – činitel plnění vinutí

4.3.1 Výběr jádra

Pro transformátor bude použito, stejně jako pro tlumivku LC filtru, feritové jádro z materiálu s označením 3C90. Parametry potřebné pro návrh jsou: [5]

- $B_{max} = 0,35 \text{ T}$ – maximální magnetická indukce v jádře
- $B_r = 0,05 \text{ T}$ – remanentní magnetická indukce v jádře
- $\mu_{r,Fe} = 1500$ – relativní permeabilita feritu při B_{max}

Nejdříve se určí maximální přenášený výkon jádrem, pro zjednodušení je uvažována účinnost $\eta = 1$. Přenášený výkon je tedy roven výkonu na zátěži, který se určí podle rovnice:

$$P = U_Z \cdot I_Z = 32 \cdot 10 = 320 \text{ W} \quad (4.12)$$

Dále se určí elektromagnetická velikost jádra $S_O S_{Fe}$, která určuje, jaký činný výkon je možné daným jádrem přenést:

$$\begin{aligned} S_O S_{Fe} &= \frac{P}{k_{p,Cu} \cdot \sigma \cdot f \cdot (B_{max} - B_r) \sqrt{s}} = \\ &= \frac{320}{0,35 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^3 (0,35 - 0,05) \cdot \sqrt{0,35}} = 20,03 \cdot 10^{-9} \text{ m}^4 \end{aligned} \quad (4.13)$$

Protože jádro má nejmenší možný objem, když $S_O = S_{Fe}$, pak přibližný průřez sloupku jádra se určí odmocněním elektromagnetické velikosti jádra:

$$S_j = \sqrt{S_O S_{Fe}} = \sqrt{20,03 \cdot 10^{-9}} = 142 \text{ mm}^2 \quad (4.14)$$

Z řady vyráběných feritových jader vyhovuje jádro ETD39/20/13 s následujícími parametry:

- $S_{j,N} = 125 \text{ mm}^2$ – průřez sloupku jádra
- $S_O = 234,3 \text{ mm}^2$ – plocha okna (určena z geometrických rozměrů)
- $l_{Fe} = 92,2 \text{ mm}$ – efektivní délka siločáry ve feromagnetiku

4.3.2 Výpočet počtu závitů

V navrhovaném zdroji bude použit jako zdroj mezilehlého napětí U_d dvoupulsní usměrňovač se sběracím kondenzátorem, velikost napětí bude $U_d = 310 \text{ V}$. Počet závitů primárního vinutí transformátoru se určí podle rovnice:

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{U_d}{2f \cdot (B_{max} - B_r) S_{j,N}} = \\ &= \frac{310}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot (0,35 - 0,05) \cdot 125 \cdot 10^{-6}} = 41 \text{ závitů} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Poté se určí počet sekundárních závitů:

$$N_2 = N_1 \frac{U_Z}{s \cdot U_d} = 41 \cdot \frac{32}{310 \cdot 0,35} = 12 \text{ závitů} \quad (4.16)$$

Vybraným jádrem a počtem primárních závitů je dán maximální magnetizační proud $I_{\mu,max}$, jeho hodnota pro maximální střídu $s_{max} = 0,5$ je dána vztahem:

$$\begin{aligned} I_{\mu,max} &= \frac{2f \cdot (B_{max} - B_r)^2 l_{Fe} S_{j,N}}{U_d \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe}} = \\ &= \frac{2 \cdot 10^3 \cdot (0,35 - 0,05)^2 \cdot 0,0922 \cdot 125 \cdot 10^{-6}}{310 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 1500} = 0,355 \text{ A} \end{aligned} \quad (4.17)$$

4.3.3 Výpočet počtu vodičů – opatření proti skinefektu

Skinefekt je jev, kdy se elektrický proud nešíří rovnoměrně celým průřezem vodiče, ale vlivem vysoké frekvence se šíří hlavně blízko povrchu vodiče. Klesá tak skutečně využitý průřez vodiče a roste jeho odpor. Tento jev je pro impulsní transformátory typický, protože transformátory pracují na vysoké frekvenci a pravoúhlé impulsy, které přenášejí, mají velmi strmé hrany. [3]

Parametr, který popisuje velikost vlivu skinefektu, se nazývá hloubka vniku a určí se podle rovnice:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_{Cu}}{2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,Cu}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 17,86 \cdot 10^{-9}}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 0,9999}} = 0,213 \text{ mm} \quad (4.18)$$

Jednotlivé proměnné mají následující význam a hodnoty:

- $\rho_{Cu} = 17,86 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot \text{m}$ – měrný odpor mědi
- $f = 100 \text{ kHz}$ – pracovní frekvence zdroje
- $\mu_{r,Cu} = 0,9999$ – relativní permeabilita mědi

Aby se skinefekt ve vodiči neprojevoval, musí pro jeho průměr platit $d < 2\delta$. Z řady vyráběných průměrů vodičů je tomuto požadavku nejbližší vodič o průměru $d = 0,4 \text{ mm}$, jehož průřez je $S_V = \frac{\pi d^2}{4} = 0,126 \text{ mm}^2$. Vodič o tomto průměru bude použit k navinutí primárního i sekundárního vinutí, celkový průřez bude daný počtem paralelně spojených vodičů ve vinutí.

Pro určení počtu paralelních vodičů v primárním a sekundárním vinutí je nejdříve potřeba určit efektivní hodnoty proudů v těchto vinutích. Proud procházející sekundárním vinutím je dán vztahem:

$$I_{2,ef} = I_Z \sqrt{s} = 10 \cdot \sqrt{0,35} = 5,92 \text{ A} \quad (4.19)$$

Za předpokladu, že magnetizační proud je ve srovnání s pracovním proudem malý, lze určit velikost primárního proudu ze sekundárního proudu a počtu závitů obou vinutí:

$$I_{1,ef} = I_{2,ef} \frac{N_2}{N_1} = 5,92 \cdot \frac{9}{24} = 1,78 \text{ A} \quad (4.20)$$

Za předpokladu, že proudová hustota v primárním i sekundárním vinutí je stejná, se určí celkový průřez mědi v primárním a sekundárním vinutí podle rovnic:

$$S_1 = \frac{I_{1,ef}}{\sigma} = \frac{1,78}{3} = 0,57 \text{ mm}^2 \quad (4.21)$$

$$S_2 = \frac{I_{2,ef}}{\sigma} = \frac{5,92}{3} = 1,97 \text{ mm}^2 \quad (4.22)$$

Podělením celkového průřezu mědi ve vinutí maximálním použitelným průřezem vodiče se určí počet paralelních vodičů primárního a sekundárního vinutí:

$$M_1 = \frac{S_1}{S_V} = \frac{0,57}{0,126} = 5 \text{ vodičů} \quad (4.23)$$

$$M_2 = \frac{S_2}{S_V} = \frac{1,97}{0,126} = 16 \text{ vodičů} \quad (4.24)$$

Na závěr se zkontroluje činitel plnění vinutí podle rovnice:

$$k_{p,Cu} = \frac{M_1 N_2 S_V + M_2 N_2 S_V}{S_O} = \frac{5 \cdot 41 \cdot 0,126 + 16 \cdot 12 \cdot 0,126}{234,3} = 0,213 \quad (4.25)$$

Vypočtený činitel plnění vinutí je menší než činitel plnění původně navrhovaný, transformátor lze tedy s navrženými parametry realizovat.

Transformátor bude tedy proveden na jádře ETD39/20/13 z materiálu 3C90. Primární vinutí bude mít 41 závitů a bude vinuto 5 vodiči paralelně, jeden vodič bude mít průměr 0,4 mm. Sekundární vinutí bude mít 12 závitů a bude vinuto 16 vodiči stejného průměru.

4.4 Návrh síťového napaječe

Jako zdroj pro napájení měniče s transformátorem je použit dvoupulsní usměrňovač se sběracím kondenzátorem. Popis jeho funkce a rovnice sloužící k výpočtu důležitých parametrů jsou uvedeny v kapitole 2.1. Hodnoty pro návrh napaječe:

- $U_Z = 32 \text{ V}$ – výstupní napětí zdroje
- $I_Z = 10 \text{ A}$ – výstupní proud zdroje
- $U_M = 325 \text{ V}$ – amplituda sítě $1 \times 230 \text{ V}$
- $\Delta U_C = 30 \text{ V}$ – zvlnění napětí na sběracím kondenzátoru

Pro výpočet velikosti sběracího kondenzátoru je nejprve třeba určit velikost střední hodnoty napětí v meziobvodu:

$$U_d = U_M - \frac{\Delta U_C}{2} = 325 - \frac{30}{2} = 310 \text{ V} \quad (4.26)$$

Za předpokladu ideální účinnosti $\eta = 1$ a konstantního napětí U_d se určí podle rovnice 2.5 střední proud odebíraný z meziobvodu:

$$I_d = \frac{32 \cdot 10}{310} = 1,032 \text{ A}$$

Z rovnice 2.8 se určí potřebná velikost sběracího kondenzátoru:

$$C = \frac{0,02}{2} \cdot \frac{1,032}{30} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos \left(1 - \frac{30}{325} \right) \right] = 297 \text{ } \mu\text{F}$$

Z řady vyráběných kondenzátorů odpovídá nejlépe vypočtené kapacitě kondenzátor o kapacitě $C_N = 330 \text{ } \mu\text{F}$. Jmenovité napětí kondenzátoru musí být vyšší, než je amplituda sítě, takže minimálně 350 V, lépe však 400 V. Kondenzátor musí být uzpůsobený pro použití ve spínaných zdrojích, musí to být tzv. výkonový elektrolytický kondenzátor. Pro použití ve zdroji byl z nabídky vybrán kondenzátor NICHICON LLS2G331MELA o kapacitě 330 μF s max. pracovním napětím 400 V.

Pro dimenzování diod usměrňovacího (Graetzova) můstku je nutné znát napětí, které na ně bude působit v závěrném směru, jejich střední proud a vzhledem k tomu, že proud tvoří úzké a vysoké špičky (viz Obr. 2.2), je třeba znát i špičkovou hodnotu proudu. V závěrném směru na každou z diod působí amplituda sítě $U_M = 325 \text{ V}$, diody se tedy použijí se závěrným napětím minimálně 600 V. Střední proud diodou se určí jako polovina ze střední hodnoty proudu meziobvodu:

$$I_A = \frac{I_d}{2} = \frac{1,032}{2} = 0,516 \text{ A} \quad (4.27)$$

Pro určení špičkového proudu diodou je nejdřív nutné určit podle rovnice 2.7 dobu nabíjení kondenzátoru:

$$t_n = \frac{0,02}{2\pi} \arccos \left(1 - \frac{30}{325} \right) = 1,38 \text{ ms}$$

Poté se podle rovnice 2.9 určí špičkový proud procházející diodou:

$$I_{max} = 330 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{2\pi}{0,02} \cdot 325 \cdot \sin \left(\frac{2\pi}{0,02} \cdot 0,00138 \right) + 1,032 = 15,2 \text{ A}$$

Místo čtyř usměrňovacích diod bude použit usměrňovací můstek GBK6J, který také vyhovuje výše uvedeným parametrům.

4.5 Dimenzování polovodičových součástek

Tato kapitola se zabývá pouze napěťovým a proudovým dimenzováním výkonových polovodičových součástek. Jejich dimenzování z hlediska ztrátového výkonu je uvedeno v kapitole 4.6.

Dimenzování tranzistorů

Tranzistory na primární straně jsou v zavřeném stavu připojeny na stejnosměrné napětí meziobvodu, které je $U_d = 310 \text{ V}$. Toto napětí je v meziobvodu, pokud je zdroj plně zatížen, v opačném případě může napětí v meziobvodu dosáhnout až velikosti amplitudy sítě $U_M = 325 \text{ V}$. Pro zpracování této velikosti napětí se používají spínací součástky se závěrným napětím 600 V, aby byla k dispozici určitá rezerva v případě přepětí v síti.

Proudově jsou tranzistory namáhány součtem pracovního proudu zátěže (přepočteného na primární stranu transformátoru) a magnetizačním proudem. Maximální velikost magnetizačního proudu se určí podle rovnice 4.17, pracovní proud se určí podle rovnice 2.12. Špičková velikost proudu, kterým mohou být tranzistory namáhány, je tedy:

$$I_{T,sp} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} + I_{\mu,max} = 10 \cdot \frac{12}{41} + 0,355 = 3,28 \text{ A} \quad (4.28)$$

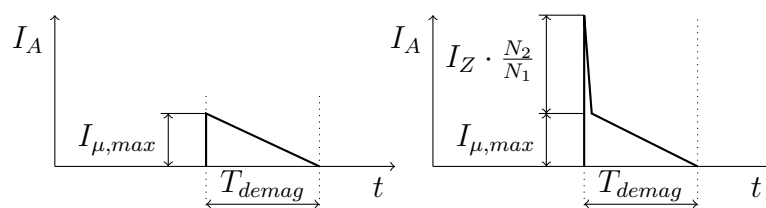
Pro konstrukci zdroje byl vybrán tranzistor STP10NK60Z se závěrným napětím $U_{DS} = 600 \text{ V}$ a maximálním trvalým kolektorovým proudem $I_T = 10 \text{ A}$. Střední ani efektivní hodnotu proudu procházejícího tranzistorem není zatím potřeba určovat, protože obě hodnoty budou vždy menší než špičková hodnota. Tranzistor je tedy zdánlivě proudově předimenzovaný, vybrán byl hlavně kvůli nízkému odporu v sepnutém stavu, aby na něm nevznikaly velké tepelné ztráty (viz kapitola 4.6).

Dimenzování primárních diod

Pro napěťové dimenzování primárních diod platí to samé, co pro napěťové dimenzování tranzistorů. Diody tedy musí mít závěrné napětí minimálně 600 V .

Proudově se diody dimenzují na střední hodnotu proudu, který jimi prochází. Pro primární diody se proud určí podle rovnice:

$$I_A = I_{\mu, \max} \cdot \frac{\sqrt{s_{\max}}}{2} = 0,355 \cdot \frac{\sqrt{0,5}}{2} = 0,126 \text{ A} \quad (4.29)$$



Obr. 4.3: Teoretický a skutečný průběh proudu primární diodou[3]

Kromě střední hodnoty proudu diodou je ještě potřeba určit špičkovou hodnotu a zkontrolovat, zda tato hodnota nepřesahuje hodnotu povolenou výrobcem. Teoreticky by měla být špičková hodnota proudu diodou rovna maximálnímu magnetizačnímu proudu, ve skutečnosti to tak ale není, protože vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru teče po krátký okamžik diodou ještě proud zátěže (viz Obr. 4.3). Špičková velikost proudu diodou tedy je:

$$I_{A, \text{šp}} = I_{\mu, \max} + I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} = 0,355 + 10 \cdot \frac{12}{41} = 3,28 \text{ A} \quad (4.30)$$

Posledním důležitým parametrem diody je její zotavovací doba. Ta musí být alespoň o řád nebo dva nižší, než je perioda spínání zdroje. Nesmí být použity běžné diody používané pro usměrnění sítě, ale rychlé diody (označované jako „ultrafast“ nebo „switching diodes“).

Výše uvedeným požadavkům vyhovuje dioda MUR160G se závěrným napětím $U_{KA} = 600 \text{ V}$, středním proudem $I_A = 1 \text{ A}$ a zotavovací dobou $t_{rr} = 75 \text{ ns}$.

Dimenzování sekundárních diod

Na sekundární straně zdroje (Obr. 2.3) jsou diody dvě – jedná se o usměrňovací diodu D_3 a nulovou diodu D_4 . Obě diody jsou namáhány v závěrném směru špičkovým napětím $U_{3,sp}$:

$$U_{KA} = U_{3,sp} = \frac{U_Z}{s} = \frac{32}{0,35} = 91,4 \text{ V} \quad (4.31)$$

Obě diody by měly mít závěrné napětí minimálně 200 V. Střední proud usměrňovací diody je:

$$I_{D3} = I_Z \cdot s = 10 \cdot 0,35 = 3,5 \text{ A} \quad (4.32)$$

Střední proud nulové diody je:

$$I_{D4} = I_Z \cdot (1 - s) = 10 \cdot (1 - 0,35) = 6,5 \text{ A} \quad (4.33)$$

Špičkový proud obou diod je roven proudu zátěže:

$$I_{sp} = I_Z = 10 \text{ A} \quad (4.34)$$

Na pozici nulové a usměrňovací diody byla vybrána dioda MUR1560G se závěrným napětím $U_{KA} = 600 \text{ V}$, středním proudem $I_A = 10 \text{ A}$ a zotavovací dobou $t_{rr} = 60 \text{ ns}$.

4.6 Chlazení polovodičových součástek

Podle [1] lze při výpočtu chlazení výkonových elektrických součástek využít podobnosti vztahů pro elektrické a tepelné veličiny. Na základě této podobnosti lze pak sestavovat tepelná schémata, která jsou podobná elektrickým obvodům, a lze je řešit pomocí známých vztahů pro elektrické obvody. V následující tabulce jsou uvedeny tepelné veličiny a jejich elektrické ekvivalenty:

Tepelná veličina		Elektrická veličina	
Výkon	$P \text{ [W]}$	Elektrický proud	$I \text{ [A]}$
Oteplení (rozdíl teplot)	$\Delta\vartheta \text{ [K]}$	Napětí	$U \text{ [V]}$
Tepelný odpor	$R_\vartheta \text{ [K/W]}$	Elektrický odpor	$R \text{ [\Omega]}$

4.6.1 Chlazení tranzistorů

Jako spínací tranzistory na primární stranu byly zvoleny MOS-FET tranzistory STP10NK60. Pro výpočet ztrát na tranzistoru a jeho chlazení jsou potřebné následující katalogové údaje:[6]

- $R_{DS(on)} = 0,65 \Omega$ – odpor kanálu v sepnutém stavu
- $t_{d(off)} = 55 \text{ ns}$ – doba dopravního zpoždění
- $t_f = 30 \text{ ns}$ – doba poklesu
- $T_{J,max} = 150^\circ\text{C}$ – maximální teplota křemíkového čipu
- $R_{\theta,jc} = 3,6 \text{ K/W}$ – tepelný odpor čip $\rightarrow$ pouzdro
- $R_{\theta,ch} = 0,1 \text{ K/W}$ – tepelný odpor pouzdro $\rightarrow$ chladič [7]
- $T_O = 40^\circ\text{C}$ – teplota okolí (dána normou)

Maximální teplotu křemíkového čipu $T_{J,max}$, kterou udává výrobce tranzistoru, nelze brát příliš vážně. Pokud by byl tranzistor provozován s touto teplotou čipu, po nějaké době by mohlo dojít k jeho poruše. Aby se riziko poruchy snížilo, je vhodné teplotu na čipu tranzistoru snížit. Pro výpočet chlazení proto bude použita teplota $T_J = 120^\circ\text{C}$.

Přepínací ztráty

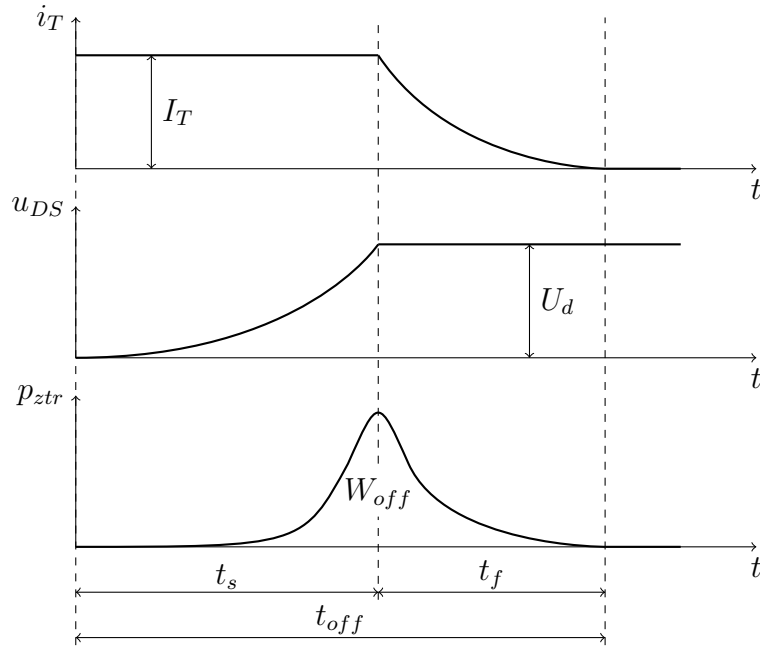
Na Obr. 4.4 jsou znázorněny průběhy napětí, proudu a okamžitého výkonu při vypnutí tranzistoru. V čase $t = 0$ byl dán povel k vypnutí tranzistoru. Během první části vypnutí t_s (storage time) se vybíjí kapacita hradla tranzistoru a na tranzistoru roste napětí, zatímco proud zůstává konstantní, protože je tak udržován indukčností L na sekundární straně transformátoru. Druhá část vypnutí t_f (fall time) začíná ve chvíli, kdy napětí na tranzistoru klesne skoro na nulu a začíná se otevírat nulová dioda na sekundární straně, která přebírá proud tlumivky. Proud procházející tranzistorem začíná klesat. Když klesne na nulu, je tranzistor teprve úplně vypnutý.

Vynásobením průběhů napětí a proudu dostaneme průběh okamžitého ztrátového výkonu, který na tranzistoru během jeho vypnutí vzniká. Plocha pod křivkou okamžitého výkonu odpovídá uvolněné energii během jednoho vypnutí a lze ji přibližně určit podle vztahu:

$$W_{off} \approx \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_T \quad (4.35)$$

Při zapínání tranzistoru by byl děj obdobný. Pro jednočinný propustný měnič se zapínací ztráty neuvažují ze dvou důvodů. První je, že magnetizační proud již zanikl a tranzistor ho tedy nemusí od primárních nulových diod přebírat. Druhý důvod je ten, že transformátor má rozptylovou indukčnost, proto pracovní proud tranzistorem narůstá pomalu a zapínací ztráty jsou zanedbatelné.[8] Vypnutí tranzistoru se provede celkem f -krát za sekundu, střední přepínací ztrátový výkon bude tedy:

$$\begin{aligned} P_P &\approx \frac{1}{4} \cdot U_d \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot I_Z + \frac{s}{s_{max}} \cdot I_{\mu,max} \right) \cdot t_{off} \cdot f \approx \\ &\approx \frac{1}{4} \cdot 310 \cdot \left(\frac{12}{41} \cdot 10 + \frac{0,35}{0,5} \cdot 0,355 \right) \cdot (55 + 30) \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 = 2,09 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.36)$$



Obr. 4.4: Průběh napětí, proudu a okamžitého výkonu při vypnutí tranzistoru[1]

Ztráty vedením

Druhou částí ztrát, které vznikají na tranzistoru, jsou ztráty vedením. MOS-FET tranzistor se v ustáleném stavu chová jako rezistor s odporem o hodnotě R_{DSON} . Výkon na odporu se vypočte podle známého vzorce $P = RI_{ef}^2$, efektivní hodnota proudu se určí pomocí počtu závitů a pracovní střídny jako $I_{ef} = \frac{N_2}{N_1} I_Z \sqrt{s}$. Výsledný vztah pro výpočet ztrát vedením v tranzistoru tedy je:

$$P_V = R_{DSON} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} I_Z \sqrt{s} \right)^2 = 0,65 \cdot \left(\frac{12}{41} \cdot 10 \cdot \sqrt{0,35} \right)^2 = 1,95 \text{ W} \quad (4.37)$$

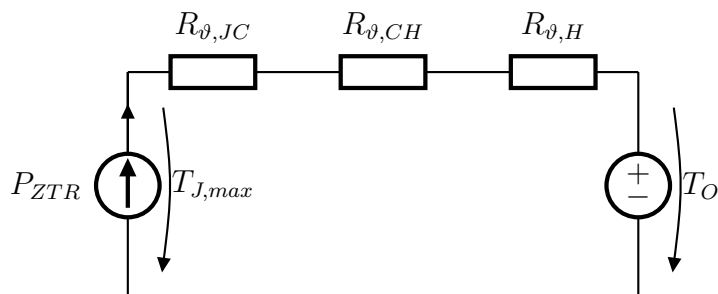
Ztráty vedením jsou přibližně stejné jako přepínací ztráty, což je jedna ze známek, že byl vybrán vhodný tranzistor. U správně navrženého spínacího tranzistoru bývají ztráty rozděleny mezi vodivostní a přepínací přibližně v poměru 1 : 1. Celkový ztrátový výkon na jednom tranzistoru je:

$$P_{ZTR} = P_P + P_V = 2,09 + 1,95 = 4,04 \text{ W} \quad (4.38)$$

Výpočet chladiče

Každý z obou tranzistorů bude umístěn na samostatném chladiči. Při výpočtu potřebného tepelného odporu chladiče se vyjde z tepelného schématu na Obr. 4.5. Tepelný obvod se řeší stejně jako obvod elektrický, ztrátový výkon se v obvodu

chová jako zdroj konstantního proudu, na kterém je navíc napětí odpovídající maximální teplotě čipu. Teplota okolního vzduchu se chová jako zdroj konstantního napětí, tepelné odpory se chovají jako odpory elektrické.



Obr. 4.5: Tepelné schéma pro výpočet tepelného odporu chladiče[1]

Sestavením rovnice obvodu a její úpravou se získá vztah pro výpočet potřebného tepelného odporu chladiče:

$$\begin{aligned} R_{\theta,H} &= \frac{T_J - T_O}{P_{ZTR}} - R_{\theta,JC} - R_{\theta,CH} = \\ &= \frac{120 - 40}{4,04} - 3,5 - 0,1 = 16,2 \text{ K/W} \end{aligned} \quad (4.39)$$

Chladič použitý k chlazení tranzistorů musí mít menší tepelný odpor, než je vypočtená hodnota $R_{\theta,H} = 16,2 \text{ K/W}$ (za předpokladu, že bude každý tranzistor umístěn na samostatném chladiči). Pokud se při návrhu plošného spoje ukáže, že by bylo vhodné umístit oba tranzistory na jeden společný chladič, pak bude tento chladič muset mít poloviční tepelný odpor $R_{\theta,H} = 8,1 \text{ K/W}$.

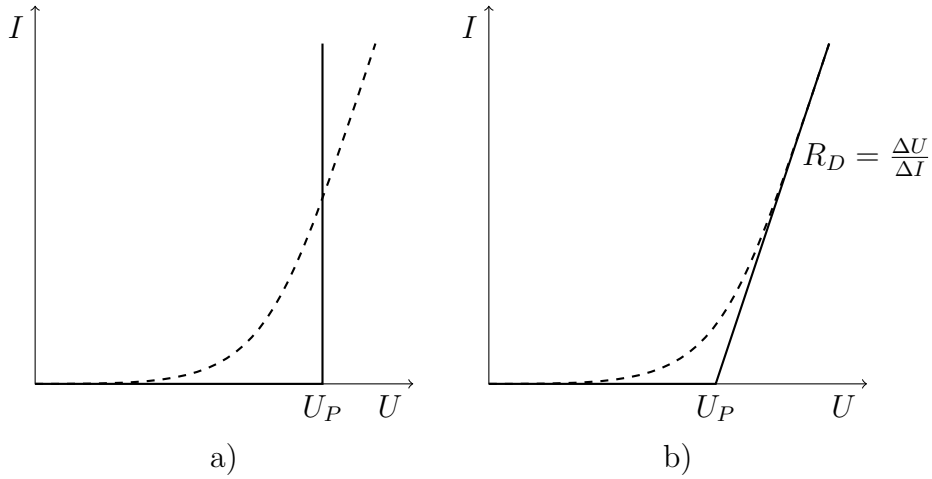
4.6.2 Chlazení primárních diod

Výkonové ztráty na diodě lze určit pomocí vhodné náhrady její VA charakteristiky. Skutečnou VA charakteristiku lze nahradit buďto pravoúhlou charakteristikou – Obr. 4.6 a), nebo lomenou charakteristikou – Obr. 4.6 b).

Pro výpočet ztrát na primárních diodách postačí náhrada pravoúhlou charakteristikou. Ztráty se určí jako součin napětí U_P a středního proudu diodou:

$$P_{ZTR} = U_P \cdot I_{\mu,max} \cdot \frac{s}{s_{max}} \cdot \frac{1}{4} = 0,8 \cdot 0,355 \cdot \frac{0,35}{0,5} \cdot \frac{1}{4} = 0,05 \text{ W} \quad (4.40)$$

Výkonové ztráty na primárních diodách jsou malé, diody se budou chladit přestupem tepla z jejich pouzdra přímo do okolního vzduchu.



Obr. 4.6: Náhrada VA charakteristiky diody[1]

4.6.3 Chlazení sekundárních diod

Sekundární diody budou mnohem více zatížené než diody primární, pro určení jejich ztrátového výkonu bude jejich VA charakteristika nahrazena lomenou přímkou podle Obr. 4.6 b). Díky tomu bude výpočet přesnější, než kdyby byla použita pravoúhlá VA charakteristika. Pro výpočet ztrátového výkonu a tepelného odporu chladiče jsou potřebné následující parametry z katalogového listu:[9]

- $U_P = 0,8 \text{ V}$ – náhradní prahové napětí – Obr. 4.6 b)
- $R_D = 0,01 \Omega$ – diferenciální odpor náhradní přímky – Obr. 4.6 b)
- $T_{J,max} = 150^\circ\text{C}$ – maximální teplota křemíkového čipu
- $R_{\vartheta,jc} = 1,5 \text{ K/W}$ – tepelný odpor čip $\rightarrow$ pouzdro
- $R_{\vartheta,ch} = 0,1 \text{ K/W}$ – tepelný odpor pouzdro $\rightarrow$ chladič [7]

Jak bylo uvedeno již při návrhu chlazení tranzistorů, maximální teplotu čipu $T_{J,max}$ udávanou výrobcem nelze brát příliš vážně. Aby se snížilo riziko poruchy diod, bude pro výpočet uvažována teplota na čipu $T_J = 120^\circ\text{C}$.

Pro určení maximálního ztrátového výkonu usměrňovací diody je nejprve potřeba určit střední a efektivní proud diodou:

$$I_{stř} = I_Z \cdot s = 10 \cdot 0,35 = 3,5 \text{ A} \quad (4.41)$$

$$I_{ef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 10 \cdot \sqrt{0,35} = 5,92 \text{ A} \quad (4.42)$$

Maximální ztrátový výkon na usměrňovací diodě je:

$$P_{ZTR,D3} = U_P \cdot I_{stř} + R_D \cdot I_{ef}^2 = 0,8 \cdot 3,5 + 0,01 \cdot 5,92^2 = 3,15 \text{ W} \quad (4.43)$$

Výpočet maximálního ztrátového výkonu sekundární usměrňovací diody je obdobný, střída nulové diody $s_{D0} = (1 - s)$ nabývá nejvyšší hodnoty v případě, že

pracovní střída zdroje je blízká $s = 0$. Tento případ nastává, když zdroj dodává maximální proud při malém výstupním napětí. Proudů nulovou diodou:

$$I_{stř} = I_Z \cdot (1 - s) = 10 \cdot (1 - 0) = 10 \text{ A} \quad (4.44)$$

$$I_{ef} = I_Z \cdot \sqrt{1 - s} = 10 \cdot \sqrt{1 - 0} = 10 \text{ A} \quad (4.45)$$

Ztrátový výkon na nulové diodě (při napětí $U_Z \cong 0 \text{ V}$ a proudu $I_Z = 10 \text{ A}$):

$$P_{ZTR,D4} = U_P \cdot I_{stř} + R_D \cdot I_{ef}^2 = 0,8 \cdot 10 + 0,01 \cdot 10^2 = 9 \text{ W} \quad (4.46)$$

Pokud by měla být každá dioda na vlastním chladiči, bylo by do zdroje nutné namontovat chladiče, které jsou schopné odvést celkový ztrátový výkon $P = 3,15 + 9 = 12,15 \text{ W}$. Toto řešení je nevýhodné, výhodnější je obě diody umístit na společný chladič. Celkový výkon, který bude muset chladič odvést, je:

$$\begin{aligned} P_{ZTR} &= P_{ZTR,D3} + P_{ZTR,D4} \\ &= U_P \cdot I_Z \cdot s + R_D \cdot (I_Z \cdot \sqrt{s})^2 + U_P \cdot I_Z \cdot (1 - s) + R_D \cdot (I_Z \cdot \sqrt{1 - s})^2 \\ &= U_P \cdot I_Z \cdot (s + (1 - s)) + R_D \cdot I_Z^2 \cdot (s + (1 - s)) \\ &= U_P \cdot I_Z + R_D \cdot I_Z^2 = 0,8 \cdot 10 + 0,01 \cdot 10^2 = 9 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.47)$$

Pokud budou obě diody na společném chladiči, chladič bude muset být schopný při maximálním proudu zátěže $I_Z = 10 \text{ A}$ odvést pouze ztrátový výkon $P = 9 \text{ W}$. Tento výkon není závislý na aktuální pracovní střídě zdroje. Střída zdroje mění pouze rozdělení ztrátového výkonu mezi nulovou a usměrňovací diodu. Při střídě $s = 0$ bude celý ztrátový výkon na nulové diodě, při střídě $s = 0,5$ bude ztrátový výkon rozdělen rovnoměrně mezi nulovou a usměrňovací diodu. Horší případ je, že celý ztrátový výkon je na nulové diodě (odvést ztrátový výkon z jednoho pouzdra součástky jde hůř, než odvést stejný celkový výkon z pouzdra více součástek). Protože ztrátový výkon je v tomto případě pouze na nulové diodě, pro výpočet potřebného tepelného odporu *společného* chladiče lze použít vztah 4.39:

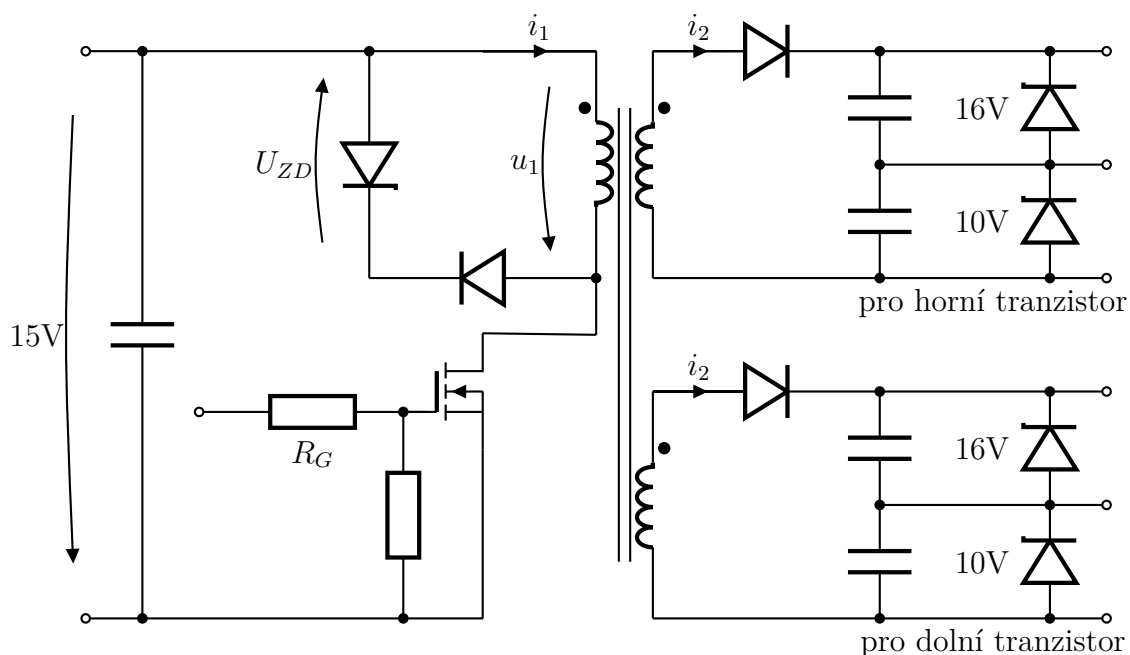
$$\begin{aligned} R_{\vartheta,H} &= \frac{T_J - T_O}{P_{ZTR}} - R_{\vartheta,JC} - R_{\vartheta,CH} = \\ &= \frac{120 - 40}{9} - 1,5 - 0,1 = 7,3 \text{ K/W} \end{aligned}$$

Společný chladič nulové a usměrňovací diody musí mít menší tepelný odpor než $R_{\vartheta,H} = 7,3 \text{ K/W}$.

4.7 Návrh budiče tranzistorů

Budič zajišťuje galvanické oddělení řídicích signálů pro tranzistory od ostatní řídicí elektroniky zdroje a zabezpečuje, že budicí impulsy pro tranzistory budou mít

správnou kvalitu – to znamená, že bude k sepnutí a vypnutí tranzistoru použito odpovídající napětí a bude dodán či odebrán dostatečný proud. Budiče pro náročnější aplikace také obsahují různé elektrické ochrany, které chrání spínací tranzistor před poškozením vlivem přehřátí, sepnutí do zkratu či před jinou chybou.



Obr. 4.7: Schéma části budiče – měnič s demagnetizací do Zenerovy diody[3]

4.7.1 Princip funkce měniče s demagnetizací do Zenerovy diody

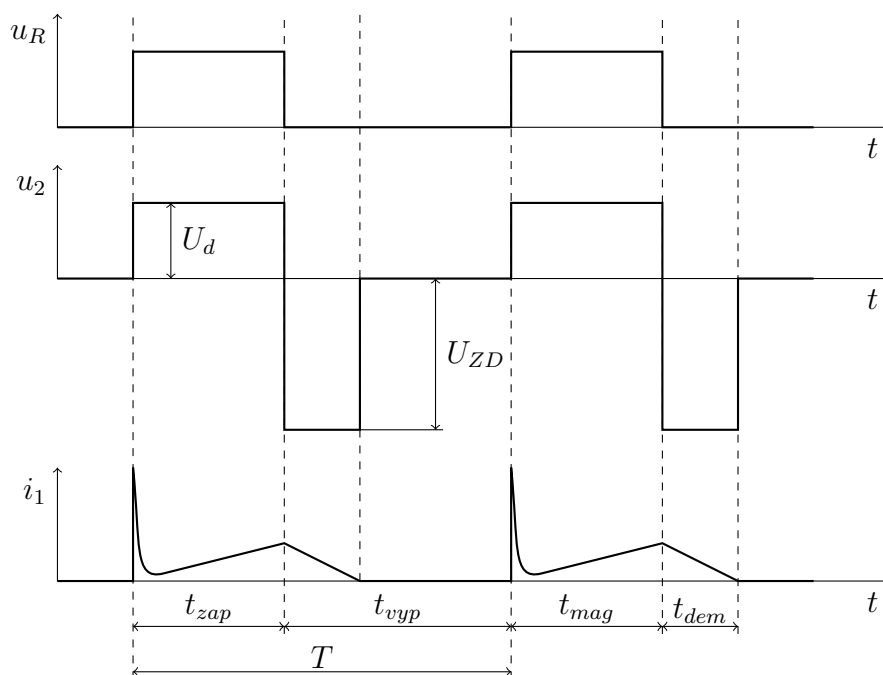
Jako budič tranzistorů bude použit jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Jeho zapojení je uvedeno na Obr. 4.7 a průběhy důležitých obvodových veličin na Obr. 4.8. Budicí transformátor bude mít jedno společné primární vinutí a dvě sekundární vinutí, protože každý tranzistor je na jiném potenciálu a jejich buzení musí být galvanicky odděleno od sebe navzájem i od řídicí elektroniky.

V okamžiku sepnutí tranzistoru je primární vinutí připojeno na zdroj napětí $U_d = 15\text{ V}$ a primární proud prudce vzroste, protože se nabíjí kondenzátory na sekundární straně a také se nabíjí kapacita hradla výkonového tranzistoru, čímž se tento tranzistor zapíná. Nabíjecí proud je omezen pouze rozptylovou indukčností

transformátoru a odporem kanálu sepnutého tranzistoru, takže nedojde ke zničení tranzistoru, přestože je jím procházející proud několikanásobně vyšší než jmenovitý proud. Poté, co jsou všechny kapacity nabity, teče tranzistorem až do jeho vypnutí jenom magnetizační proud transformátoru, který lineárně narůstá, protože magnetizační indukčnost je připojena ke zdroji konstantního napětí.

Po vypnutí proudu tranzistorem nemůže magnetizační proud zaniknout, proto se uzavře přes nulovou a Zenerovu diodu. Na diodách vzniká úbytek napětí, kterým je jádro transformátoru demagnetováno, energie uložená do jádra během magnetizace je během demagnetizace přeměňována na Zenerově diodě na teplo. Rychlost demagnetizace je možné ovlivnit volbou napětí Zenerovy diody. Čím vyšší toto napětí je, tím rychleji probíhá demagnetizace (ale tímto vyšším napětím je také namáhán vypnutý tranzistor). Maximální pracovní střída měniče s demagnetizací do Zenerovy diody je určena napájecím napětím a napětím na Zenerově diodě:

$$s_{max} = \frac{U_{ZD}}{U_{ZD} + U_d} \quad (4.48)$$



Obr. 4.8: Průběhy důležitých napětí a proudů v budiči[10]

Pro řízení jednočinného propustného měniče je maximální přípustná střída $s_{max} = 0,5$, takže budič nikdy nebude muset pracovat se střídou větší, než je s_{max} . Z rovnice 4.48 vyplývá, že minimální napětí Zenerovy diody musí být $U_{ZD} = 15 \text{ V}$.

4.7.2 Návrh budičho transformátoru

Návrh impulsního transformátoru pro měnič s demagnetizací do Zenerovy diody je popsán v literatuře [3] a bude celý proveden podle ní. Návrh vychází z toho, že transformátor nepřenáší velký výkon, proto na něj nemusí být optimalizován a jádro může být rovnou zvoleno. Dále je zvolen maximální ztrátový výkon na Zenerově diodě. Podle těchto údajů je pak určen počet závitů. Budič bude napájen z pomocného zdroje o napětí $U_d = 15 \text{ V}$. Maximální ztrátový výkon na Zenerově diodě byl zvolen na $P_{ZD} = 0,5 \text{ W}$. Pro použití v budiči bylo zvoleno jádro E16/8/5 z feritu 3C90 s následujícími parametry: [5]

- $S_{j,N} = 20,1 \text{ mm}^2$ – průřez sloupku jádra
- $A_L = 1100 \text{ nH/závit}^2$ – konstanta jádra

Indukčnost primárního vinutí se určí ze vztahu:

$$L_1 = \frac{U_d^2 \cdot s_{max}^2}{2fP_{ZD}} = \frac{15^2 \cdot 0,5^2}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,5} = 562,5 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.49)$$

Z primární indukčnosti a z konstanty jádra se určí potřebný počet primárních závitů:

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{562,5}{1,1}} = 23 \text{ závitů} \quad (4.50)$$

Napětí na sekundární straně transformátoru musí být o něco menší, než je součet napětí obou Zenerových diod (viz Obr. 4.9). Napětí na sekundární straně bude $U_2 = 24 \text{ V}$. Počet sekundárních závitů bude tedy:

$$N_2 = N_1 \frac{U_2}{U_1} = 23 \cdot \frac{24}{15} = 37 \text{ závitů} \quad (4.51)$$

Nakonec je potřeba zkontrolovat velikost magnetické indukce v jádře, zda nepřekračuje maximální povolenou hodnotu:

$$B_{max} = \frac{U_d}{2fN_1S_{j,N}} = \frac{15}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 23 \cdot 20,1 \cdot 10^{-6}} = 0,162 \text{ T} \quad (4.52)$$

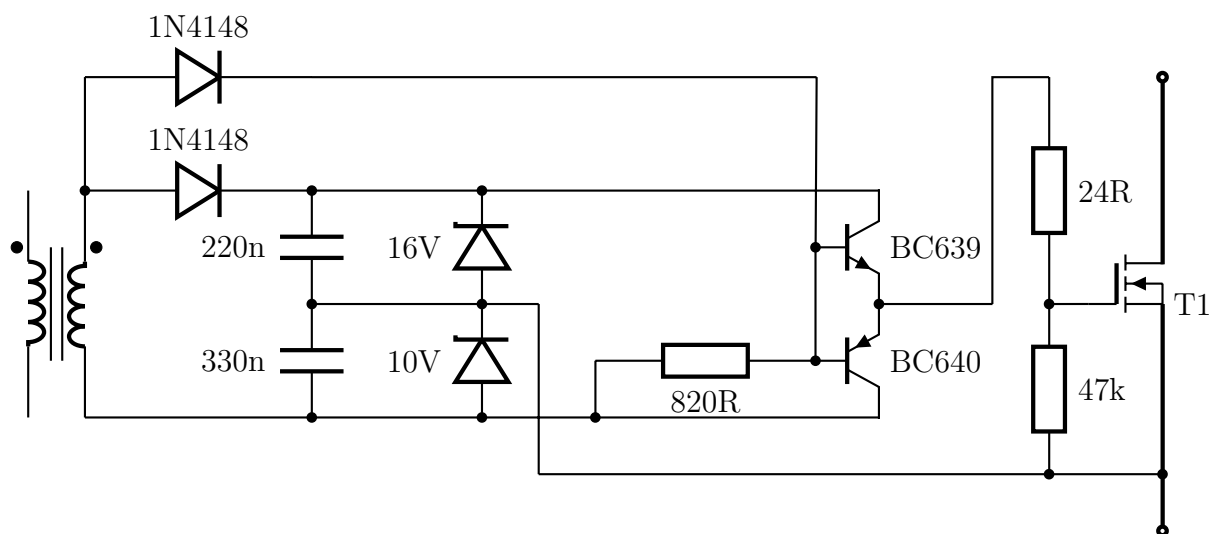
Maximální hodnota magnetické indukce v jádře je podle výrobce $B = 0,38 \text{ T}$, vypočtená hodnota tuto hodnotu nepřekračuje, takže jádro může být použito.

Jako spínací tranzistor bude použit MOS-FET tranzistor IRFD110 se závěrným napětím $U_{DS} = 100 \text{ V}$ a maximálním proudem $I_T = 1 \text{ A}$.

4.7.3 Zapojení sekundární strany budiče

Zapojení na sekundární straně budiče je uvedeno včetně hodnot součástek na Obr. 4.9. Tato zapojení budou celkem dvě, každý výkonový tranzistor má svoji vlastní sekundární stranu, primární strana budiče je pro oba tranzistory společná. Funkce je

následující: kladný napěťový puls je usměrněn dolní diodou 1N4148 a přes tuto diodu jsou nabity oba kondenzátory, které tvoří kapacitní dělič. Rozložení napětí na tomto děliči je nastaveno pomocí Zenerových diod. Tranzistory BC639 a BC640 fungují jako dvojčinný emitorový sledovač. V době trvání kladného napěťového pulsu připojí sledovač hradlo výkonového tranzistoru na kladné napětí a tranzistor je sepnut. Když kladný impuls skončí, sledovač připojí hradlo výkonového tranzistoru na záporné napětí a tranzistor je tímto napětím rychle a důkladně vypnut. Zapínání i vypínání výkonového tranzistoru se děje přes odpor $24\ \Omega$, jehož velikost je doporučena výrobcem tranzistoru.

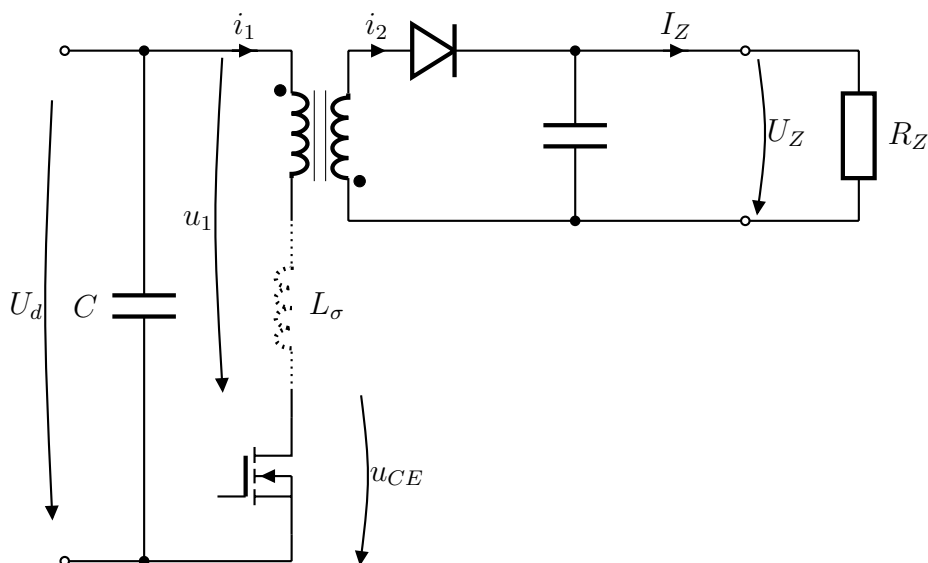


Obr. 4.9: Zapojení sekundární části budiče[3]

Při použití tohoto budiče hrozí nebezpečí, že v případě velmi malé střidy nebude mít sekundární část budiče dostatek energie pro spínání výkonových tranzistorů, tyto tranzistory přejdou do lineárního režimu a dojde k jejich přehřátí a zničení.

4.8 Návrh pomocného napájecího zdroje

V navrhovaném spínaném zdroji je nutno zajistit napájení pro řídicí obvody. Vzhledem k tomu, že výstupní napětí zdroje se bude měnit v širokém rozmezí (0 – 32 V), není možné toto napětí využít pro napájení řídicích obvodů a je nutné zkonstruovat pomocný napájecí zdroj. Jako pomocný napájecí zdroj bude sloužit malý blokující měnič, který bude napájen ze stejnosměrného meziobvodu hlavního spínaného zdroje (nebude muset mít svůj vlastní usměrňovač a vyhlazovací kondenzátor).

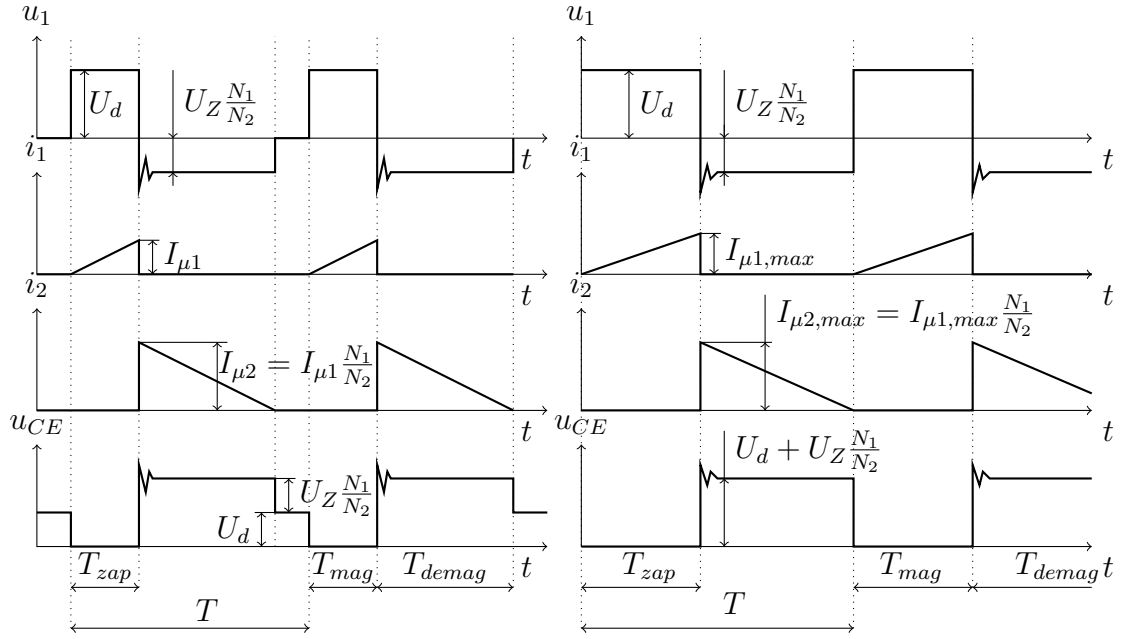


Obr. 4.10: Zapojení blokujícího měniče[3]

4.8.1 Princip funkce blokujícího měniče

Základní schéma zapojení blokujícího měniče je znázorněno na Obr. 4.10 a průběhy důležitých veličin jsou na Obr. 4.11. Funkce je následující: během časového úseku T_{zap} je sepnut tranzistor, čímž je primární vinutí transformátoru připojeno na konstantní napětí meziobvodu U_d a proud primárním vinutím lineárně roste. Usměrňovací dioda na sekundární straně měniče je v tuto chvíli zavřená, sekundární cívkou neteče žádný proud a proud primární cívkou je tvořen pouze magnetizačním proudem. V okamžiku vypnutí tranzistoru se na obou vinutích objeví napětí opačné polarity, dioda na sekundární straně se otevře a sekundární vinutí se přes ní připojí ke kondenzátoru C . Pokud má kondenzátor dostatečnou kapacitu, chová se během doby demagnetizace jako zdroj konstantního napětí, kterým je jádro demagnetizováno. Proud sekundárním vinutím tedy během doby demagnetizace klesá lineárně.

Napětí, ke kterému se v době demagnetizace připojila sekundární cívka transformátoru, se objeví také na primární cívce transformátoru, ale přepočtené přes počet závitů $u_1 = u_2 \cdot \frac{N_1}{N_2}$. Vypnutý tranzistor je namáhán minimálně součtem tohoto přepočteného napětí a napětí v meziobvodu. K dalšímu napěťovému namáhání tranzistoru přispívá rozptylová indukčnost transformátoru (na Obr. 4.10 vyznačena



Obr. 4.11: Průběhy důležitých obvodových veličin blokujícího měniče (vlevo při menší a vpravo při maximální střídě)[3]

tečkovaně), která si při vypnutí tranzistoru nechce nechat přerušit proud a vytvoří proto napěťovou špičku. Aby tato špička nepoškodila tranzistor, připojuje se paralelně k primárnímu vinutí RC článek, který má za úkol tuto špičku pohltit.

4.8.2 Návrh transformátoru pomocného zdroje

Návrh transformátoru pro blokující měnič je proveden podle literatury [3]. Pro návrh transformátoru jsou potřeba následující hodnoty:

- $U_d = 310 \text{ V}$ – napětí meziobvodu
- $U_{CE,max} = 500 \text{ V}$ – maximální povolené napětí na tranzistoru během demagnetizace
- $f = 100 \text{ kHz}$ – pracovní frekvence (dána použitím obvodu ICE2A265)
- $k_{p,Cu} = 0,2$ – činitel plnění vinutí (záměrně volen malý, protože transformátor bude malý, ale s více vinutími, což znamená použití většího množství izolace)
- $B_{max} = 0,25 \text{ T}$ – maximální magnetická indukce v jádře
- $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$ – proudová hustota v jádře

Výpočet přenášeného výkonu

Pomocný zdroj bude mít dva oddělené výstupy:

- $+/- 16\text{ V} / 200\text{ mA}$ pro napájení operačních zesilovačů, PWM modulátoru a budiče
- $5\text{ V} / 800\text{ mA}$ pro napájení mikroprocesoru (platforma Arduino)

Maximální přenášený výkon tedy je:

$$P_Z = 2 \cdot 16 \cdot 0,2 + 5 \cdot 0,8 = 10,4\text{ W} \quad (4.53)$$

Ve skutečnosti bude výstup pro napájení OZ $+/- 15\text{ V} / 200\text{ mA}$, jeden volt je rezerva pro lineární regulátory napětí, které budou použity. Při návrhu transformátoru je proto nutné počítat s napětím 16 V .

Návrh transformátoru

Nejprve je potřeba určit maximální pracovní střihu blokujícího měniče, potřebnou indukčnost jádra a maximální magnetizační proud:

$$s_{max} = 1 - \frac{U_D}{U_{CE,max}} = 1 - \frac{310}{500} = 0,38 \quad (4.54)$$

$$L_1 = \frac{U_D^2 \cdot s_{max}^2}{2 f P_Z} = \frac{310^2 \cdot 0,38^2}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10,4} = 6,67\text{ mH} \quad (4.55)$$

$$I_{\mu 1,max} = \frac{2 P_Z}{U_D \cdot s_{max}} = \frac{2 \cdot 10,4}{310 \cdot 0,38} = 0,177\text{ A} \quad (4.56)$$

Poté se určí minimální potřebná elektromagnetická velikost jádra:

$$\begin{aligned} S_O S_{Fe} &= 4 \cdot \sqrt{\frac{s_{max}}{3}} \cdot \frac{P_Z}{k_{p,Cu} \cdot f \cdot B_{max} \cdot \sigma} = \\ &= 4 \cdot \sqrt{\frac{0,38}{3}} \cdot \frac{10,4}{0,2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 3 \cdot 10^6} = 9,9 \cdot 10^{-10}\text{ m}^4 \end{aligned} \quad (4.57)$$

Podle vypočtené elektromagnetické velikosti bylo zvoleno z katalogu[5] pro transformátor jádro E20/10/6 z materiálu 3C90 s těmito parametry:

- $S_{Fe} = 32\text{ mm}^2$ – průřez sloupku jádra
- $S_O = 57,4\text{ mm}^2$ – plocha okna pro vinutí
- $l_{Fe} = 46\text{ mm}$ – efektivní délka siločáry
- $\mu_{r,Fe} = 1660$ – relativní permeabilita jádra

Uřídí se potřebný počet primárních závitů transformátoru:

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{\mu,max}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{6,67 \cdot 10^{-3} \cdot 0,177}{0,25 \cdot 32 \cdot 10^{-6}} = 148\text{ závitů} \quad (4.58)$$

Z počtu primárních závitů a požadovaného převodu se určí potřebný počet závitů sekundárních vinutí:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_z}{U_D} \cdot \frac{1 - s_{max}}{s_{max}} = 148 \cdot \frac{32}{310} \cdot \frac{1 - 0,38}{0,38} = 24 \text{ závitů} \quad (4.59)$$

$$N_3 = N_1 \cdot \frac{U_z}{U_D} \cdot \frac{1 - s_{max}}{s_{max}} = 148 \cdot \frac{5}{310} \cdot \frac{1 - 0,38}{0,38} = 4 \text{ závity} \quad (4.60)$$

$$(4.61)$$

Na primární straně transformátoru musí být ještě jedno další vinutí, které se stará o napájení obvodu ICE2A265, který řídí celý měnič. Pomocné napájecí napětí je $U_{pom} = 13,5 \text{ V}$. Primární vinutí společně s pomocným vinutím tvoří malý propustný měnič, jehož výstup je usměrněn a je jím nabíjen přímo kondenzátor, který se v této situaci chová jako špičkový detektor. Počet závitů pomocného vinutí se proto vypočte podle vztahu:

$$N_{pom} = N_1 \cdot \frac{U_{pom}}{U_D} = 148 \cdot \frac{13,5}{310} = 6 \text{ závitů} \quad (4.62)$$

Jako poslední je potřeba určit velikost vzduchové mezery, která je nutná pro správnou funkci transformátoru (transformátor blokujícího měniče není ani tak transformátor, jako spíš tlumivka se dvěma vinutími, kdy jedno slouží k magnetizaci a druhé k demagnetizaci). Určení potřebné velikosti vzduchové mezery:

$$l_v = \frac{N_1 \cdot \mu_0 \cdot I_{\mu, max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r, Fe}} = \frac{148 \cdot \mu_0 \cdot 0,177}{0,25} - \frac{46 \cdot 10^{-3}}{1660} = 0,1 \text{ mm} \quad (4.63)$$

Transformátor pomocného zdroje bude proveden na jádře E20/10/6-3C90, primární vinutí bude mít 148 závitů, první sekundární vinutí bude mít celkem 24 závitů a bude mít vyvedený střed. Druhé sekundární vinutí bude mít 4 závity. Pomocné napájecí vinutí (vyvedené na primární stranu) bude mít 6 závitů. Transformátor bude mít vzduchovou mezeru o velikosti $l_v = 0,1 \text{ mm}$, části jádra od sebe budou vzdáleny o polovinu této vzdálenosti, tedy o $0,05 \text{ mm}$.

4.8.3 Návrh zapojení pomocného zdroje

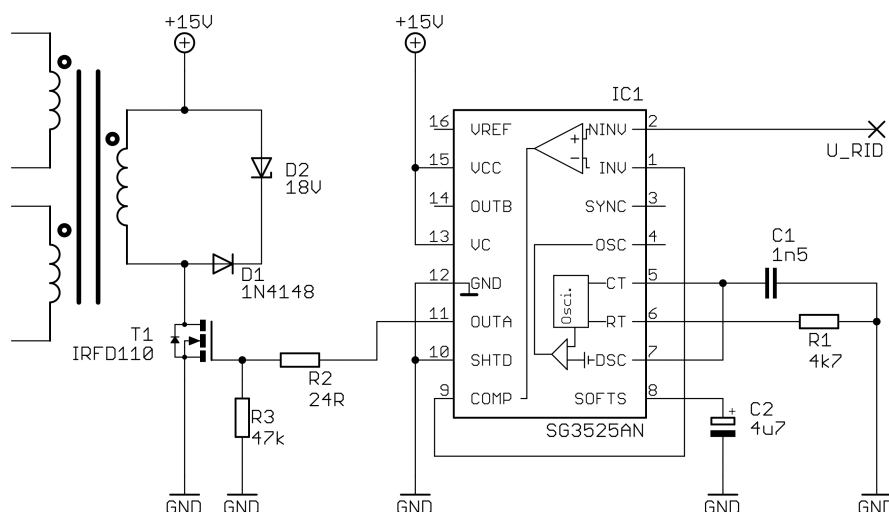
Schéma zapojení pomocného zdroje je uvedeno v příloze A.1. Pro řízení pomocného zdroje byl vybrán obvod ICE2A265. Jedná se o specializovaný obvod pro konstrukci blokujících měničů, který v sobě obsahuje veškerou potřebnou řídicí elektroniku a také výkonový spínací prvek - tranzistor CoolMOSTM. Integrovaný obvod je zapojen podle doporučení výrobce [11], [12]. Zapojení potřebuje pouze minimum externích součástek, zpětná vazba reguluje 5 V výstup zdroje. Pro regulaci je použit oblíbený obvod TL431 zapojený jako PI regulátor, pro přenos zpětné vazby na primární stranu je využit optočlen. Výstup $+/- 15 \text{ V}$ zpětnou vazbu k řídicímu obvodu

nemá a je stabilizován pomocí lineárních stabilizátorů 7815 a 7915. Toto je důvod, proč výstup z transformátoru není 15 V, ale 16 V – aby byla zajištěna určitá rezerva pro stabilizaci.

4.9 Návrh řídicích obvodů

4.9.1 PWM modulátor

Jako PWM modulátor byl vybrán integrovaný obvod SG3525. Jedná se o obvod určený přímo pro řízení spínaných zdrojů (jednočinných i dvojčinných). Kromě vlastního oscilátoru a PWM modulátoru obvod obsahuje i ochranu proti výpadku napájecího napětí, obvod softstartu a některé další části, které ale nebudou v navrhovaném zdroji využity. Schéma zapojení PWM modulátoru je uvedeno na Obr. 4.12.



Obr. 4.12: Schéma zapojení PWM modulátoru

Nastavení frekvence oscilátoru se provádí pomocí časovacího kondenzátoru C_1 a odporu R_1 . Nastavená frekvence musí být dvojnásobná, než je požadovaná frekvence výsledné PWM, protože obvod provádí komparaci signálů pro vznik PWM jenom v každé sudé periodě oscilátoru a v liché periodě nechává výstup vypnutý. Tím je zajištěno, že střída PWM nebude nikdy větší než $s = 0,5$. Pokud by byl obvod použit pro řízení dvojčinného měniče, byl by využit i druhý výstup, na kterém PWM vzniká v lichých periodách oscilátoru a v sudých periodách je výstup vypnutý. Pro dvojčinný měnič by tak byl zajištěn vznik dvou PWM signálů vzájemně posunutých o půlperiodu. Pro řízení jednočinného měniče se použije pouze jeden výstup obvodu.

Podle datasheetu obvodu [13] je frekvence oscilátoru určena vztahem:

$$f = \frac{1}{0,7 \cdot C_T \cdot R_T} \quad (4.64)$$

Pro nastavení frekvence $f = 200 \text{ kHz}$ nejlépe vyhovuje z řady vyráběných součástek kondenzátor $C_1 = 1,5 \text{ nF}$ a rezistor $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Kondenzátor C_2 je součástí obvodu softstartu. Po zapnutí napájení obvodu je kondenzátor nabíjen ze zdroje konstantního proudu $50 \mu\text{A}$, dokud na něm napětí nedosáhne hodnoty cca 1 V . Teprve poté se na výstupu obvodu objeví PWM signál. Tím je zajištěno zpoždění mezi zapnutím řízení a zapnutím silové části zdroje.

Pin 10 (SHTD) slouží k rychlému zakázání tvorby PWM a tím vypnutí výkonných tranzistorů. K aktivaci této funkce dojde, pokud se na pinu 10 objeví kladné napětí. Tato funkce není ve zdroji použita, proto je připojen pin 10 na zem, aby k její aktivaci nemohlo dojít. Připojením rezistoru mezi pin 7 (DSC) a pin 5 (CT) lze nastavit tzv. deadtime – minimální dobu mezi vypnutím jednoho výstupu a sepnutím druhého výstupu. Tato funkce slouží u dvojčinného měniče k tomu, aby nedošlo k sepnutí horního a dolního tranzistoru najednou, zkratu meziobvodu a zničení tranzistorů. U jednočinného měniče toto nehrozí, funkce není potřeba, a proto je vyřazená připojením pinu 7 bez rezistoru přímo na pin 5.

Řídicí signál z výstupu regulátoru proudu je přiveden na pin 2, což je neinvertující vstup vnitřního komparátoru integrovaného obvodu. Invertující vstup komparátoru (pin 1) je spojen s jeho výstupem (pin 9), čímž se z komparátoru stane sledovač napětí, takže napětí, které je na jeho neinvertujícím vstupu, je i na jeho výstupu a je porovnáváno s pilovitým signálem oscilátoru a tím vzniká PWM signál. Piny 12 a 13 slouží k napájení obvodu, pin 11 je PWM výstup, kterým je spínán tranzistor budiče, jak je naznačeno na schématu.

4.9.2 Kaskádní regulace

Spínaný zdroj bude řízen kaskádní regulační strukturou, které je uvedena na Obr. 3.5. Regulační struktura bude realizována analogově, pomocí operačních zesilovačů. Schéma zapojení celého řízení i s PWM modulátorem je uvedeno v příloze C.1.

Proudová smyčka

Signál z bočníku, který snímá proud, je veden na invertující zesilovač IC75A, kde je zesílen tak, že proud 10 A odpovídá napětí na výstupu zesilovače 5 V . Tato hodnota byla zvolena s ohledem na možnost později pohodlně snímat proud pomocí AD převodníku v mikroprocesoru. Kondenzátor C91 tvoří společně s rezistory R91 a R92

vstupní dolní propust, kondenzátor C92 tvoří společně s rezistorem R93 zpětnovazební dolní propust. Hodnoty těchto kondenzátorů bude nutné určit experimentálně během oživování zdroje, může se stát, že některý z nich vůbec nebude osazen.

Žádaný proud se nastavuje potenciometrem R79. Signál prochází dvěma dolními propustmi, které odstraní případné rušení ze signálu žádaného proudu. Hlavní důvod existence těchto dolních propustí není odstranění případného rušení, ale filtrování PWM z mikroprocesoru, který později nahradí potenciometry. Obvod IC73B společně s diodou slouží jako proudové omezení, pokud je řízení v režimu regulace na konstantní napětí. V případě regulace na konstantní proud je od anody diody D72 odpojen výstup napěťového regulátoru a je k ní místo toho připojeno referenční napětí 5 V, což je totéž, jako kdyby napěťový regulátor požadoval maximální výstupní napětí. Výstup zdroje je tedy omezován pouze proudovým regulátorem, který reguluje na konstantní proud.

Obvod IC75B je zapojen jako invertující PI regulátor. Jeho přenos se nastavuje kondenzátorem C90 a rezistorem R86. Hodnoty těchto součástek budou rovněž určeny experimentálně během oživování zdroje. Dioda D73 slouží k omezení výstupu regulátoru na rozmezí $-0,6\text{ V}$ až $5,1\text{ V}$. Obvod IC76A je zapojen jako komparátor, který stáhne k zemi výstup proudového PI regulátoru v případě, že výstupní napětí je menší než napětí nastavené děličem R87 a R88. Komparátor je zde jako ochrana proti malé střídě, se kterou by mohly mít problém budiče výkonových tranzistorů.

Napěťová smyčka

Napěťový PI regulátor tvoří obvod IC72A, jeho přenos se nastavuje součástkami C87 a R77, jejich hodnotu bude rovněž nutné určit experimentálně během oživení zdroje. Dioda D71 slouží jako výstupní omezení napěťového regulátoru. Žádaná hodnota napětí je nastavována potenciometrem R70, a je vedena přes dvě dolní propusti na vstup napěťového regulátoru. Dolní propusti jsou zde navrženy (stejně jako u nastavování žádaného proudu) hlavně kvůli filtrování PWM z mikroprocesoru, který později nahradí potenciometry. Skutečná hodnota napětí na výstupu zdroje je na vstup regulátoru vedena přes sledovač IC72B. Kondenzátor C93 je zde připraven pro případné filtrování signálu z výstupu zdroje, pravděpodobně však nebude osazen.

5 REALIZACE A OŽIVENÍ ZDROJE

Po návrhu spínaného zdroje by v ideálním případě mělo následovat jeho sestavení a oživení. V praxi nebyl postup takto přímočarý, ale návrh a realizace se navzájem prolínaly, protože během realizace se objevily určité nedostatky, které bylo nutné odstranit úpravou návrhu. Schémata zapojení a motivy plošných spojů uvedené v přílohách jsou již upravené verze, některé úpravy však nebyly zatím otestovány.

5.1 Pomocný napájecí zdroj

Nejprve byl sestaven prototyp pomocného napájecího zdroje na samostatném plošném spoji. V úplně prvním prototypu bylo několik velkých nedostatků, kvůli kterým pomocný zdroj buďto vůbec nefungoval, a nebo fungoval velice nespolehlivě. První závažný nedostatek byl nevhodný návrh plošného spoje, na kterém byly úzké a dlouhé cesty s velkou parazitní indukčností. Parazitní indukčnost cest společně s parazitní indukčností rezistoru snímajícího proud způsobovala zanášení rušení do řídicího obvodu. Řídicí obvod neobsahuje samostatný generátor pilovitého signálu pro PWM modulátor, místo toho používá snímání pilovitě zvlněného pracovního proudu, proto je náchylný na rušení a na parazitní indukčnost bočníku. Tento nedostatek byl odstraněn použitím SMD rezistorů pro snímání proudu a úpravou plošného spoje (zkrácení a rozšíření vodivých cest).

Druhým závažným nedostatkem bylo to, že docházelo k přesycování jádra transformátoru. Přesycování bylo způsobeno chybějící vzduchovou mezerou a projevovalo se nadměrným zahříváním jádra. Po vytvoření vzduchové mezery (nalepením kousků izolační pásky mezi poloviny jádra transformátoru) tento problém zmizel.

Druhý prototyp pomocného zdroje, ve kterém byly tyto nedostatky odstraněny, již fungoval správně. Jediným drobným neduhem je nutnost zatížit 5 V výstup proudem alespoň 60 mA. Schéma druhého prototypu a motiv DPS je uveden v příloze A.

Stejně schéma zapojení a velmi podobné rozmístění součástek a vodivých cest na plošném spoji je použito ve vlastním spínaném zdroji, kdy je pomocný zdroj umístěn na stejné desce plošných spojů jako silová část hlavního zdroje. Pomocný zdroj je tu napájen z meziobvodu hlavního zdroje, takže nemusí mít vlastní síťový usměrňovač a vyhlazovací kondenzátor.

5.2 Návrh DPS

Plošný spoj byl navržen v programu CadSoft EAGLE 7.5 Light. Verze Light je poskytována zdarma, ale neumožňuje tvorbu DPS větších než 100×80 mm. Plošný

spoj byl proto rozdělen na několik menších desek – řízení, primární stranu a sekundární stranu. Řízení na samostatné desce zůstalo, motivy plošných spojů primární a sekundární strany byly z návrhového programu vyexportovány každá zvlášť a pomocí grafického editoru byly spojeny do jednoho kusu, čímž vytvořily jeden větší plošný spoj.

5.3 Výroba transformátorů a tlumivky

Tlumivka LC filtru

V kap. 4.2.1 je popsán návrh tlumivky LC filtru zdroje. Bylo vypočteno, že tlumivka bude mít celkem 24 závitů vinutých paralelně dvěma vodiči o průměru 1,6 mm a vzduchovou mezeru o velikosti $l_v = 0,8$ mm. Vzhledem k rozměrům jádra a použité kostry je nejvhodnější uspořádat vinutí do čtyř vrstev po dvanácti závitech. Jedním vodičem je vinuta první a čtvrtá vrstva, druhým vodičem je vinuta druhá a třetí vrstva. Při tomto uspořádání jsou oba vodiče stejně dlouhé, mají tedy stejný odpor a proud se v nich proto rozdělí rovnoměrně.

Vzduchová mezera má mít celkem délku 0,8 mm, což znamená, že poloviny jádra od sebe budou vzdáleny o 0,4 mm. Mezera je vytvořena vložením devíti vrstev kaptonové izolační pásky mezi poloviny jádra (jedna vrstva pásky má tloušťku 0,045 mm).

Transformátor hlavního zdroje

Transformátor má mít 41 závitů primárního vinutí a 12 závitů sekundárního vinutí. Průměr dílčích vodičů vinutí nesmí být větší než 0,4 mm, aby se neuplatňoval skin efekt. Pro navinutí primárního vinutí bylo použito VF lanko $20 \times 0,2$ mm, pro sekundární vinutí lanko $480 \times 0,071$ mm. Nejdříve byla navinuta jedna vrstva primárního vinutí, poté celé sekundární vinutí a nakonec byl navinut zbytek primárního vinutí. Uložení sekundárního vinutí mezi dvě poloviny primárního vinutí se docílí lepší magnetické vazby mezi primárním a sekundárním vinutím.

Transformátor pomocného zdroje

Transformátor pomocného zdroje je nejkomplikovanější, protože má nejvíce vinutí. Nejprve byla vodičem o průměru 0,2 mm navinuta polovina primárního vinutí – 74 závitů. Následovalo 24 závitů prvního sekundárního vinutí lankem $7 \times 0,1$ mm, toto vedení má vyvedený střed. Druhé sekundární vinutí má 4 závity lankem $14 \times 0,1$ mm. Poté byla dovinuta druhá polovina primárního vinutí (74 závitů drátem o průměru 0,2 mm). Nakonec bylo navinuto 6 závitů pomocného vinutí.

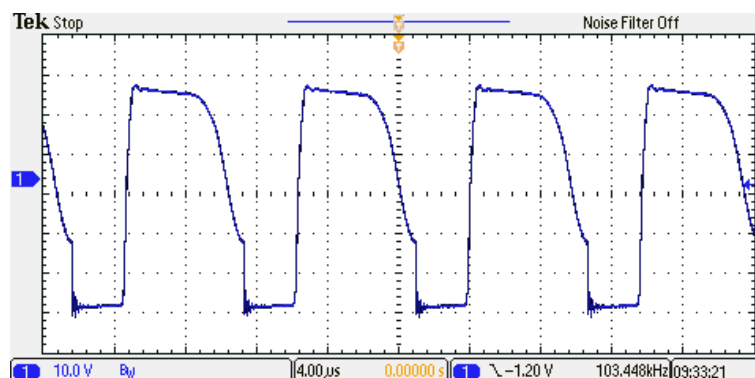
Vzduchová mezera je realizována nalepením jedné vrstvy kaptonové pásky mezi poloviny jádra. Kaptonová páska má tloušťku 0,045 mm, vzduchová mezera má celkem tedy 0,09 mm. Odchylka od vypočtené velikosti vzduchové mezery v kap. 4.8.2 ($l_v = 0,1$ mm) není na závadu, chybějící 0,01 mm vytvoří nerovnost dosedacích plošek jádra a případné nečistoty mezi nimi.

5.4 Oživení zdroje

Po navinutí transformátorů a tlumivky a sehnání všech dalších potřebných součástek následovalo osazení plošných spojů a postupné oživování celého spínaného zdroje.

Pomocný zdroj

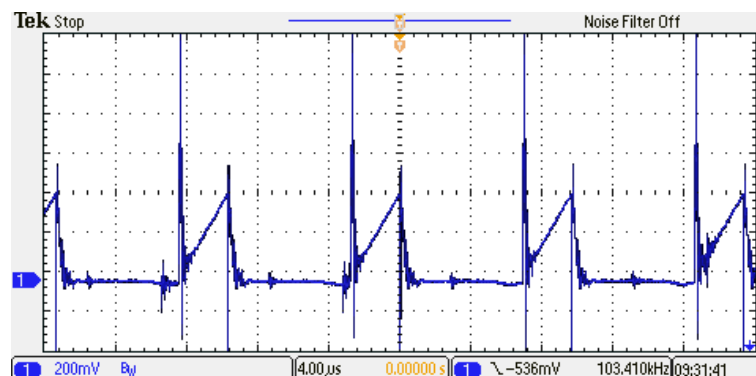
Jako první byla osazena část DPS, kde se nachází pomocný napájecí zdroj. Po osazení a připojení ke stejnosměrnému meziobvodu zdroj fungoval na první pokus, bylo pouze nutné přidat rezistor k zatížení 5 V výstupu, který je zatím nevyužitý, ale později bude použit pro napájení mikroprocesoru. Průběhy napětí a proudu jsou na Obr. 5.1 a Obr. 5.2.



Obr. 5.1: Průběh napětí na sekundárním vinutí pomocného napájecího zdroje

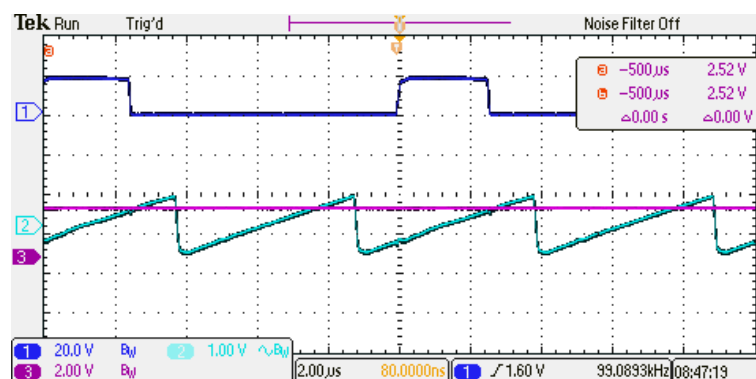
Budiče, PWM modulátor

Po osazení a oživení pomocného zdroje následovalo osazení a oživení PWM modulátoru a budičů. PWM modulátor fungoval také na první pokus bez jakýchkoli problémů, řídicí napětí bylo prozatím získáno z potenciometru zapojeného jako dělič napětí. Na Obr. 5.3 jsou zachyceny průběhy řídicího napětí (CH3, fialová), pilovitého napětí oscilátoru (CH2, světle modrá) a výsledného PWM signálu (CH1, tmavě



Obr. 5.2: Průběh primárního proudu transformátoru pomocného zdroje

modrá). Z Obr. 5.3 je také patrný princip PWM modulace, sestupná hrana výsledného PWM signálu je v každém druhém průsečíku řídicího napětí a pilovitého signálu oscilátoru (proč zrovna v místě každého druhého průsečíku je vysvětleno v kap. 4.9.1).

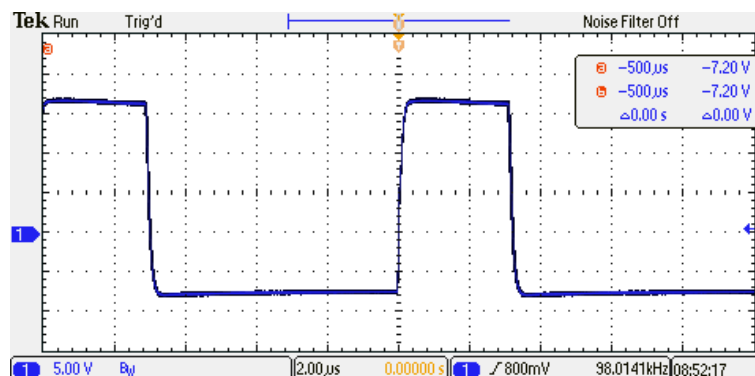


Obr. 5.3: Průběh primárního proudu pomocného napájecího zdroje

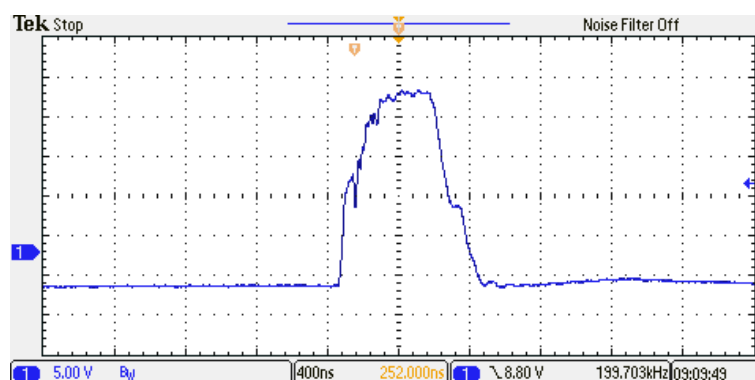
U budiče se ukázalo, že nedovede přenášet velmi malou střidu, protože rozptylová indukčnost budicího transformátoru brání dostatečně rychlému nabíjení kondenzátorů. Před vstup PWM modulátoru byl proto doplněn operační zesilovač zapojený jako komparátor, který při malém řídicím napětí vstup komparátoru uzemní, čímž tvorbu PWM zcela zakáže. Kvůli tomuto opatření nebude možné regulovat výstup zdroje od 0 V, ale od přibližně 6 V až do maxima. Do 6 V bude regulace fungovat sice také, ale špatně, protože bude vynechávat pulzy, čímž vzroste zvlnění napětí a proudu na výstupu.

Na Obr. 5.4 je zaznamenán průběh budicího napětí na hradle výkonového MOSFETu. Z obrázku je patrné, že budič tranzistoru funguje správně, tranzistor je zapínán napětím cca +15 V, vypínán napětím -8 V a hrany signálu jsou dostatečně

strmé. Na Obr. 5.5 je zachycen průběh budicího napětí na tranzistoru při minimální použitelné střídě. S dalším zmenšováním střidy dochází k poklesu budicího napětí, a tím k nedokonalému spínání a vypínání tranzistoru.



Obr. 5.4: Průběh budicího napětí na dolním tranzistoru



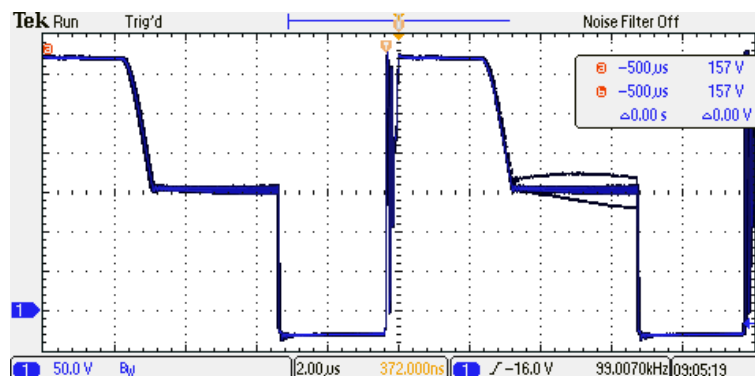
Obr. 5.5: Průběh budicího napětí na dolním tranzistoru při minimální střídě

Silová část

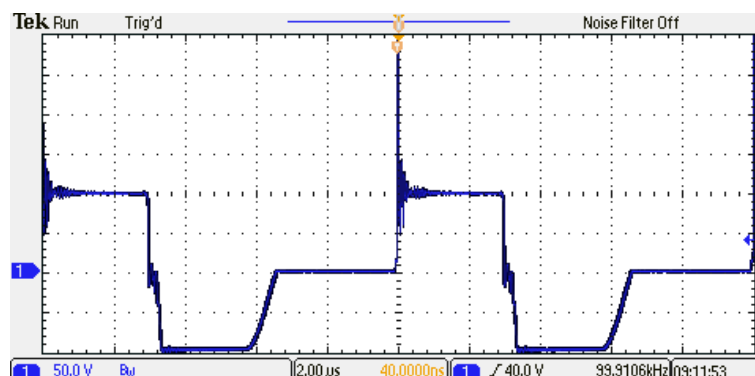
Před oživením silové části byl pomocný zdroj připojen na vlastní usměrňovač a usměrňovač hlavního zdroje byl připojen na regulační autotransformátor, aby bylo možné regulovat velikost napětí v meziobvodu. Zdroj byl nejprve zapnut s malým napětím v meziobvodu a bez připojené zátěže, byly zkontrolovány průběhy napětí na tranzistorech, primární a sekundární straně transformátoru a na diodách. Poté byla připojena zátěž a napětí v meziobvodu bylo postupně zvyšováno až na normální provozní hodnotu 310 V. Během toho byly stále kontrolovány důležité průběhy.

Při plném napětí meziobvodu a zatíženém výstupu zdroje (20 V, 5 A) byly zachyceny průběhy na Obr. 5.6, 5.7 a 5.8. Na sekundárním vinutí transformátoru (a tím

i na sekundární nulové diodě) vzniká velký napěťový překmit. Sekundární nulová dioda má naštěstí závěrné napětí 600 V, takže by jí tento překmit neměl uškodit. Pokud by bylo její závěrné napětí nižší, bylo by tento překmit nutné tlumit.



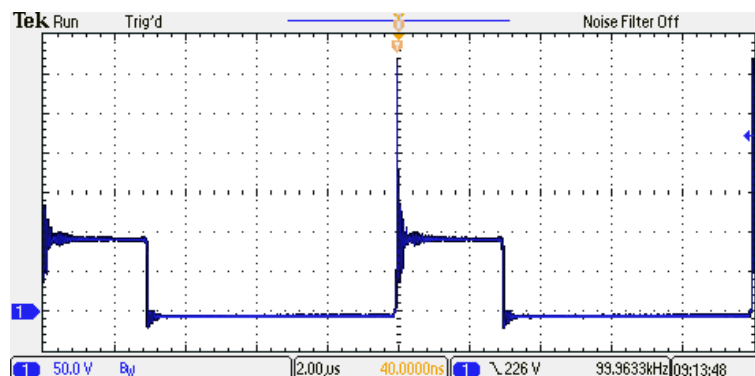
Obr. 5.6: Průběh napětí na tranzistoru při zatížení



Obr. 5.7: Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru při zatížení

Řízení, PI regulátory

Poslední částí oživení zdroje bylo oživení řízení a nastavení PI regulátorů proudu a napětí. Postup nastavení PI regulátorů je následující: do zpětné vazby regulátoru se připojí pouze odpor, který se postupně zvyšuje (tím roste proporcionální zesílení). Odpor se zvyšuje tak dlouho, dokud regulátor nezačne kmitat. Nakonec se odpor o 20 – 30 % zmenší, a tím je nastavení P-složky dokončeno. Dále se do zpětné vazby do série s odporem přidá kondenzátor, který se postupně zmenšuje, čímž roste I-složka zesílení regulátoru. Kondenzátor se opět zmenšuje tak dlouho, než začne regulátor kmitat. Poté se hodnota kondenzátoru zvýší o 20 – 30 %, a tím je nastavení celého regulátoru hotové.



Obr. 5.8: Průběh napětí na sekundárním nulové diodě při zatížení

Podle výše popsaného postupu byl nejprve nastaven regulátor proudu. Ve schématu v příloze C.1 byly měněny hodnoty rezistoru R86 a kondenzátoru C90. Společně s tím bylo nutné nastavit filtrování signálu snímaného proudu (kondenzátory C91 a C92). Poté byl nastaven regulátor napětí – rezistor R77 a kondenzátor C87. Hodnoty výše uvedených součástek jsou:

- R86 = 22 k Ω
- C90 = 1 μ F
- C91 = 10 nF
- C91 = 100 pF
- R86 = 820 k Ω
- C90 = 3,3 nF

Během nastavování regulátorů se velmi výrazně projevovalo rušení od silové části zdroje. Z tohoto důvodu bylo upraveno schéma řízení a zcela předělán motiv jeho plošného spoje. Tato nová, upravená verze je uvedena v příloze C. Byl doplněn komparátor pro hlídání minimální střídy a k řízení byl přesunut PWM modulátor.

Hlavní deska zdroje byla také upravena – PWM modulátor byl přesunut k řízení, na desce bylo připraveno místo pro osazení jednoho OZ, který bude zesilovat signál z bočníku snímajícího proud. Zesilovač umístěný těsně vedle bočníku by měl zajistit lepší zesílení signálu. Společně se signálem se nebude zesilovat i rušení, které by se jinak naindukovalo na cestě mezi hlavním plošným spojem a deskou řízení.

6 ZÁVĚR

Tato bakalářská práce se zabývala návrhem, realizací a měřením síťového spínaného zdroje, který bude sloužit jako laboratorní přípravek ve výuce. Zdroj je zapojen jako jednočinný propustný měnič s LC filtrem na výstupu, propustný měnič je napájen z dvoupulsního diodového usměrňovače se sběracím kondenzátorem. Zdroj je napájen z jednofázové sítě 230 V/50 Hz, výstupní napětí je regulovatelné v rozsahu 0 – 32 V. Zdroj je schopen dodat proud až 10 A a jeho výstup má plynule nastavitelné proudové omezení.

Nejprve byly navrženy jednotlivé funkční celky zdroje:

- LC filtr
- Impulsní transformátor
- Síťový napáječ
- Chlazení polovodičových součástek
- Budič výkonových tranzistorů
- Pomocný napájecí zdroj
- PWM modulátor
- Zpětnovazební řízení zdroje

Před dokončením návrhu celého zdroje byl navržen a odladěn pomocný napájecí zdroj na samostatném plošném spoji. Tento postup se ukázal jako velice vhodný, protože během ožívání pomocného zdroje se objevilo značné množství problémů a až několikátá verze pomocného zdroje fungovala správně.

Následoval návrh plošného spoje pro celý zdroj, součástí tohoto plošného spoje se stal již dříve odladěný pomocný napájecí zdroj. Po výrobě a osazení plošného spoje byl zdroj postupně oživen. V silové části zdroje se během ožívání neobjevily žádné vážnější nedostatky, pomocný zdroj také fungoval správně, protože byl odladěn předem. V ostatních částech zdroje se objevovaly hlavně problémy způsobené rušením od silové části.

Toto rušení se negativně projevovalo zejména při nastavování regulátorů napětí a proudu. Regulátory mají proto nastavené menší zesílení, než by mít mohly, čímž je přesnost a rychlost regulace snížena. Při výstupních proudech nad cca 6 A se stává regulace velmi nepřesnou až nefunkční, příčinou je pravděpodobně rušení od silové části zdroje.

Druhou problémovou částí zdroje se ukázaly být budiče, které nedokáží přenést příliš malou střidu. Důvodem je rozptylová indukčnost budicího transformátoru, která při malé střídě zabraňuje plnému nabíjení kondenzátorů na sekundární straně budiče. Hrozí proto nedokonalé spínání výkonových MOS-FET tranzistorů, tím jejich přehřátí a zničení. Pro ochranu výkonových tranzistorů byl před vstup PWM

modulátoru doplněn komparátor, který tvorbu PWM zcela zakáže v případě, že by její střída měla být příliš malá. Tato úprava způsobuje, že regulace zdroje funguje správně až od výstupního napětí přibližně 5 V. Nižší napětí na výstupu lze sice také nastavit, ale jeho zvlnění je vyšší než při výstupním napětí nad 5 V.

Při výstupu zdroje naprázdno nebo pouze s malou zátěží začíná tlumivka LC filtru pracovat v režimu přerušovaného proudu. Hranice přerušovaného proudu je přibližně 1 A. Pokud proud zátěže klesne pod tuto hodnotu, regulace zdroje přestává správně fungovat a na výstupu zdroje se může objevit vyšší napětí, než které je nastavené.

Výše uvedené nedostatky se týkají různých mezních stavů zdroje. V rozsahu napětí 5 – 32 V a výstupního proudu 1 – 6 A, kde se tyto nedostatky neprojevují, zdroj funguje správně a může dobře sloužit jako laboratorní přípravek. Pokud by zdroj měl sloužit jako nabíječka akumulátorů či laboratorní zdroj, bylo by nutné uvedené nedostatky odstranit.

Problém s přenosem malé střídý by se dal potlačit použitím budicího transformátoru s toroidním jádrem a menším počtem závitů (tím by se snížila parazitní rozptylová indukčnost, která brání rychlému nabíjení kondenzátorů). Pokud by toto řešení nestačilo, bylo by nutné navrhnout a sestavit jiný budič. Pokud bude zdroj fungovat i při velmi malé střídě a výstup zdroje se alespoň trochu zatíží, regulace by měla zajistit správné výstupní napětí i v režimu přerušovaného proudu. Potom už by zbývalo jenom najít a odstranit příčinu nefunkčnosti řízení při proudech vyšších než 6 A.

Zdroj by bylo možné doplnit mikroprocesorem a displejem, což by umožňovalo orientační měření výstupního napětí a proudu a také jejich pohodlnější nastavování. Přehráním programu mikroprocesoru by bylo možné zdroj jednoduše přeměnit na nabíječku akumulátorů či zdroj přeprogramovat pro nějaké specifické využití.

LITERATURA

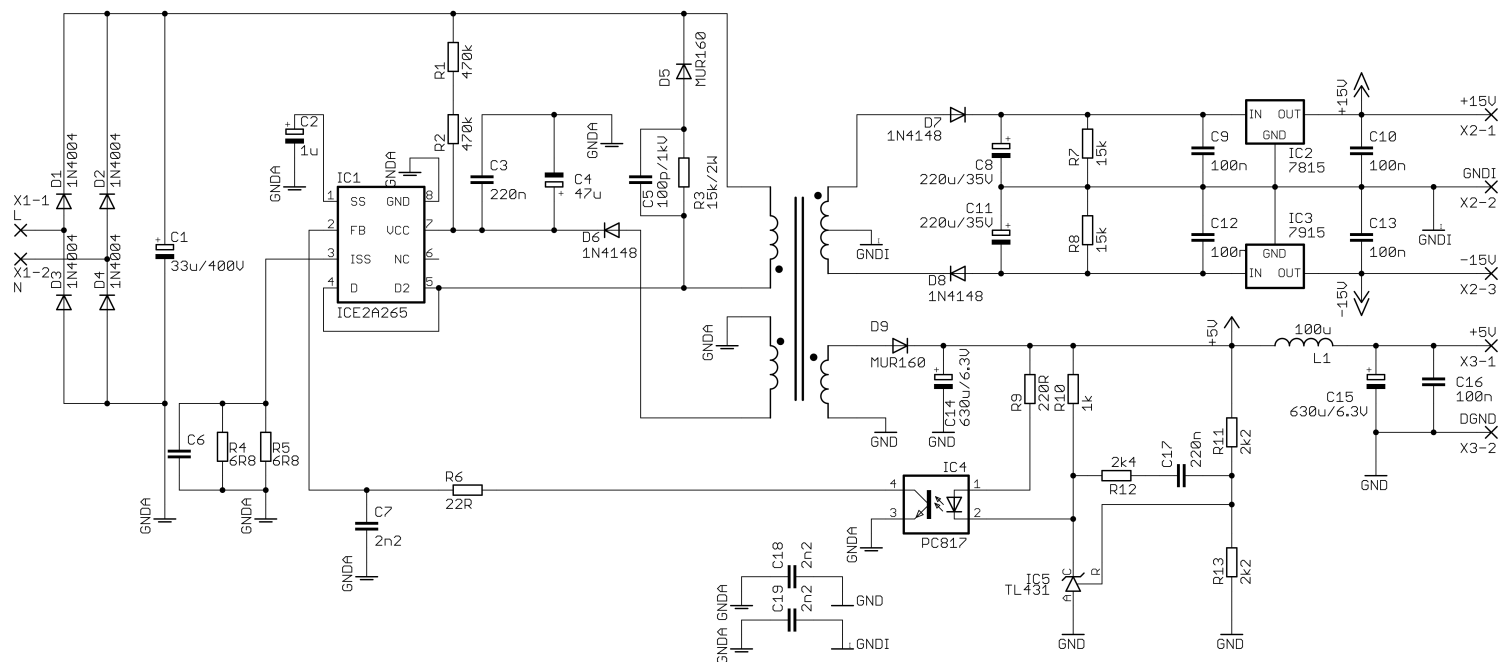
- [1] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. I. Tepelné jevy a činný výkon* [elektronické skriptum]. Brno: VUT, FEKT, 2005.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Prezentace k předmětu BVEL, 1. část*
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUT, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. II. Měniče bez vf. impulsního transformátoru* [elektronické skriptum]. Brno: VUT, FEKT, 2005.
- [5] FERROXCUBE. *Soft Ferites and Accessories Data Handbook 2013* [online]. 2013 [cit. 20. 10. 2015]. Dostupné z URL: <http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/FXC_HB2013.pdf>.
- [6] ST MICROELECTRONICS. *STB10NK60Z, STP10NK60Z, STP10NK60ZFP, STW10NK60Z: N-channel 600 V, 0.65 Ω typ., 10 A SuperMESHTM Power MOSFET* [online]. 2012 [cit. 15. 10. 2015]. Dostupné z URL: <<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00002815.pdf>>.
- [7] *Výpočty chlazení elektronických součástí* [online]. [cit. 7. 12. 2015]. Dostupné z URL: <<http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>>.
- [8] FOLPRECHT, M. *Síťový spínaný zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 57 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [9] ON SEMICONDUCTOR. *MUR1510 ... SUR81560G – Switch-mode Power Rectifiers* [online]. [cit. 9. 12. 2015]. Dostupné z URL: <<http://www.tme.eu/cz/Document/33dd165e38f8ae84c8fa10e90371afee/MUR1560G.PDF>>.
- [10] VOREL, Pavel, PROCHÁZKA, Petr. *Řídicí členy v elektrických pohonech*. [elektronické skriptum]. Brno: VUT, FEKT, 2009.
- [11] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *ICE2A0560/165/265/365 ... ICE2A380P2 – Off-line SMPS Current Mode Controller with integrated 650V / 800V CoolMOSTM* [online]. [cit. 25. 4. 2016]. Dostupné z URL: <<http://www.infineon.com/dgdl?folderId=db3a304412b407950112b4182a3d24f8&fileId=db3a304412b407950112b418cbe626ac>>.

- [12] LUO, Junyang, YEW, Ming Lik, JEOH, Meng Kiat *Multioutput 30W Evaluation Board for DVD SMPS with ICE2A265* [online]. [cit. 25. 4. 2016]. Dostupné z URL: <<http://www.infineon.com/dgdl/AN-EVALMF2-ICE2A265-1.pdf?fileId=db3a304412b407950112b418b5442684>>.
- [13] ST MICROELECTRONICS. *SG3525A SG 2525A Regulating Pulse Width Modulators* [online]. 2000 [cit. 26. 4. 2016]. Dostupné z URL: <<http://www2.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/c0/12/98/4a/3b/1a/4b/8b/CD00000958.pdf/files/CD00000958.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000958.pdf>>.

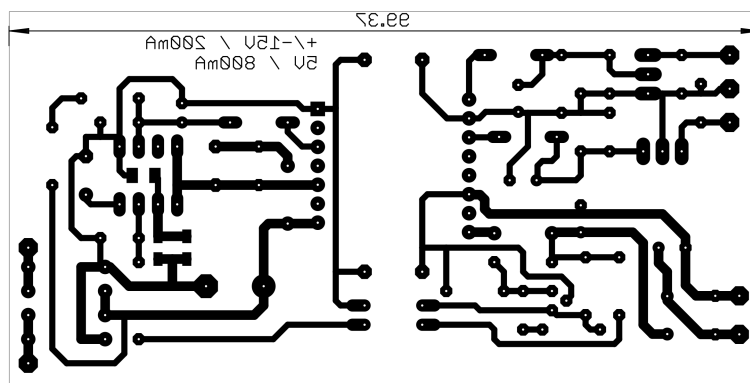
SEZNAM PŘÍLOH

A	Pomocný napájecí zdroj	65
B	Silová část, budiče	67
C	Řízení	70
D	Obsah přiloženého CD	73

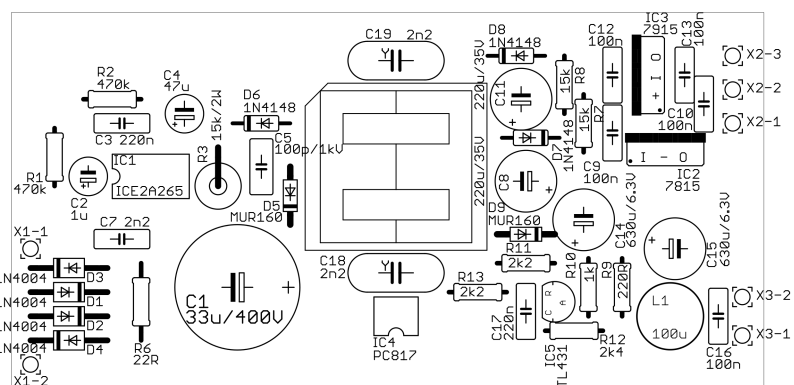
९५



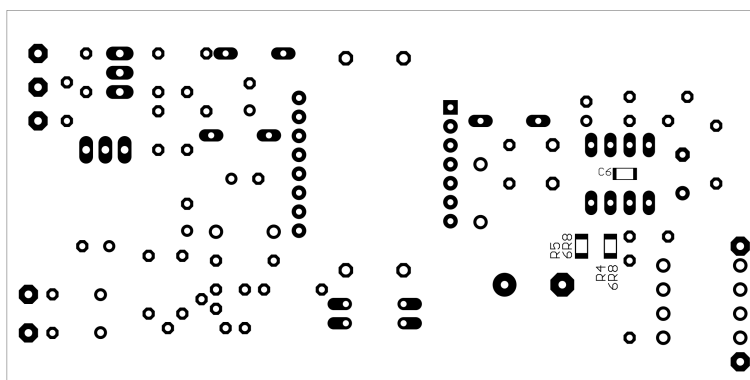
Obr. A.1: Schéma zapojení pomocného napájecího zdroje



Obr. A.2: Obrazec plošného spoje pomocného napájecího zdroje

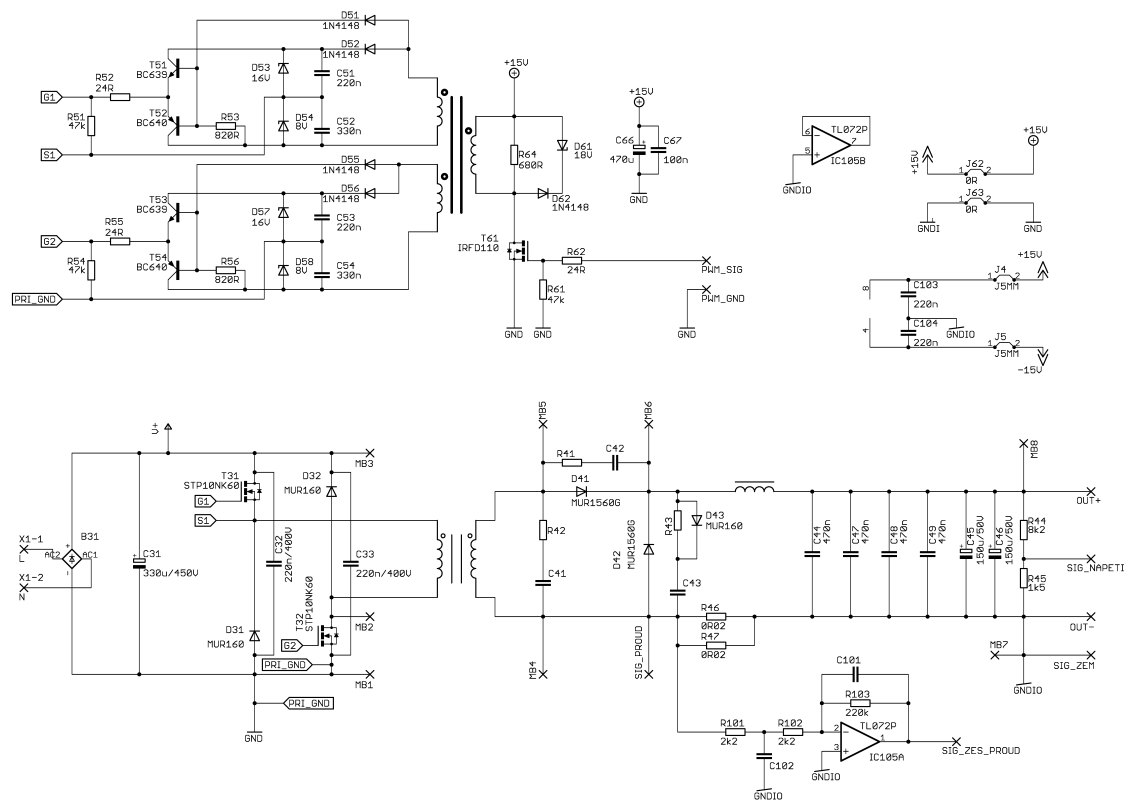


Obr. A.3: Rozmístění součástek (vrchní strana) pomocného napájecího zdroje

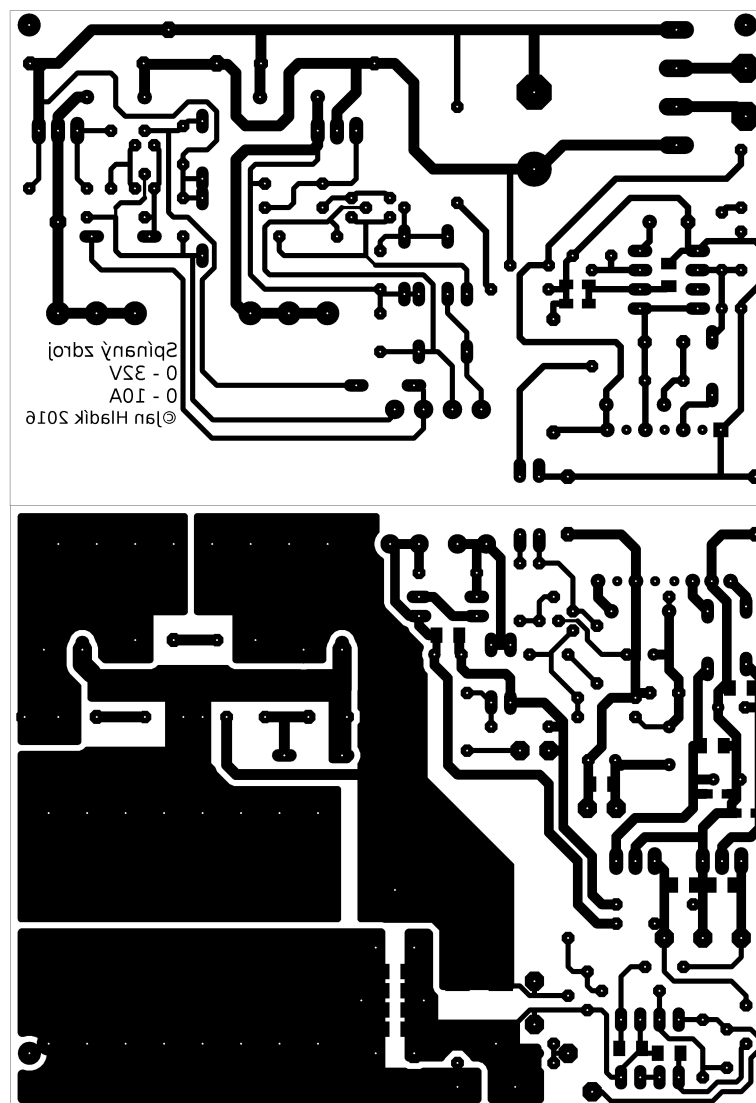


Obr. A.4: Rozmístění součástek (spodní strana) pomocného napájecího zdroje

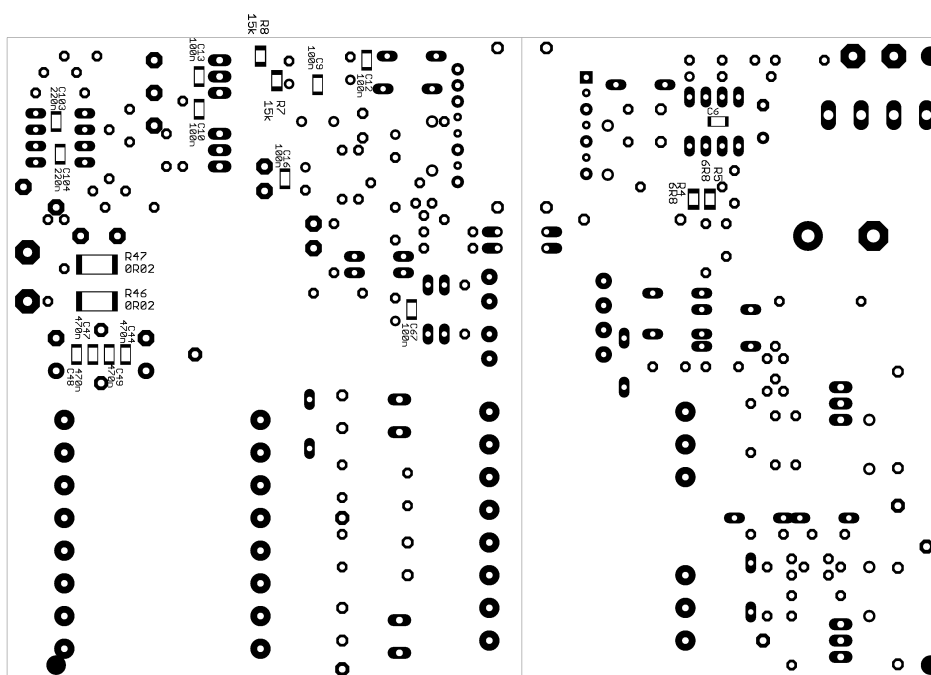
B SILOVÁ ČÁST, BUDIČE



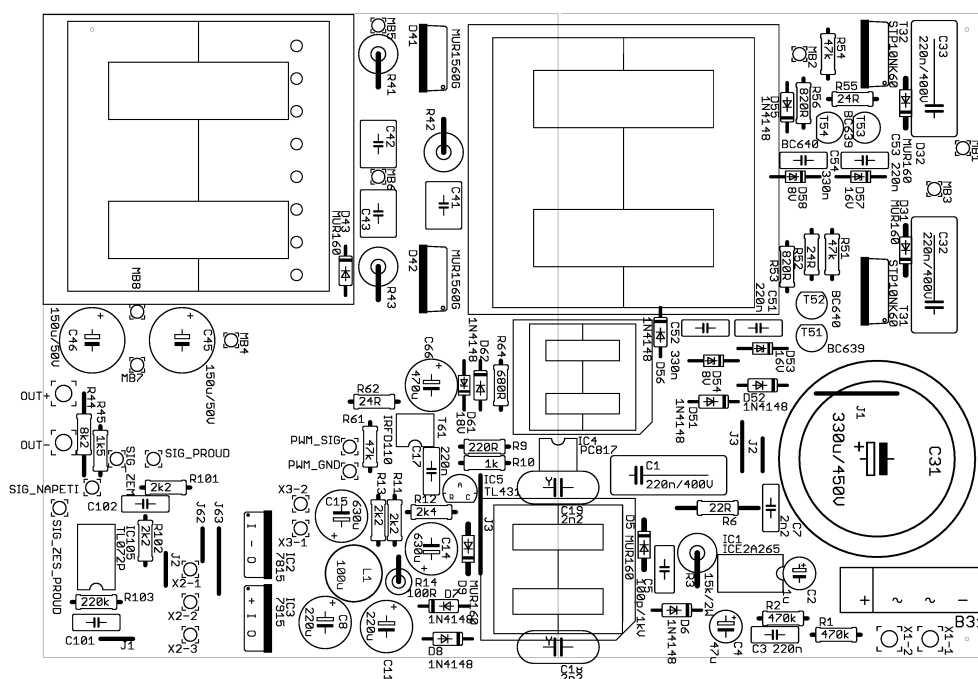
Obr. B.1: Schéma zapojení silové části zdroje a budičů



Obr. B.2: Obrazec plošného spoje silové části zdroje, budičů a pomocného zdroje



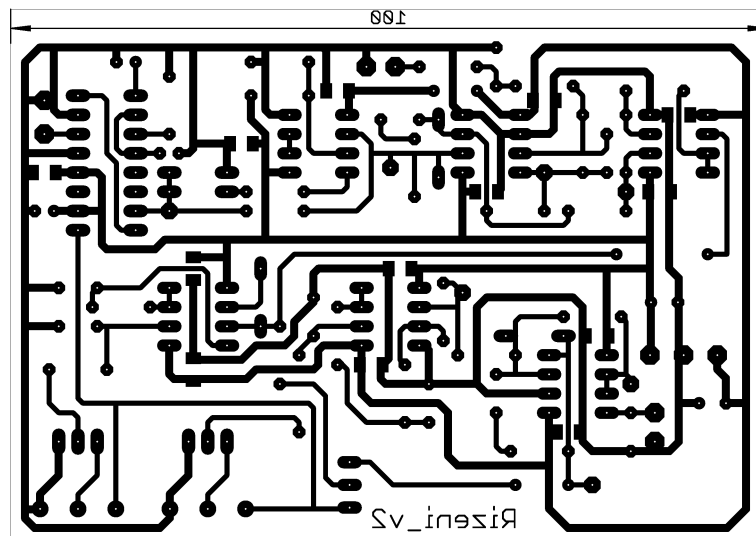
Obr. B.3: Rozmístění součástek (spodní strana) silové části zdroje, budičů a pomocného zdroje



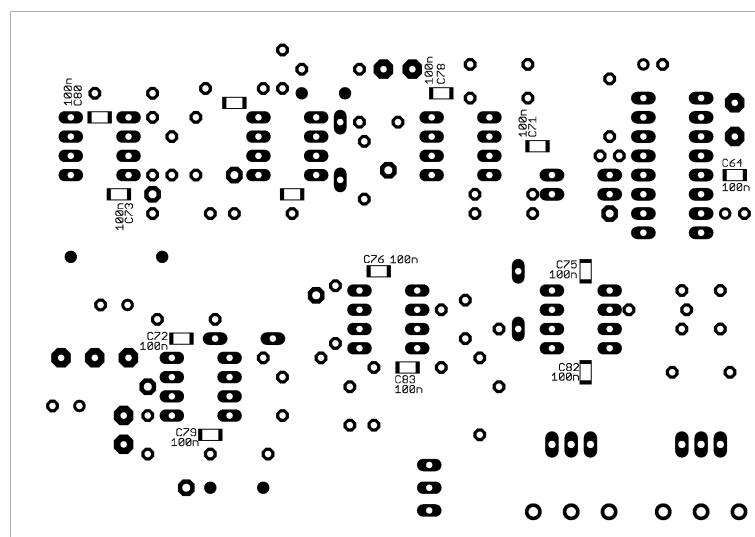
Obr. B.4: Rozmístění součástek (vrchní strana) silové části zdroje, budičů a pomocného zdroje

70

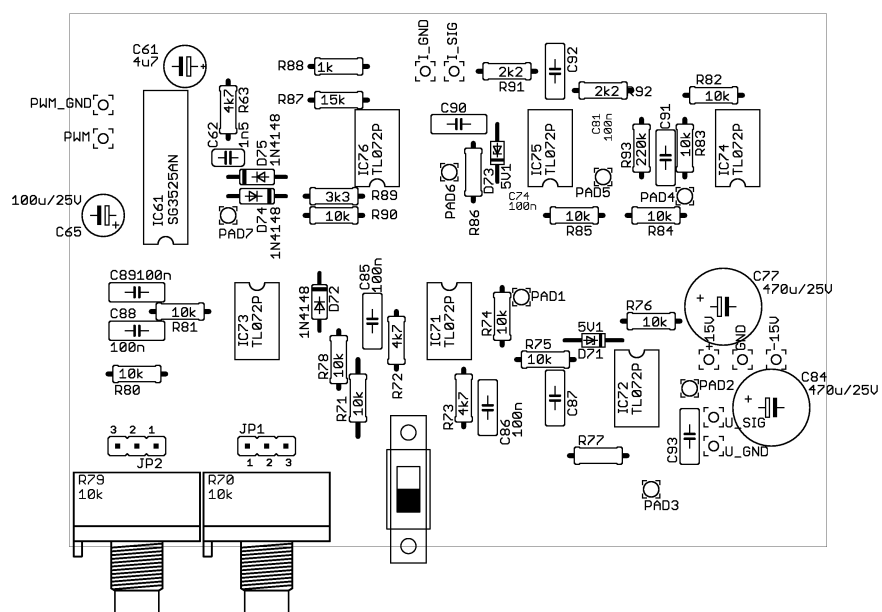




Obr. C.2: Obrazec plošného spoje řízení zdroje



Obr. C.3: Rozmístění součástek (spodní strana) řízení zdroje



Obr. C.4: Rozmístění součástek (vrchní strana) řízení zdroje

D OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

Přímo v kořenovém adresáři je vložen .pdf soubor s elektronickou verzí této práce. Dále se na CD nachází několik adresářů. První dva adresáře – zdroj_stara_verze a zdroj_nova_verze – obsahují soubory vytvořené v programu CadSoft EAGLE 7.5 Light. Adresář zdroj_stara_verze obsahuje původní soubory schémat a motivů plošných spojů, na kterých byl zdroj postaven poprvé. Při osazování a následném ožívování se objevily určité nedostatky v návrhu (malé pájecí plošky součástek, úzké vodivé spoje, nevhodně umístěný PWM modulátor). Tyto nedostatky byly odstraněny v další verzi návrhu, která je uložena v adresáři zdroj_nova_verze.

Další tři adresáře – pomocny_zdroj, rizeni a silovka+budice – obsahují .pdf a .ps soubory s příslušnou částí – vždy schéma, motiv DPS a plán rozmístění součástek na plošném spoji. Soubory končící textem _tisk obsahují vždy dvě kopie motivu DPS nad sebou, aby bylo možné jednoduše motiv vytisknout na průsvitku, tu rozstříhnout a slepit přes sebe. Nedojde potom k prosvícení motivu a podleptání částí mědi, které mají na DPS zůstat.

Soubory z adresářů pomocny_zdroj, rizeni a silovka+budice pocházejí všechny již z upravené verze návrhu, která je v adresáři zdroj_nova_verze. Kvůli použití Light verze programu CadSoft EAGLE nebylo možné umístit všechny součástky na jeden plošný spoj (Light verze umožňuje tvorbu DPS o rozměrech max. 10 × 8 cm). Plošný spoj byl proto navržen jako dvě samostatné desky, které jsou uloženy v souborech primar_final.brd a sekundar_final.brd, obrazce jejich spojů byly z návrhového programu EAGLE vyexportovány samostatně, a poté k sobě složeny v grafickém editoru. Řídicí obvody jsou umístěny na samostatné desce rizeni.brd.

Soubory pomocny_zdroj.brd a pomocny_zdroj.sch a složka pomocny_zdroj obsahují schéma a DPS prototypu pomocného napájecího zdroje. Konečná verze pomocného napájecího zdroje je obsažena přímo v plošném spoji silovka+budice a není ji tedy potřeba stavět zvlášť. Jedná se o samostatně fungující celek, který může po doplnění vstupním EMI filtrem sloužit jako napájecí zdroj i pro úplně jiné konstrukce.