



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

**Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektroniky**

Návrh spínaného napájecího zdroje pro průmyslové aplikace

Design of a switched-mode power supply for industrial applications

Diplomová práce

Studijní program: Komunikace, Multimédia, Elektronika (magisterský)

Studijní obor: Elektronika

Vedoucí práce: Ing. Adam Bouřa, Ph.D.

Mikhail Goncharov

Praha 2015

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. G O N C H A R O V Mikhail**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Elektronika

Název tématu: **Návrh spínaného napájecího zdroje pro průmyslové aplikace**

Pokyny pro vypracování:

1. Proveďte rešerši a seznamte se s problematikou spínaných napájecích zdrojů pro účely aplikací v náročných provozních podmínkách.
2. Na základě získaných poznatků zvolte vhodné technické řešení, navrhnete a realizujte spínaný zdroj, který bude splňovat následující požadavky: monitor startovacího napětí, implementována možnost externího vypnutí zdroje, korektní funkce zdroje s proměnlivou či impulsní zátěží, pomalý náběh napětí, proti zkratová ochrana, ochrana funkce zdroje proti rušení v síti a rušení interními součástkami, aplikovatelnost zdroje v širokém teplotním rozsahu $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ na povrchu pouzdra zdroje, možnost nastavení výstupního napětí zdroje v rozsahu $\pm 10\%$ vůči základní hodnotě, a to pomocí externího napětí či odporů.
3. Sestavte testovací pracoviště, proveďte měření a kriticky zhodnoťte dosažené parametry vašeho řešení. Na základě výsledků testování případně navrhnete další možná vylepšení.

Seznam odborné literatury:

- [1] KREJČÍŘÍK, A.: Napájecí zdroje I: Základní zapojení analogových a spínaných napájecích zdrojů. 1. vyd. Praha: BEN, 1996, 341 s. ISBN 80-860-5602-3.
- [2] Billings K., Morey T.: Switchmode powersupply handbook, McGraw-Hill, 2011 ISBN 978-0-07-163971
- [3] Lenk R.: Practical design of power supplies, IEEE press, 2005 ISBN-13 978-0-471-75045-1
- [4] Vedral, J., Fischer, J.: Elektronické obvody pro měřicí techniku, Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004, ISBN 80-01-02966-2

Vedoucí: **Ing. Adam Bouřa, Ph.D.**

Platnost zadání: 31. 8. 2016



prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 9. 2. 2015

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci s názvem „Návrh spínaného napájecího zdroje pro průmyslové aplikace“ vypracoval samostatně a použil jen pramenů, které cituji a uvádím v příloženém soupisu literatury. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé bakalářské práce nebo její části se souhlasem katedry.

V Praze dne 11.5.2015

.....

Mikhail Goncharov

Poděkování

Děkuji Ing. Adamu Bouřovi, Ph.D., vedoucímu mé diplomové práce, za vstřícnou komunikaci, přístup, cenné rady a doporučení. Dále bych rád poděkoval svému otci, Alexandru Goncharovi, odborníkovi v oboru spínaných zdrojů, za velice užitečné lekce a konzultace a nakonec bych rád poděkoval celkově své rodině a přítelkyni za podporu během psaní diplomové práce.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá problematikou návrhu izolovaných spínaných napájecích zdrojů pro účely aplikací v náročných provozních podmínkách. Pro realizaci zdroje byla vybrána izolovaná topologie flyback a kontrolér LT3758 a byly rozebrány detaily jednotlivých částí topologie, jako jsou vstupní a výstupní výkonové části, zpětnovazební obvod, obvod PWM bloku a obvod protizkratové ochrany. Byl vysvětlen význam a odlišnost funkce RC, pomalého a rychlého DRC článků v řešení ochrany interních součástek proti napěťovému průrazu v důsledku parazitních vlastností transformátoru. Byla uvedena zpětná vazba založená na napěťovém regulátoru TL431. Dále byla ukázána efektivita použití tranzistorů zapojených dle struktury tyristoru pro ochranu proti zkratu výstupu zdroje. Bohužel se nepodařilo dosáhnout všech původně zamýšlených parametrů zdroje, avšak přínosem práce jsou právě sepsané poznatky získané v průběhu řešení problematiky diplomové práce.

Klíčová slova:

topologie izolovaných spínaných DC/DC zdrojů, flyback měnič, forward měnič, parazitní vlastnosti transformátoru, rozptylová indukčnost, RC článek, DRC článek, protizkratová ochrana, LT3758, zpětná vazba, TL431

Abstract

The thesis deals with the design of isolated switch mode power supplies for applications in harsh operating conditions. To create a supply an isolated flyback topology and LT3748 controller were chosen and details of individual parts of topology were discussed, such as input and output power section, feedback circuit, PWM block circuit and shortcircuit protection circuit. A purpose and difference of functions of RC, slow and fast DRC networks were explained in solutions to protect internal components from voltage breakdown due to parasitic features of transformer. A feedback based on using voltage regulator TL431 was introduced. There was also shown the effectiveness of using transistors connected as a thyristor structure in order to protect the output of power supply from shortcircuit. Unfortunately not all originally planned supply parameters were achieved, however the benefit of thesis is drafter knowledge gained during solving thesis problems.

Index terms:

topology of isolated switch mode DC/DC power supplies, flyback converter, forward converter, parasitic transformer features, leakage inductance, RC network, DRC network, shortcircuit protection, LT3758, feedback, TL431

Obsah

1 Úvod	7
2 Cíle práce	9
3 Topologie spínaných napájecích zdrojů.....	10
3.1 Základní topologie izolovaných DC/DC zdrojů	10
3.1.1 Akumulující měnič (flyback)	11
3.1.2 Propustný měnič (forward).....	13
3.1.3 Porovnání topologií forward a flyback měničů.....	15
3.1.4 Parazitní parametry transformátoru	17
4 Návrh měniče	19
4.1 Blokové schéma.....	19
5 Realizace zdroje	22
5.1 Schematický rozbor.....	22
5.1.1 Vstupní výkonová část	22
5.1.2 Výstupní výkonová část	27
5.1.3 Zpětnovazební obvod	28
5.1.4 Obvod PWM kontroléru.....	30
Účinek protizkratové ochrany	33
5.2 Umístění součástek při návrhu DPS měniče.....	35
5.2.1 Výkonové smyčky	35
5.2.2 Funkce bloku PWM.....	36
5.2.3 Transformátor	36
6 Testování zdroje a dosažené výsledky	37
6.1 Sestavení měřicího pracoviště.....	37
6.2 Naměřené parametry	38
7 Závěr	40
Příloha A: jednotlivé vrstvy a vinutí použitého planárního transformátoru.....	i
Příloha B: DPS a schéma makety měniče druhé generace.....	ii
Příloha C: DPS makety zdroje první generace	v

Seznam použitých zkratk a symbolů

DC/DC		vztaženo ke zdroji, na jehož vstupu a výstupu jsou stejnosměrná napětí
DPS		deska plošných spojů
PWM		z ang. pulse width modulation - řízení šířkou signálu
měnič		viz modul
modul		stejný význam jako zdroj či měnič
zdroj		viz modul
koef.		koeficient
kond.		kondenzátor
max.		maximální
tranz.		tranzistor
vst.		vstupní
výst.		výstupní
C	(F)	elektrická kapacita, jednotka farad
γ	(-)	střída spínání
I	(A)	elektrický proud, jednotka ampér
L	(H)	elektrická indukčnost, jednotka henry
P	(W)	elektrický výkon, jednotka watt
p	(-)	koef. převodu transformátoru
R	(Ω)	elektrický odpor, jednotka ohm
TON	(s)	doba, při níž je spínač otevřen
TOFF	(s)	doba, při níž je spínač zavřen

1 Úvod

V současnosti jsou spínané napájecí zdroje široce využívány v množství průmyslových odvětví, kde je potřeba velké účinnosti a minimalizace tepelných ztrát. Často je nutná instalace zdroje, který je schopen pracovat při různých nepříznivých podmínkách: vysoká kladná či záporná teplota prostředí, vlhkost, problematický odvod tepla, omezený prostor pro umístění zdroje či potřeba galvanického oddělení vstupu a výstupu zdroje.

Na světovém trhu je velké množství firem specializujících se na výrobu nízkoprofilových, kompaktních izolovaných DC/DC spínaných zdrojů (tzv. DC/DC modulů či měničů). Vzhledem k cílovým parametrům navrhovaného spínaného zdroje jsou zde pro porovnání uvedeny některé výrobky světově známých firem (viz tab. 1).

Společnost		Gaia Converter	Meanwell	Traco Power	Tesla Electric s.r.o.
Název produktu		MGDI-35 [1]	SKM30 [2]	TEN30WI [3]	TESD30 [4]
Široká vst. napájecí síť 18 - 72 V					
Přechodné vst. napětí	(VDC / s)	80 / 0.1		100 / 0.1	84 / 1
Max. výst. výkon	P (W)	35	30	30	30
Max. měrný výkon	(W / dm ³)	934	1697	1426	1548
Výst. napětí	U (V)	5	5	5	5
Zvlnění výst. napětí	U (mVpp)	100	90	75	100
Výst. proud	I [A]	7	10	6	6
Teplotní rozsah práce	T [°C]	-40 až +95	-40 až +75	-40 až +85	-60 až +120
Účinnost	η (%)	84	88,5	88	81
Rozměry	(mm x mm x mm)	48 x 73 x 10,7	25,4 x 50,8 x 13,7	40,6 x 50,8 x 10,2	33,2 x 57,5 x 10,15

Tab. 1: seznam DC/DC modulů různých firem. Rozměry se uvádí ve formátu šířka krát délka krát výška. Zelená barva odpovídá splnění požadavků, růžová - nesplnění, modrá - údaj nenalezen.

Diplomová práce se zabývá problematikou návrhu DC/DC spínaného zdroje, jehož výslednou aplikací by bylo využití při již popsáných podmínkách. V cílech práce jsou popsány cílové parametry navrhovaného zdroje včetně dílčího cíle. V teoretické části (třetí kapitola) jsou uvedeny topologie izolovaných měničů, konkrétně flyback a forward topologie. Topologie jsou porovnány

mezi sebou a uvedeny jejich výhody a nevýhody. Dále jsou popsány parazitní vlastnosti transformátoru při užití ve spínaných zdrojích. Poté jsou v kapitole Návrh měniče rozebrány funkce navrhovaného flyback zdroje z hlediska funkčních bloků. Následuje realizace měniče a důkladnější popis schématu zdroje a diskuze umístění součástek na DPS modulu. Nakonec jsou ukázány naměřené parametry a vlastnosti vytvořené makety zdroje.

2 Cíle práce

Prvním cílem práce je seznámit se s problematikou spínaných napájecích zdrojů vhodných pro užití v náročných provozních podmínkách a na základě získaných poznatků navrhnout a realizovat izolovaný DC/DC spínaný napájecí zdroj splňující následující požadavky.

Ve funkci zdroje by měly být realizovány speciální funkce: monitor startovacího napětí, pomalý náběh výstupního napětí (soft start), možnost externího vypnutí zdroje, korektní funkce zdroje s proměnlivou či impulsní zátěží, protizkratová ochrana, ochrana funkce zdroje proti rušení v síti a rušení interními součástkami, aplikovatelnost zdroje při teplotě prostředí v širokém rozsahu $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ a možnost korekce stabilizovaného výstupního napětí zdroje v rozsahu $\pm 10\%$ vůči základní hodnotě, a to pomocí externího napětí či odporů.

Dílčím cílem je získání hlubších zkušeností s detaily návrhu spínaného izolovaného DC/DC měniče, sepsání užitečných poznatků v této diplomové práci a vytvoření znalostní základny autora pro budoucí rozvoj ve sféře spínaných zdrojů.

3 Topologie spínaných napájecích zdrojů

Existuje velké množství variací základních topologií spínaných napájecích zdrojů. Společným principem všech topologií DC/DC modulů je prepínací část, která transformuje stejnosměrné napětí na impulsy s vysokou frekvencí, které jsou dále odfiltrovány a vyhlazeny, aby mohl vzniknout stejnosměrný výstup. Topologie spínaných napájecích zdrojů se zakládají na kombinaci transformátoru, cívek, kondenzátorů a výkonných polovodičů, jako jsou bipolární nebo MOSFET tranzistory a výkonové usměrňovací diody [5].

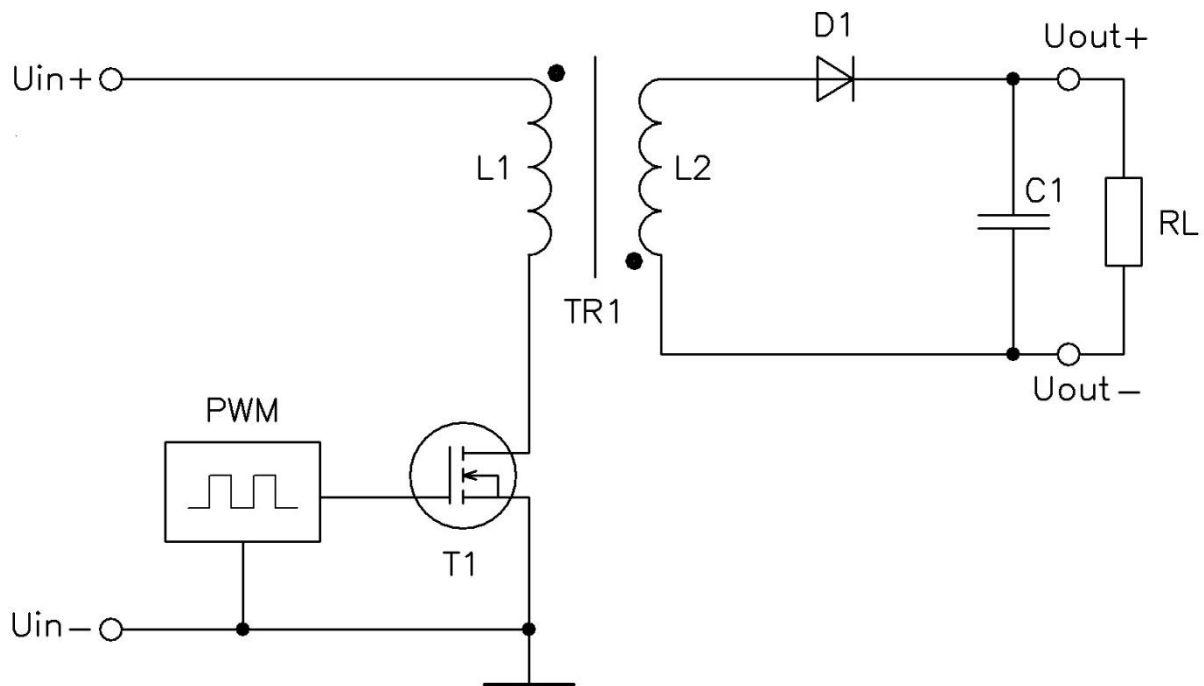
Mezi základní topologie neizolovaných spínaných napájecích zdrojů patří zvyšující regulátor (tzv. boost nebo step-up), snižující regulátor (tzv. buck nebo step-down) a invertující měnič (tzv. buck-boost). Neizolované spínané zdroje však mají omezené využití: obsahují jen jeden výstup, výstupní rozsah je omezen vstupním napětím a střídou spínání. Přidáním transformátoru se tato omezení ruší. Vzniká galvanické oddělení, které je nutností ve většině průmyslových aplikací. Podle poměru převodu transformátoru se tak dá získat výstupní napětí značně odlišné od vstupního napětí. Dosáhnout několika výstupních kanálů izolovaného zdroje lze jednoduše pomocí přidání dalšího sekundárního vinutí. Mezi nevýhody izolovaných měničů patří dodatečná velikost, hmotnost transformátoru a jeho ztráty [5].

3.1 Základní topologie izolovaných DC/DC zdrojů

Mezi základní topologie izolovaných DC/DC modulů náleží propustný měnič (tzv. forward), akumulující měnič (tzv. flyback), měnič typu push-pull, dále také měniče typů polomost a plný most. Nejméně komplexní topologie z výše vyjmenovaných jsou měniče typu forward a flyback, a jelikož mezi důležité parametry navrhovaného zdroje patří kompaktnost, nízký profil a nízkonákladovost, s čímž souvisí omezený počet a výběr relativně levných součástek, tak proto jsou tyto dvě topologie v dané kapitole popsány a na konci kapitoly porovnány. Celý popis topologií a vztahy jsou uvedeny pro spojitý režim měničů, kdy proud primárním vinutím transformátoru v ustáleném stavu obvodu na začátku periody spínání T není nulový.

3.1.1 Akumulující měnič (flyback)

Ze všech topologií izolovaných měničů je nejjednodušší jednakanálový akumulující měnič (anglicky "flyback converter"). Funkce daného měniče je založená na ukládání energie do magnetického pole primárního vinutí v první fázi, a poté odebrání uložené energie sekundárním vinutím. Transformátor tedy představuje dvě magneticky vázané cívky [7].

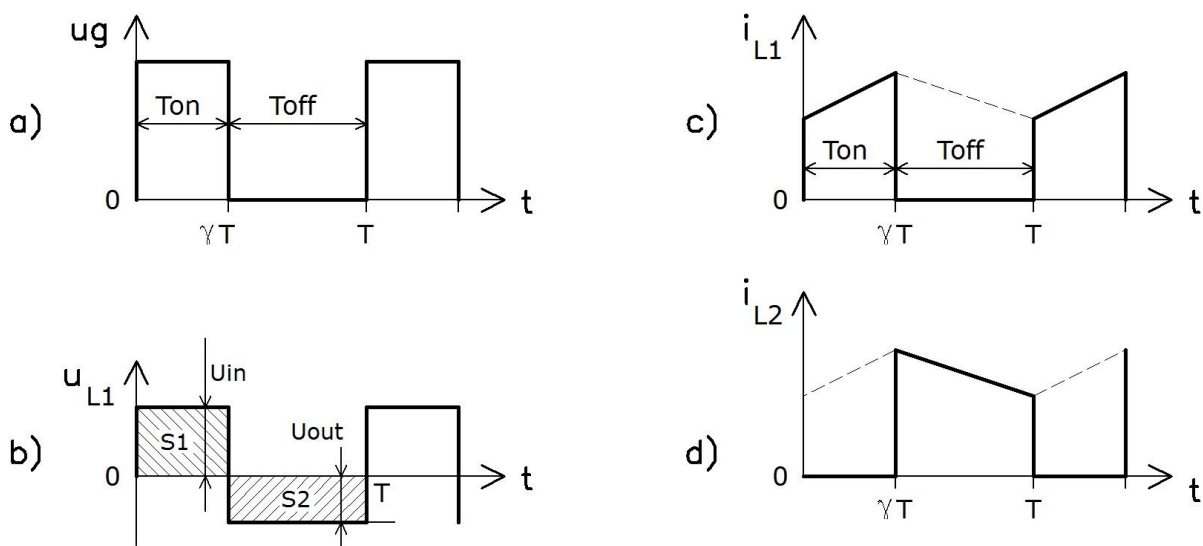


Obr. 1: základní topologie flyback měniče [7]

Na obr. 1 je uvedena topologie flyback měniče se základními funkčními součástkami. Vstupem zdroje je stejnosměrné napětí U_{IN} , které je připojeno na primární vinutí transformátoru TR_1 a n-MOSFET transistor T_1 . Transformátor TR_1 představujeme jako ideální s převodem $p = N_2 / N_1 = 1$, kde N_2 a N_1 jsou počty závitů sekundárního a primárního vinutí. Dále předpokládáme, že MOSFET spínač T_1 má ideální vlastnosti a přechází z propustného do nepropustného stavu a naopak okamžitě, bez prodlev. Předpokládáme obvod v ustáleném stavu. Úbytek napětí na diodě D_1 se zanedbává.

Kontrolér PWM generuje obdélníkový signál amplitudy U_G (obr. 2a), jímž je spínán tranzistor T_1 s frekvencí $f = 1 / T$ a střídou spínání $\gamma = T_{ON} / T$. T je perioda spínání, T_{ON} je doba, během níž je tranzistor sepnut. V sepnutém stavu T_1 předpokládáme ideálně nulový odpor kanálu R_{DS} , a tak je napětí U_{IN} připojeno přímo na svorky primárního vinutí transformátoru L_1 . Během doby sepnutí je na sekundárním vinutí L_2 indukováno napětí podle převodu transformátoru p , ale vzhledem k

polaritě vinutí (označeno tečkami na obr. 1) a zapojení diody D_1 nemůže vinutím L_2 po dobu sepnutí T_{ON} téci proud, tedy je dodávána energie akumulována do magnetického pole primárního vinutí L_1 . Napětí na vinutí je konstantní, a proto proud vinutím L_1 po dobu sepnutí T_{ON} (předpokládáme, že se jádro nepřesycuje) narůstá lineárně (obr. 2c). Těsně před rozepnutím spínače T_1 je energie nahromaděna v magnetickém poli L_1 dle vzorce: $W_{L_1} = L_1 \cdot I_{L_1}^2 / 2$. Napětí na vinutí L_1 je zobrazeno na obr. 2b.



Obr. 2: grafy průběhů napětí na hradle T_1 (a), napětí na primárním vinutí L_1 (b), proudu i_{L1} a čárkovaně i_{L2} (c) a proudu sekundárním vinutím i_{L2} a čárkovaně i_{L1} (d) [8].

Při rozepnutí spínače T_1 je přerušen proud a magnetický tok, který vznikl během doby T_{ON} , se brání změně proudu vinutím L_1 . Tím se na sekundárním vinutí L_2 okamžitě obrací polarita napětí. Energie původně uložená ve vinutí L_1 je dodávána do vinutí L_2 . Dioda D_1 je tím propustně polarizována, a tak přes ni teče proud i_{L2} (obr. 2d) do kondenzátoru C_1 a zátěže R_L . Předpokládáme kondenzátor C_1 na výstupu dostatečně velký na to, aby minimalizoval výstupní zvlnění a napětí na zátěži se dalo považovat za konstantní.

Pro cívku v obvodě v ustáleném stavu platí pro volt-sekundový průběh rovnováha podle vztahu:

$$\int_T u_l(t) dt = 0 \quad (1)$$

kde $u_l(t)$ je napětí na cívce a T je perioda. V souvislosti s obr. 2b z daného vztahu vyplývá, že plocha $S_1 = U_{IN} \cdot T_{ON}$ se rovná ploše $S_2 = U_{OUT} \cdot (T - T_{ON})$, z čehož je možné odvodit výstupní napětí pro spojitý režim měniče:

$$U_{OUT} = p \cdot U_{IN} \cdot T_{ON} / T_{OFF} = p \cdot U_{IN} \cdot \gamma / (1 - \gamma) \quad (2)$$

kde p je převod transformátoru, T_{ON} je doba sepnutí T_1 , doba rozepnutí je $T_{OFF} = T - T_{ON}$ a γ je střída spínání. Vzhledem ke všem parazitním procesům a skutečným vlastnostem součástek v obvodu slouží výše uvedený vzorec jen pro orientační výpočet. Ve skutečnosti by obvod nemohl fungovat korektně bez dalších kombinací elektrických prvků.

Za předpokladu rovnováhy dodané energie sekundárním vinutím W_{L2} a odebrané energie zátěží W_{RL} během T_{OFF} , je možné pro střední hodnotu proudu sek. vinutím pro dobu T_{OFF} odvodit:

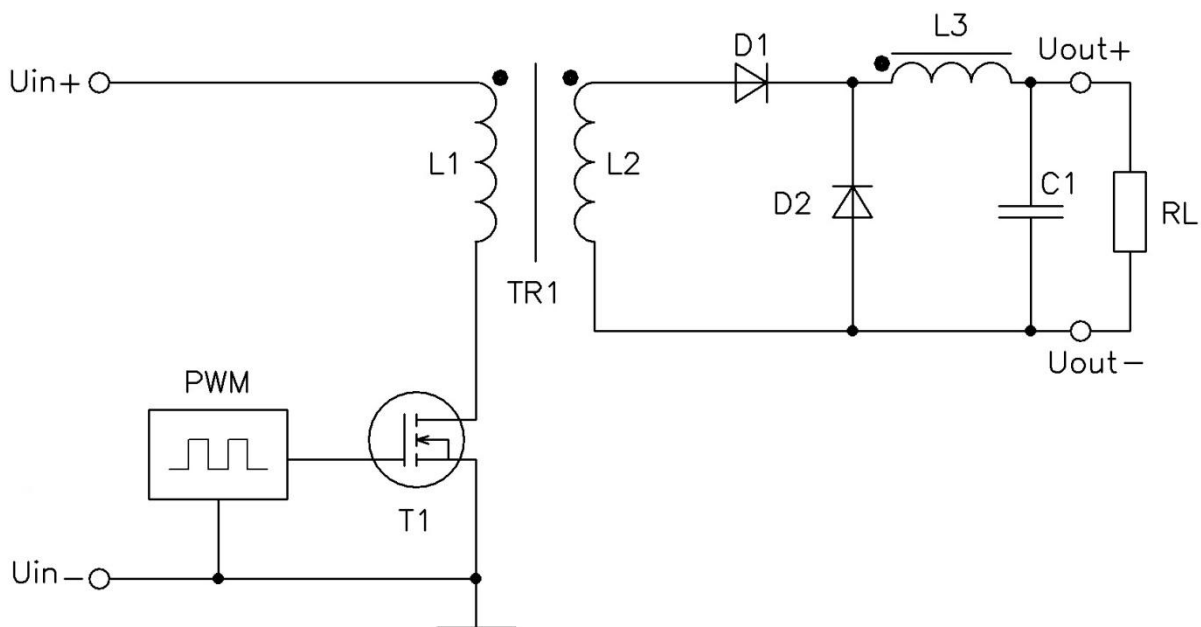
$$i_{L2AVG} = i_{RL}/\gamma \quad (3)$$

a tak pro efektivní hodnotu proudu sekundárním vinutím $i_{L2FLRMS}$ platí:

$$i_{L2FLRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\gamma T}^T \frac{i_{RL}^2}{\gamma} dt} = \frac{i_{RL}}{\sqrt{1-\gamma}} \quad (4)$$

3.1.2 Propustný měnič (forward)

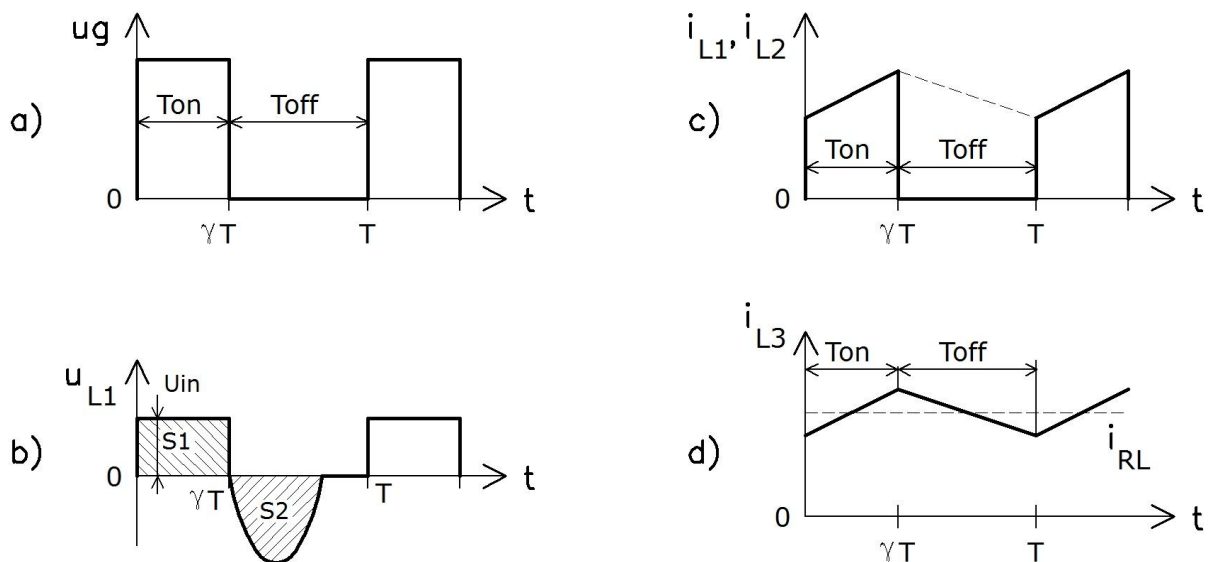
Zdánlivě podobnou topologií je topologie propustného měniče (anglicky "forward converter"). Ve flyback měniči je energie ukládána nejdříve do primárního vinutí, a potom je předána do sekundárního vinutí. Zde však transformátor pracuje v klasickém režimu, kdy se energie neukládá, ale rovnou předává z primárního vinutí do sekundárního během první fáze [7].



Obr. 3: základní topologie forward měniče

Na obr. 3 je uvedena základní topologie propustného měniče. V dané podkapitole je znovu zanedbáno množství parazitních vlastností různých součástek. Uvažujeme transformátor TR_1 s převodem $p = 1$. Úbytek napětí na diodách D_1, D_2 zanedbáváme.

Kontrolér PWM funguje podobně jako ve flyback topologii, generuje obdélníkový signál o napětí U_g (obr. 4a), frekvenci $f = 1 / T$ a střídou spínání $\gamma = T_{ON} / T$. Během doby T_{ON} je tranzistor T_1 otevřen, na primárním vinutí je napětí U_{IN} (obr. 4b), a tak vinutím začíná téci lineárně narůstající proud i_{L1} . Vzhledem k polaritě vinutí (označeno tečkami na obr. 1) je na sekundárním vinutí napětí $U_{L2ON} = p \cdot U_{IN}$, dioda D_1 je propustně polarizována, a tak skrz ni teče proud i_{L2} , který se rovná proudu i_{L1} primárním vinutím při poměru transformátoru $p = 1$ a zanedbání hodnoty magnetizujícího proudu (obr. 4c). Proud i_{L2} teče přes cívku L_3 (obr. 4d), kde se akumuluje část energie, do zátěže R_L a zároveň nabíjí kondenzátor C_1 .



Obr. 4: grafy průběhů napětí na hradle T_1 (a), napětí na primárním vinutí L_1 (b), proudu primárním vinutím i_{L1} a sekundárním vinutím i_{L2} pro převod transformátoru TR_1 $p = 1$ (c) a proudu cívku L_3 (d).

Na konci fáze T_{ON} je spínač T_1 rozeprt, polarity napětí vinutí L_1 (obr. 4b) a L_2 se obrací, dioda D_1 je závěrně polarizována. Cívka L_3 se brání změně proudu, polarita napětí se na ní obrací, a tím se z ní stává zdroj proudu. Proud cívku i_{L3} je spojitý a jeho střední hodnota se rovná hodnotě proudu zátěže i_{RL} (obr. 4d), který je možné při dostatečně velké kapacitě C_1 považovat za konstantní. Jelikož během doby T_{ON} teče vinutím L_2 a cívku L_3 stejný proud, tak i střední hodnota proudu i_{L2} po dobu T_{ON} se rovná proudu zátěže i_{RL} . Energie dodaná do sekundárního vinutí během doby sepnutí T_{ON} W_{L2ON} je stejná jako energie W_{RL} spotřebována zátěží R_L během celé periody T . Z daných předpokladů plyne následující odvození:

$$W_{L2ON} = \int_0^{T_{ON}} u_{L2}(t) \cdot i_{L2}(t) dt = U_{L2ON} \cdot I_{L2avg} \cdot T_{ON} = p \cdot U_{IN} \cdot I_{RL} \cdot T_{ON} \quad (5)$$

$$W_{RL} = U_{OUT} \cdot I_{RL} \cdot T \quad (6)$$

po sloučení rovnic (5) a (6) a vyjádření dostáváme výstupní napětí na zátěži pro spjitý režim měniče:

$$U_{OUT} = p \cdot U_{IN} \cdot T_{ON} / T = p \cdot U_{IN} \cdot \gamma \quad (7)$$

kde I_{L2AVG} je střední hodnota proudu vinutím L_2 během doby T_{ON} a $p = N_2 / N_1$ je převod transformátoru TR_1 . Rovnice pro výpočet výstupního napětí forward měniče je stejně jako rovnice pro výstupní napětí flyback měniče orientační. Pro efektivní hodnotu proudu sekundárním vinutím $I_{L2FORMS}$ platí:

$$i_{L2FORMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_{RL}^2 dt} = i_{RL} \sqrt{\gamma} \quad (8)$$

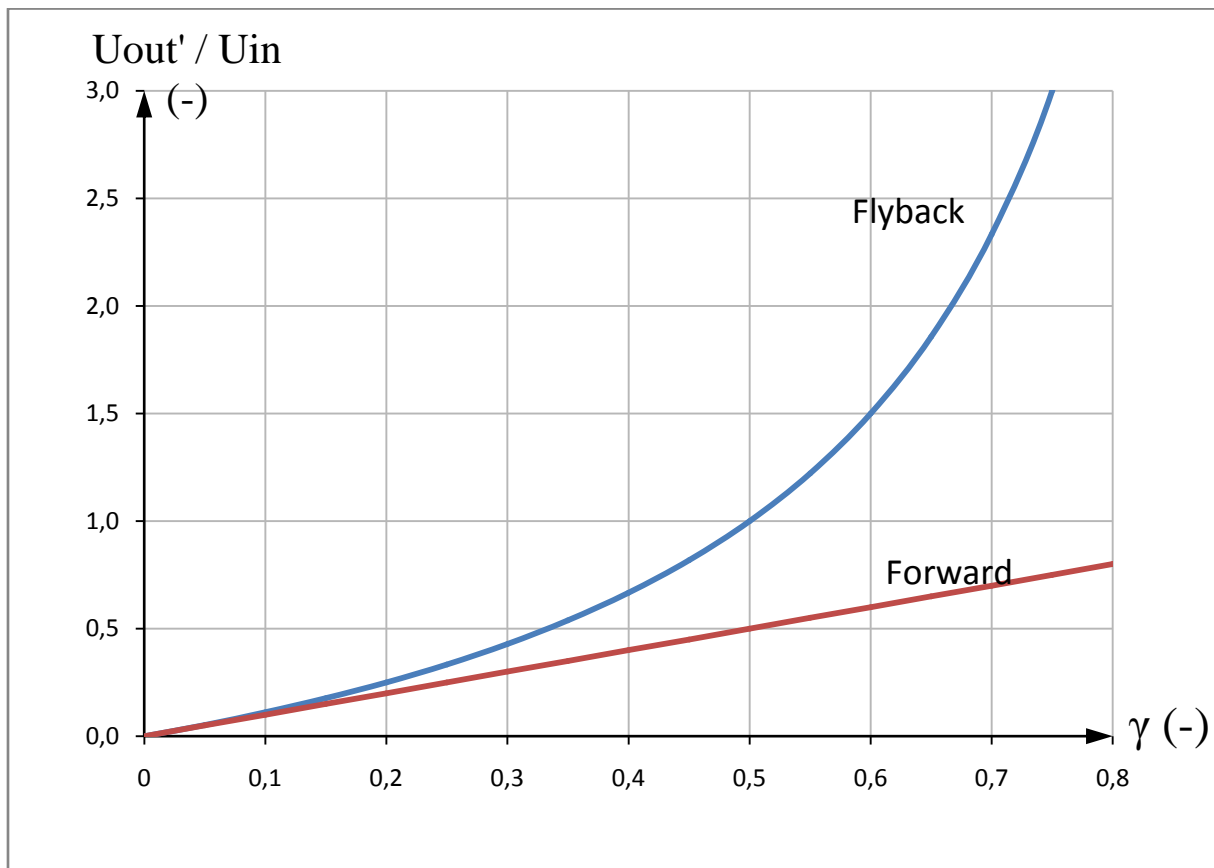
3.1.3 Porovnání topologií forward a flyback měničů

V dané podkapitole jsou stručně srovnány topologie akumulujícího (flyback) a propustného (forward) měničů z hlediska návrhu reálného izolovaného DC/DC zdroje. Pokud je cena nejdůležitějším faktorem, obvykle je zvolena topologie flyback s minimem součástek. Z hlediska účinnosti jsou obě topologie při použití složitějších schematických vylepšení schopné dosáhnout hodnoty vyšší než 87%, přičemž forward topologie má větší potenciál v dosažení max. účinnosti [8].

Největší rozdíl při užití jedné z topologií spočívá ve volbě a návrhu transformátoru. Při návrhu flyback měniče velikost transformátoru přímo závisí na celkovém množství energie, kterou je potřeba uložit do magnetického pole jádra během jednoho spínacího cyklu zdroje. Pokud je však použita topologie propustného měniče, transformátor může být velikostně menší, protože energie odebíraná zátěží je během doby sepnutí rovnou přenášena z primárního vinutí do sekundárního vinutí. V jádru flyback transformátoru jsou větší energetické ztráty než ve forward transformátoru spojené právě s ukládáním a výdejem dodávané energie. Na druhou stranu kvůli úplnému zastavení toku energie v topologii forward je často přidáno pomocné primární vinutí, což s sebou přináší další komplikace při návrhu forward zdroje [7].

Z odvozených vztahů pro výpočet hodnoty efektivních proudů sekundárních vinutí flyback (4) a forward (8) topologií při střídě spínání $\gamma = 50\%$ vychází, že efektivní proud sek. vinutí flyback měniče je dvojnásobný v porovnání s efektivní hodnotou proudu sek. vinutím forward měniče.

Důsledkem je větší proudové zvlnění výstupu akumulujícího zdroje, a tím i menší stabilita výstupního napětí. Nevýhodou propustného zdroje je nutnost zařazení výstupní cívky, která s výstupní kapacitou tvoří LC filtr, pomocí něhož je dodaná energie do zátěže rovnoměrně rozložena během celé periody, aby odebíraný výkon a napětí na zátěži bylo stabilní. V topologii akumulujícího měniče tvoří výstupní kapacita se sekundárním vinutím transformátoru LC filtr, přesto je však často přidán dodatečný LC filtr s malou hodnotou indukčnosti pro zlepšení parametrů zdroje [8].

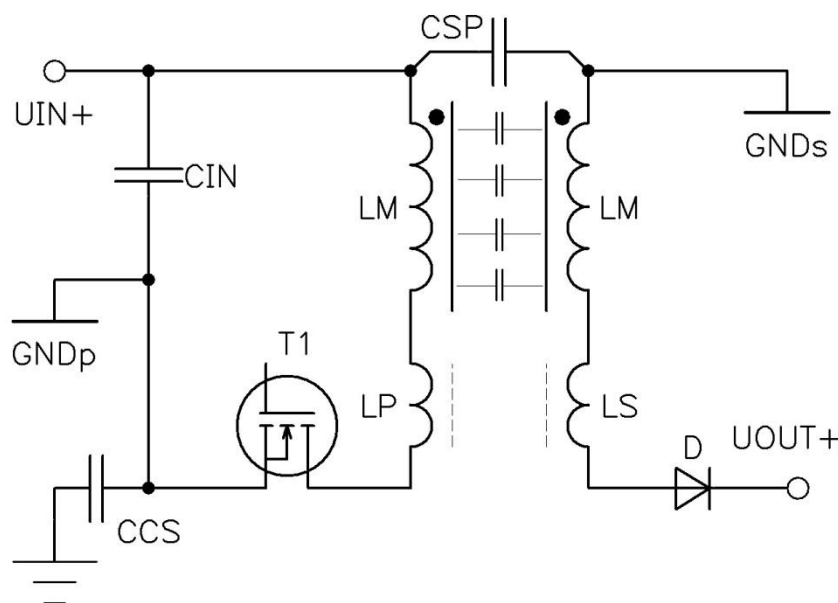


Graf 1: závislost poměru přepočítaného výstupního napětí na vstupní ku vstupnímu U_{OUT}'/U_{IN} na stříde spínání γ . Modře je vyznačen průběh pro topologii flyback měniče a červeně pro topologii forward měniče.

Z hlediska velikosti rozsahu vstupního napětí je jednoznačná výhoda topologie flyback. Na grafu 1 je vykreslena závislost poměru U_{OUT}'/U_{IN} na stříde spínání γ , přičemž $U_{OUT}' = U_{OUT} / p$, což je přepočtené výstupní napětí na primární stranu. Závislosti jsou vyjádřeny ze vztahů (2) a (7). Z grafu 1 plyne, že při malé změně střídy spínání γ je možné docílit větší změny výstupního napětí při použití topologie flyback, z čehož také vychází schopnost flyback měniče pracovat s větším rozsahem vstupního napětí v porovnání s měničem forward.

3.1.4 Parazitní parametry transformátoru

Při návrhu izolovaných DC/DC měničů, jak flyback, tak i forward topologie, je důležité počítat s parazitními vlastnostmi transformátoru, jejichž dopadem může být vznik silného rušení ovlivňujícího stabilitu zdroje či napěťové špičky hrozící průrazem některých součástek.



Obr. 5: model transformátoru v obvodu flyback měniče zahrnující parazitní vlastnosti relevantní návrhu měniče

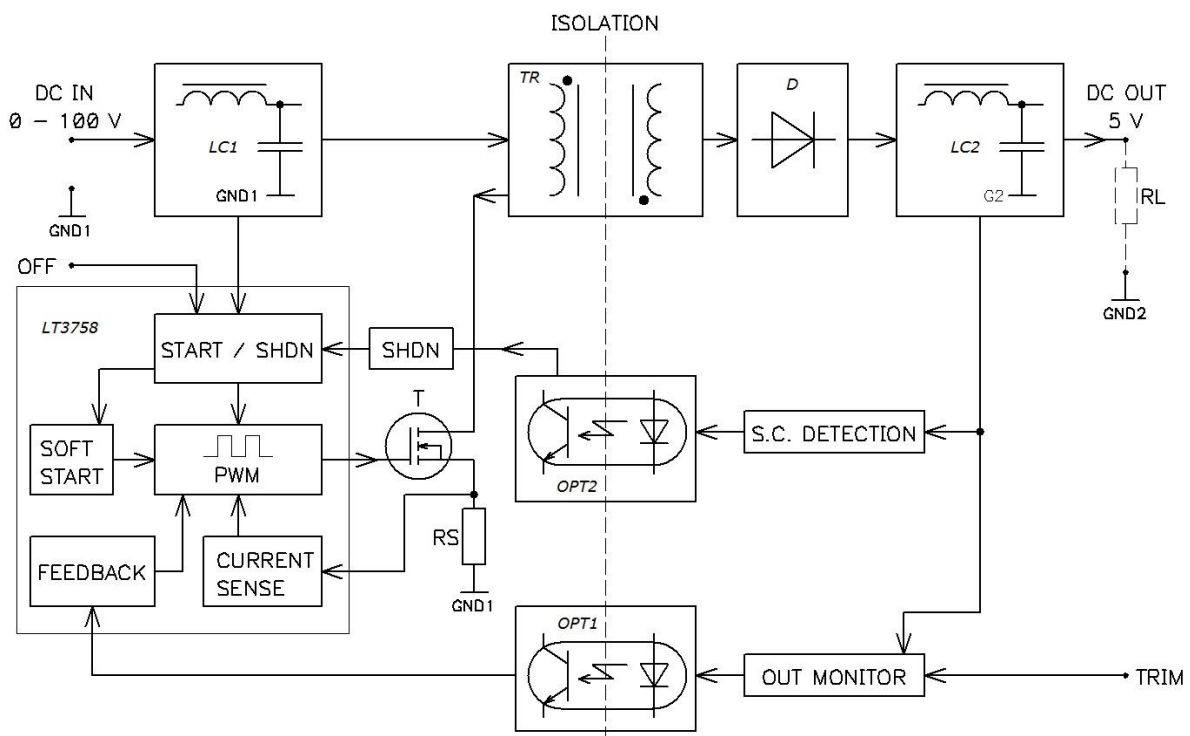
Na obrázku 5 je ukázán skutečný transformátor, jehož vinutí nejsou spojena magneticky úplně. Při práci transformátoru vzniká magnetický tok mimo jádro. Důsledkem je přítomnost rozptylových indukčností L_P a L_S , v nichž se hromadí energie stejně jako v magneticky spojených vinutích L_M , ale jelikož nejsou magneticky spojeny s jádrem, vracejí energii zpátky do obvodu způsobem, který snižuje účinnost a napěťovými špičkami ohrožuje životnost a správnou funkci okolních součástek. Dále také jejich magnetickými poli je způsobeno rušení okolních součástek. Nejvíce jsou ohroženy spínač T_1 a výstupní dioda D a to hlavně při spínání tranzistoru a změny toku energie transformátorem. Pro kompenzaci negativních jevů rozptylových indukčností se používají různá spojení prvků diody, odporů a kondenzátoru a na pokročilejší úrovni např. dodatečné tranzistory. Další parazitní vlastností jsou kapacity transformátoru vznikající kvůli stavbě transformátoru mezi jeho nejrůznějšími body nebo také souhlasné rušení na primární i sekundární straně měniče, které má za následek velké potenciálové rozdíly mezi stranami a dále silné elektromagnetické rušení obvodových prvků. Řešením je umístění kond. C_{CS} mezi zemi primární strany a krabičkou zdroje a umístění kond. C_{SP} (občas je do série umístěn malý odpor)

podstatně větší, než jsou vnitřní kapacity transformátoru. Kondenzátor C_{SP} spojuje vývody vinutí připojené na vodiče se stabilními napěťovými potenciály, což je napájecí vodič na vstupu a minusový vodič na výstupu zdroje [10].

4 Návrh měniče

V této kapitole je ukázáno blokové schéma navrhovaného zdroje vycházející z parametrů představených v cílech práce. Jsou uvedeny základní části měniče a stručně popsány funkce jednotlivých částí. Pro navrhovaný izolovaný DC/DC modul byla vybrána topologie flyback kvůli lepší funkčnosti v širokém rozsahu vstupního napětí (0 - 100 V), dále kvůli jednodušší schematické struktuře v porovnání se strukturou forward a také protože autora z hlediska funkce zaujala více než topologie forward.

4.1 Blokové schéma



Obr. 6: blokové schéma navrhovaného flyback zdroje

Korektní práce navrhovaného izolovaného flyback DC/DC měniče a zajištění důležitých funkcí modulu, kterými jsou například spuštění a vypnutí zdroje při určitém vstupním napětí, pomalý náběh výstupního napětí, proti-zkratová ochrana výstupu či zadání max. výstupního výkonu, je založeno na vhodné volbě funkčního bloku (kontroléru). Pro navrhovaný modul byl zvolen DC/DC PWM kontrolér LT3758 obsahující požadované funkce [11].

Na obrázku 6 je uvedeno blokové schéma zdroje, kde DC IN je stejnosměrné napájecí vstupní napětí v rozsahu 0 - 100 V a DC OUT je stabilizované výstupní napětí zdroje o velikosti 5 V připojené na zátěž RL (čárkovaně). Vnitřní části kontroléru LT3758 jsou umístěny do obdélníku a čárkovaná čára, procházející flyback transformátorem TR a dvěma optočleny OPT₁ a OPT₂, galvanicky odděluje vstupní a výstupní část modulu. Transformátor TR byl vybrán dle doporučení expertů firmy TESLA Electric s.r.o. Transformátor je planárního typu s vinutími na vrstvách DPS, s ověřenou výkonovou kapacitou 60 W a poměrem transformace $p = N_2 / N_1 = 0,25$. Jednotlivé vrstvy DPS transformátoru jsou uvedeny v příloze A.

Startovací napětí, externí vypnutí a protizkratová ochrana

Vstupní stejnosměrné napětí DC IN do 100 V je přivedeno na vstupní svorky zdroje a vyhlazeno filtrem LC₁. Monitor startovacího napětí START/SHDN sleduje, zda je vstupní napětí vyšší než nastavená startovací hodnota. Pokud ano, tak je spuštěn kontrolér LT3758. Pro vypnutí měniče je zde vypínací hodnota vstupního napětí, která je nižší než startovací hodnota. Existující hystereze, nastavitelná odporovým děličem, zajišťuje stabilitu startu zdroje.

Pin zdroje OFF umožňuje externí vypnutí zdroje, jestli se připojí na zem.

Na výstup zdroje je připojen sledovač zkratu, blok S. C. DETECTION, vypínající při značném poklesu výstupního napětí DC OUT pod hodnotu 5 V optočlen OPT₂. Tím je aktivován blok SHDN působící na blok START/SHDN, jímž je zastavena práce zdroje. Blok SHDN a S. C. DETECTION mají dohromady určité zpoždění, které neumožňuje chybně vypnout modul při zvlnění a skocích výstupního napětí. Dané zpoždění zároveň neumožňuje bloku SHDN chybně vypnout modul při startu, kdy výstupní napětí nabíhá na požadovanou hodnotu. Dané dva bloky představují proti-zkratovou ochranu výstupu měniče a zároveň brání trvalému překročení max. výstupního proudu (při němž výstupní napětí klesá pod hodnotu 5 V). Po vypnutí zdroje blokem SHDN následuje pauza, po níž je zdroj znovu nastartován, a pokud zkrat není odstraněn, po chvíli je modul znovu vypnut a proces se opakuje.

Soft start

Jelikož ve zpětné vazbě je realisticky vždy určité zpoždění, snaží se kontrolér uložit do primární cívky transformátoru v první periodě práce zdroje co nejvíce energie pomocí zadání maximální

střídy spínání. Poté i při aktivaci zpětné vazby výstupní kapacita zdroje není nabitá na potřebné napětí, a proto i v dalších chvílích reaguje zpětná vazba zadáním maximální střídy spínání. Takový start vede k nepotřebně velkým proudům a hrozbě poškození součástek měniče či zátěže. Pro omezení energetického průtoku zdrojem těsně po zapnutí je po dosažení startovacího napětí počáteční funkce kontroléru moderována blokem SOFT START, který postupně zvyšuje střídu spínání a umožňuje plynulý náběh výstupního napětí. Daná fáze práce měniče se nazývá pomalý náběh.

Střída spínání a omezení výstupního výkonu

Po ukončení pomalého náběhu a dosažení blok PWM generuje obdélníkový signál amplitudy 7,2 V (což je napětí vnitřního stabilizátoru kontroléru), se střídou spínání závislou na zpětné vazbě získané z bloku FEEDBACK a informaci z bloku CURRENT SENSE. PWM signál spíná tranzistor T, kterým začíná téci lineárně narůstající proud primárním vinutím. Proud tekoucí T působí malý úbytek napětí na odporu R_S (odpor řádově jednotky - desítky $m\Omega$). Blok CURRENT SENSE snímá napětí na odporu R_S , a při hodnotě 110 mV dává instrukci PWM bloku rozepnout tranzistor T. Pomocí hodnoty odporu R_S jsou nastaveny max. výstupní proud a s tím spojený výkon zdroje.

Zpětná vazba a externí nastavení hodnoty výstupního napětí

V sepnutém stavu tranzistoru T teče primárním vinutím transformátoru T_R lineárně narůstající proud a energie je ukládána do magnetického pole cívky. Při rozepnutí tranzistoru T se polarita obou vinutí transformátoru T_R obrací, a tak může téci proud sekundárním vinutím skrz diodu D. Poté následuje filtr LC_2 s předřadnou kapacitou, který zmenšuje zvlnění výstupního napětí. Blok OUT MONITOR (monitor výst. nap.) sleduje změny výstupního napětí a reguluje funkci optočlenu OPT_1 , který přenáší informaci z výstupu do kontroléru LT3758.

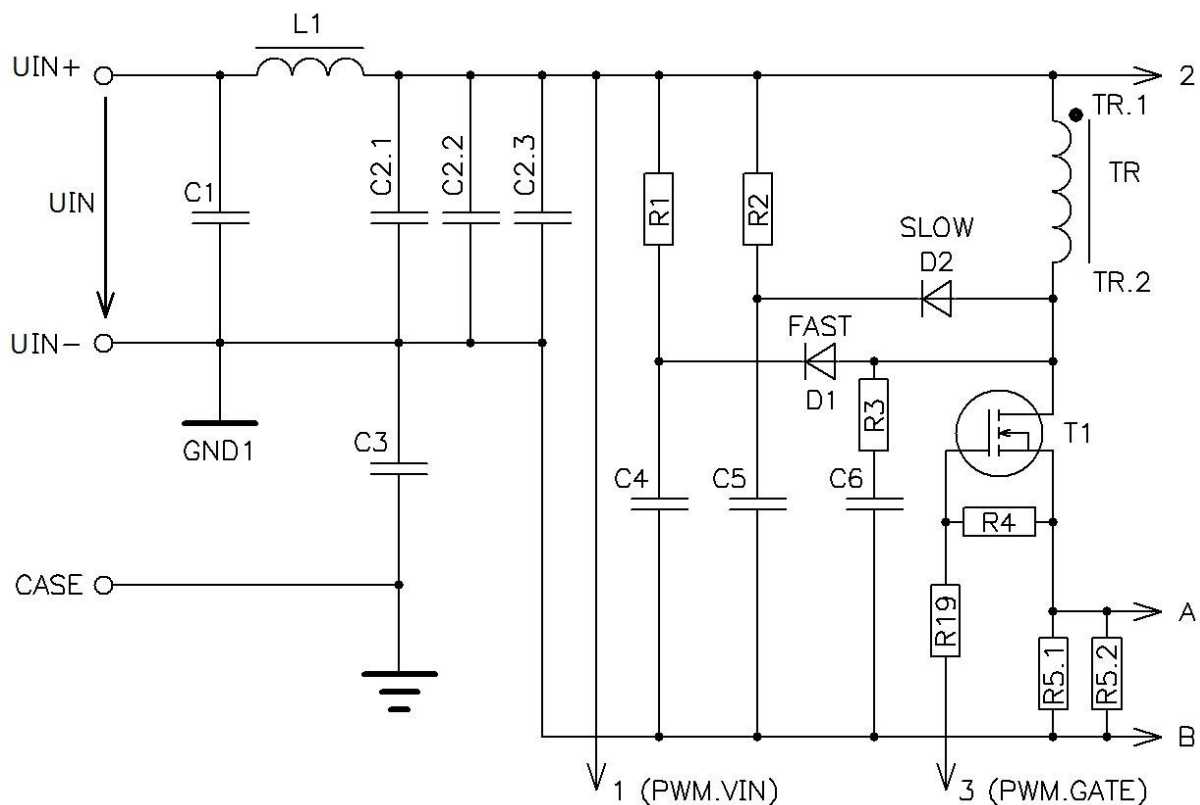
Pomocí pinu TRIM je možné externě ovlivnit funkci monitoru výst. nap., a tak snížit či zvýšit hodnotu stabilizovaného výstupního napětí zdroje. Připojením TRIM na kladný pin výstupního napětí lze snížit výstupní napětí o 10 % a připojením na záporný pin - zvýšit o 10 %.

5 Realizace zdroje

5.1 Schematický rozbor

V dané podkapitole jsou popsány části schématu navrženého zdroje s uvedením jednotlivých součástek a důležitých experimentálních zjištění. Jsou představeny naměřené průběhy přímo z osciloskopu pro potvrzení některých funkcí obvodových částí. Kompletní schéma navrženého měniče je ukázáno v příloze B. Části zdroje jsou popsány v pořadí: vstupní výkonová část, výstupní výkonová část, zpětnovazební obvod, obvod kontroléru PWM a obvod protizkratové ochrany.

5.1.1 Vstupní výkonová část



Obr. 7: vstupní výkonová část

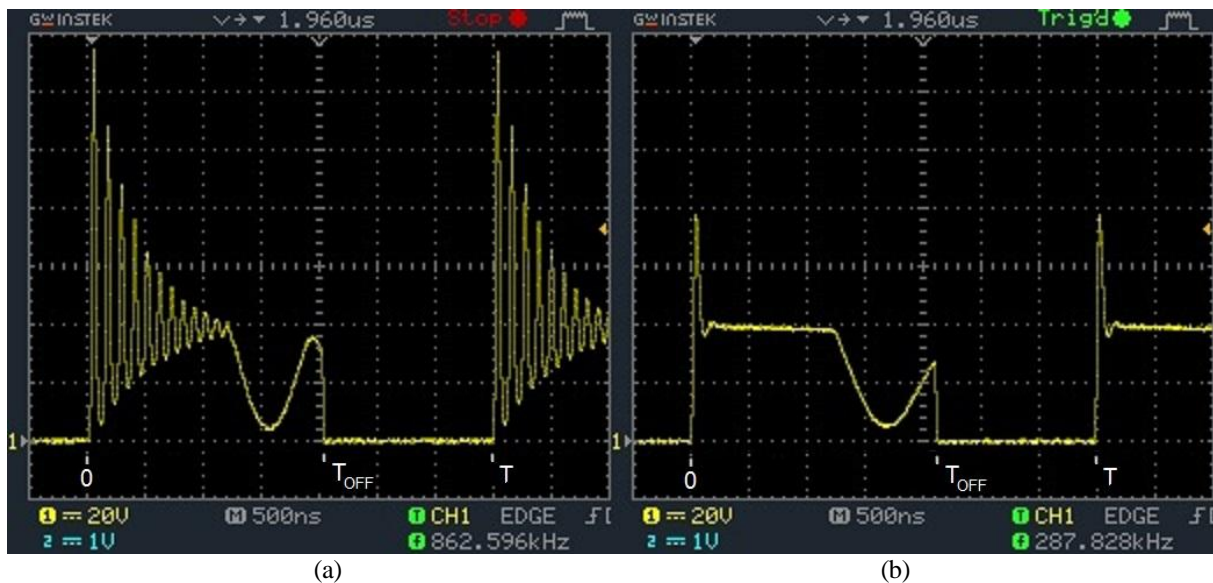
Na obrázku 7 je uvedena vstupní výkonová část navrženého měniče. U_{IN+} a U_{IN-} jsou vstupní svorky zdroje, na něž je přivedeno stejnosměrné napětí v rozsahu 0 - 100 V. Hlavní funkcí součástek C_1 , L_2 a $C_{2.1} - C_{2.3}$ je ochrana napájecího přístroje proti rušení práci modulu, nicméně

také je danými součástkami filtrováno možné rušení z napájecí sítě a vyhlazeno kolísání napětí U_{IN} . Pin CASE je připojen na kovovou krabičku zdroje, která plní roli zemnicí plochy a s pomocí blokovacího kondenzátoru C_3 filtruje část střídavých složek interního rušení zdroje a tím také chrání funkci okolních přístrojů. Výkonový MOSFET tranzistor T_1 je spínán signálem kontroléru PWM (vodič č. 3) o frekvenci cca 290 kHz (resp. o periodě 3,45 μ s). Úbytek napětí na odporech $R_{5.1}$ a $R_{5.2}$, způsobený primárním proudem, je snímán kontrolérem PWM a umožňuje měření proudu primárním vinutím. Body A, B jsou přivedeny na piny kontroléru PWM. Vodičem č. 1 je zajištěno napájení kontroléru PWM a na vodič 2 je přiveden RC článek spojující body TR.1 a TR.3 (není uveden na obrázku). Hlavními vlastnostmi zvoleného tranzistoru MOSFET jsou rychlý přechod z nevodivého do vodivého stavu a zpátky a malý odpor kanálu ve vodivém režimu $R_{DS(ON)}$.

Skutečné vlastnosti transformátoru zahrnují vždy přítomné rozptylové indukčnosti jak na primární, tak i sekundární straně (viz podkapitola 3.1.4). Jestli při rozepnutí tranz. T_1 energie rozptylové indukčnosti, uložená během doby sepnutí T_{ON} , je vrácena zpátky do obvodu během krátkého okamžiku, působí obrovský napěťový skok U_{DS} na spínači T_1 , čímž ohrožuje tranzistor průrazem, a dále vzniká rezonanční proces způsobující tepelné ztráty a snižující účinnost modulu.

RC článek

Pro omezení rychlosti nárůstu U_{DS} / dt je nutné na drain T_1 umístit RC článek (R_3 , C_6) poskytující cestu pro energii rozptylové indukčnosti. Na obrázku 8 je porovnání napětí U_{DS} na tranz. T_1 bez RC článku (obr. 8a) a s RC článkem (obr. 8b), součástky R_1 , R_2 , C_4 , C_5 , D_1 , D_2 zapojeny nejsou. Při vst. napětí $U_{IN} = 18$ V a výstupním proudu zdroje $I_{OUT} = 1.5$ A špička napětí U_{DS} během doby T_{OFF} dosahuje bez RC článku napětí cca 136 V, umístění RC článku omezuje vrchol na hodnotu cca 80 V a tlumí oscilace. Při zvýšení výstupní zátěži (zvýšení proudu I_{OUT}) napěťová špička roste.



Obr. 8: porovnání napětí U_{DS} tranzistoru T_1 bez RC článku (a) a s RC článkem o hodnotách $R_3 = 47 \Omega$, $C_8 = 1,36 \text{ nF}$ (b).

DRC článek s rychlou diodou

Dalším obvodovým prvkem, snižujícím vrchol napěťového skoku U_{DS} po rozeptnutí tranzistoru, je DRC článek (D_1 , R_1 , C_4 na obr. 7) s rychlou diodou¹, jejíž doba zotavení $t_{rr} = 25 \text{ ns}$ (dioda ES07D [12]). Při dostatečné hodnotě napětí U_{DS} v porovnání s napětím na kondenzátoru C_4 je dioda D_1 propustně polarizována. Diodou D_1 teče proud do kondenzátoru C_4 a odporu R_1 . Napětí na kond. C_4 po otevření diody D_1 roste společně s napětím U_{DS} do doby, než začíná U_{DS} klesat a dioda D_1 se zavírá. Po zavření diody je kondenzátor C_4 vybíjen přes odpor R_1 do vstupních kondenzátorů $C_{2,1} - C_{2,3}$ a napětí na něm klesá. Pokud během doby rozeptnutí T_{OFF} napětí U_{DS} znovu naroste dostatečně pro otevření diody D_1 , proces se opakuje. DRC článek kvůli nutnosti otevření diody je aktivován se zpožděním, a proto je RC článek nutný. Nicméně pomocí struktury DRC článku je průběh napětí U_{DS} tvarován jinak. Na obrázku 9a je ukázán průběh napětí U_{DS} se zapojenými RC a DRC články.

DRC článek s pomalou diodou

Funkcí druhého DRC článku, D_2 , R_2 , C_5 , obsahujícího pomalou diodu² s dobou zotavení $t_{rr} = 2,5 \mu\text{s}$ (dioda S4PJ-M3 [13]), je dále odvádět energii rozptylové indukčnosti během doby vypnutí

¹ Názvy diod, pomalá a rychlá, jsou v práci použity pro charakterizaci roli schematických úseků; názvy diod v dokumentacích výrobců jsou anglicky standard, fast a ultrafast; konkrétně dioda D_1 , ES07D, je dle výrobce typu ultrafast, dioda D_2 , S4PJ-M3, je typu standard. Bohužel nebylo možné najít přesné rozdělení typů diod podle doby zotavení.

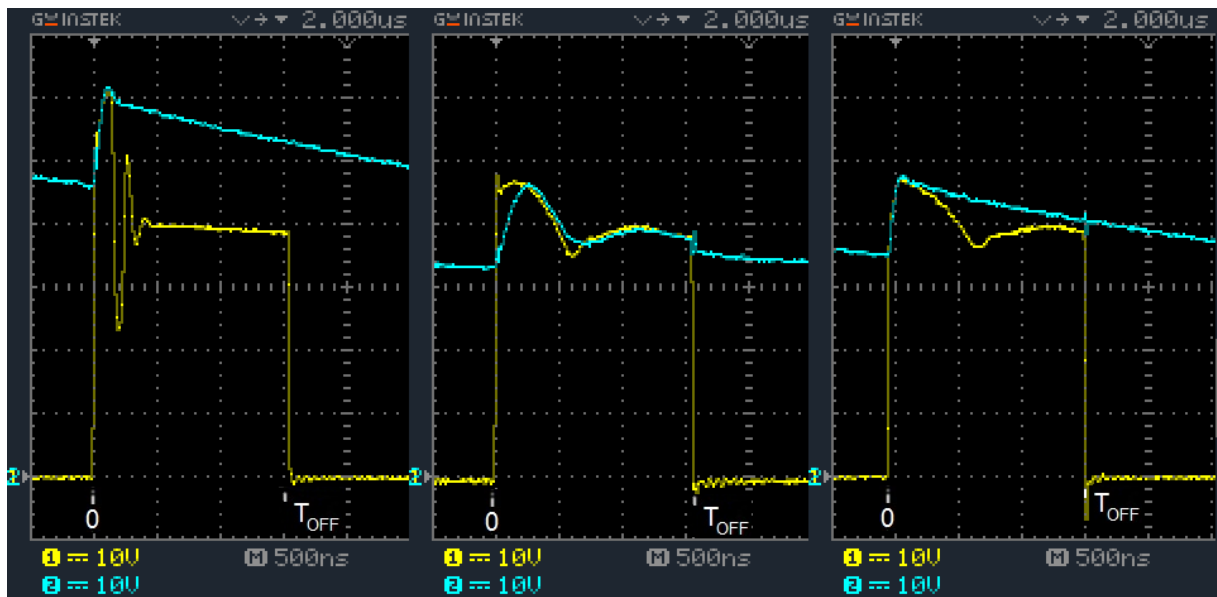
² Viz pozn. č. 1.

T_{OFF} . Diodou D_2 začíná téci proud stejně jako D_1 při nárůstu napětí U_{DS} na hodnotu větší než napětí kondenzátoru C_5 o potenciál potřebný k propustné polarizaci diody. Na rozdíl od diody D_1 dioda D_2 při poklesu napětí U_{DS} nestíhá zavřít, a tak jí teče proud závěrným směrem do primárního vinutí transformátoru a dále do kapacit $C_{2,1} - C_{2,3}$. Kvůli dané vlastnosti hlavní roli pomalého DRC článku je vytvoření nízkoodporové cesty pro proud vytvořený rozptylovou indukčností v podobně smyčky z kapacit $C_5, C_{2,1} - C_{2,3}$ a primárního vinutí transformátoru TR s navýšenou konstantou $\tau = \sqrt{L \cdot C}$. Větší konstanta τ znamená větší periodu kmitů napětí U_{DS} během doby vypnutí T_{OFF} a vzhledem k omezenému množství energie rozptylové indukčnosti i menší napět'ovou špičku. Nízkoodporovost cesty umožňuje částečně zakonzervovat energii rozptylové indukčnosti a potenciálně danou energii využít během doby sepnutí T_{ON} .

Je důležité si ujasnit, zda dioda D_2 je propustně polarizována stejně rychle nebo pomaleji než dioda D_1 . V samotných dokumentacích diod doba sepnutí t_{rr} uvedená není. Nicméně z naměřených experimentálních údajů pomalá dioda D_2 má zároveň delší spínací dobu t_{fr} než rychlá dioda D_1 , což se projevuje rozmístěním vrcholů napětí U_{DS} časově blíž k začátku doby rozepnutí pro rychlý DRC článek (obr. 9a) a dál pro pomalý DRC článek (obr. 9b).

Kombinace RC, rychlého DRC a pomalého DRC článků

V předchozích odstavcích bylo zjištěno, že aktivační doby článků jsou různé, a proto je užitečné mít všechny tři. Na začátku je reakce RC, potom rychlého DRC a nakonec pomalého DRC článků. Volba hodnot jednotlivých součástí RC, rychlého DRC a pomalého DRC článků je odvíjena od cílových parametrů zdroje. Spojenou funkcí těchto článků je snížit napět'ovou špičku U_{DS} na tranzistoru T_1 pod hranici průrazného napětí. Pro vybraný tranzistor BSC320N20NS3 je průrazné napětí z dokumentace $V_{(BR)DSS} = 200 \text{ V}$ [14]. Největší skok napětí U_{DS} je při maximálním vstupním napětí a maximálním odebíraném výstupním proudu. Společná práce všech tří článků je vidět na obrázku 9c.



(a)

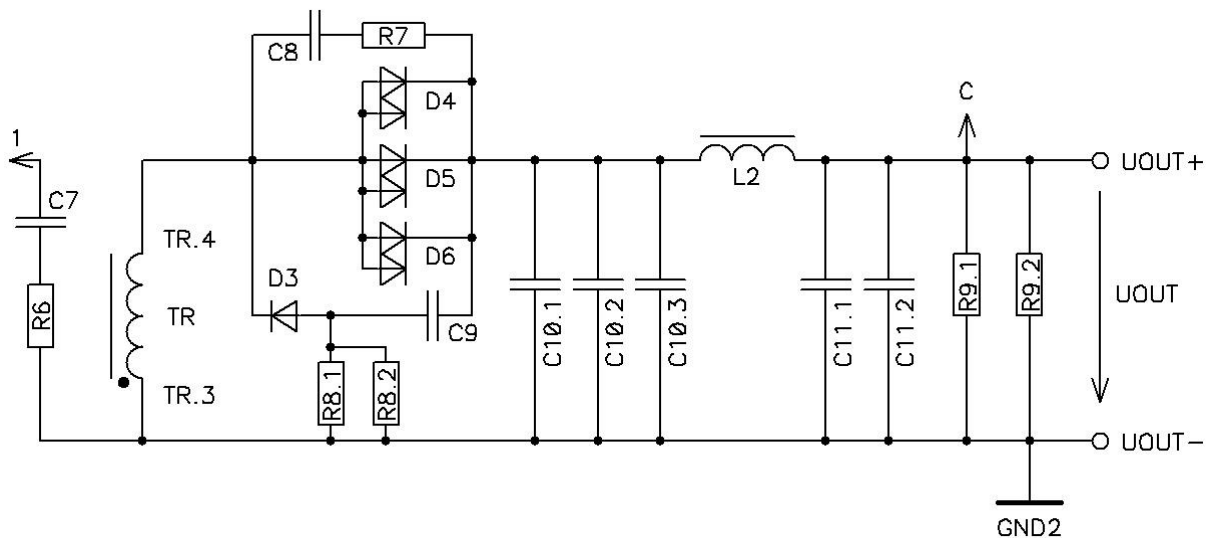
(b)

(c)

Obr. 9: porovnání napětí U_{DS} tranzistoru T1 (žlutě) s použitím rychlého DRC článku s modře vyznačeným průběhem napětí na kond. C_4 (a), s použitím pomalého DRC článku s modře vyznačeným průběhem napětí na kond. C_5 (b) a s použitím obou článků s modře vyznačeným průběhem na kond. C_4 (c). RC článek R_3, C_8 je přítomný. $R_1 = 880 \Omega$, $C_4 = 16,8 \text{ nF}$, $R_2 = 1,1 \text{ k}\Omega$, $C_5 = 16,8 \text{ nF}$

Bohužel pro navržený zdroj byla chybně vybrána dioda nesplňující danou podmínku, a tak je energie, nahromaděna v kondenzátoru C_5 (obr. 6) během doby T_{OFF} , při sepnutí tranzistoru T1 vypuštěna do odporu $R_{5,1} - R_{5,2}$ a bez užitku přeměněna na teplo. Následkem je opak cílového efektu - snížení účinnosti zdroje.

5.1.2 Výstupní výkonová část



Obr. 10: výstupní výkonová část

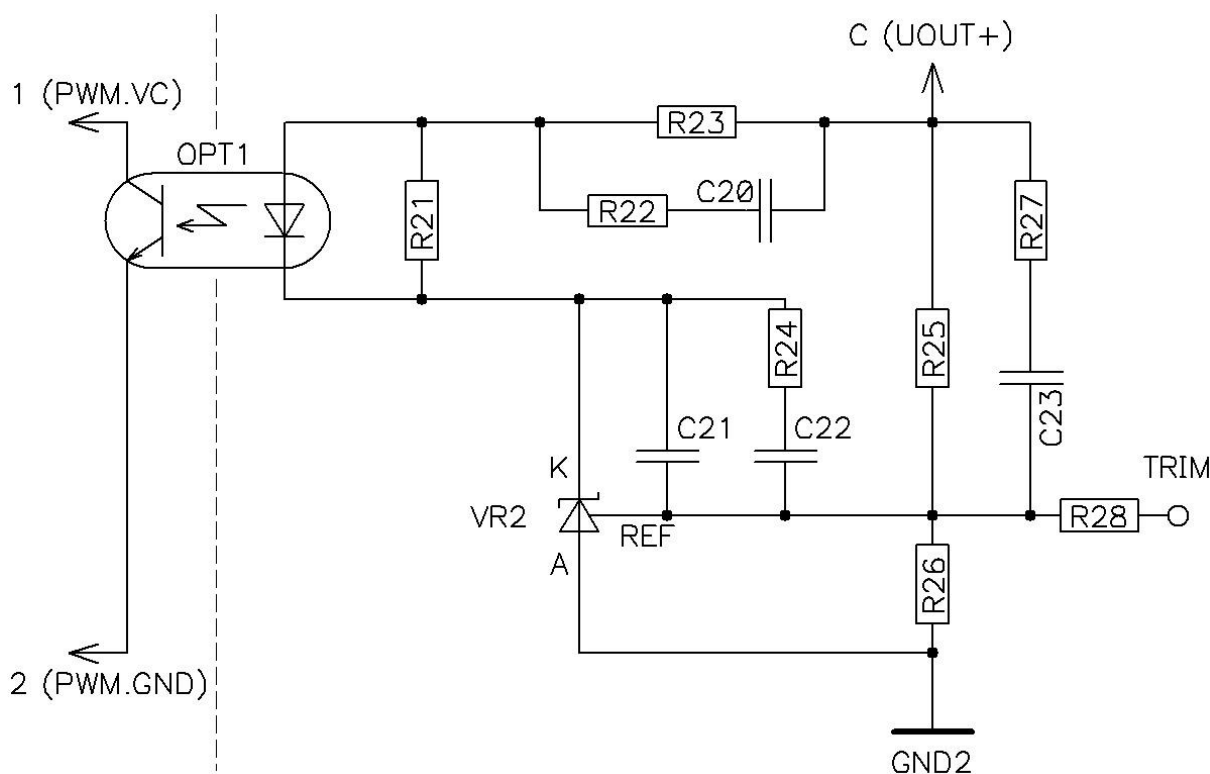
Na obrázku 10 je ukázána výstupní výkonová část navrženého měniče. Energie nahromaděná během doby sepnutí T_{ON} v magnetickém poli primárního vinutí transformátoru TR je při rozeptnutí spínače T_1 a propustné polarizaci diod D_4 , D_5 , D_6 dodána přes sekundární vinutí transformátoru TR do výstupního obvodu zdroje. Diody $D_4 - D_6$ jsou Schottkyho typu, aby výkonová ztráta na nich byla co nejmenší. Výstupní kond. $C_{10.1} - C_{10.3}$ jsou nabíjeny proudem tekoucím skrz diody $D_4 - D_6$. Těsně před výstupem zdroje je umístěn LC filtr (L_2 , $C_{11.1}$, $C_{11.2}$) zmenšující zvlnění výstupního napětí U_{OUT} . Vodičem C je snímána informace o výstupním napětí zpětnovazebním obvodem.

RC článek R_6 a C_7 spojující vodiče stálých potenciálů, na primární straně vývod transformátoru TR.1 připojený na napájení zdroje a na sekundární straně vývod TR.3 připojený na minusový vodič výstupního napětí. Daný RC článek je pro filtrace vysokofrekvenčního rušení vznikající v primární části zdroje spínáním. Při sepnutí tranzistoru T_1 a závěrné polarizaci diod $D_4 - D_6$ generuje rozptylová indukčnost nárůst záporného napětí na diodách $D_4 - D_6$ a hrozí jim průrazem. Proto je zde RC článek C_8 a R_7 se stejnou funkcí jako RC článku na tranzistoru T_1 . Daný RC článek tlumí a zpomaluje nárůst závěrného napětí na Schottkyho diodách.

Dále DRC článek D_3 , C_9 , R_8 ($R_{8.1} \parallel R_{8.2}$) s pomalou diodou je založen na stejném principu jako pomalý DRC článek na vstupní části modulu. Při nárůstu záporného napětí na sekundárním vinutí transformátoru TR je v určité chvíli dioda D_3 propustně polarizována a z výstupných kondenzátoru $C_{10.1} - C_{10.3}$ teče proud skrz kondenzátor C_9 , čímž je C_9 nabíjen na větší než výstupní napětí zdroje,

do diody D_3 a dále přes sekundární vinutí transformátoru se vrací do minusových vývodů kondenzátorů $C_{10.1} - C_{10.3}$, čímž se smyčka uzavírá. Při závěrné polarizaci diody D_3 je kondenzátor C_9 částečně za pomoci odporů $R_{9.1} - R_{9.2}$ vybíjen zpátky do výstupních kondenzátorů $C_{10.1} - C_{10.3}$.

5.1.3 Zpětnovazební obvod



Obr. 11: zpětnovazební obvod

Na obrázku 11 je zobrazen zpětnovazební obvod zdroje. Výstupní napětí zdroje je přivedeno na odporový dělič R_{25} , R_{26} . Prvek VR_2 je obvod TL431, což je nastavitelný napěťový regulátor. Napěťový regulátor VR_2 snímá napětí na odporu R_{26} vývodem REF a porovnává ho s vnitřním referenčním napětím 2,5 V. Jestli je na odporu R_{26} větší než referenční napětí, vodivost kanálu KA (K pro katodu, A pro anodu) vzrůstá a kanálem je nasáván proud tekoucí z vodiče C přes odpor R_{23} dále do odporu R_{21} a skrz diodu optočlenu OPT_1 . Nejmenší napětí, které může být na kanálu KA regulátoru VR_2 , je 2,5 V, při němž je kanál KA VR_2 maximálně otevřen [15].

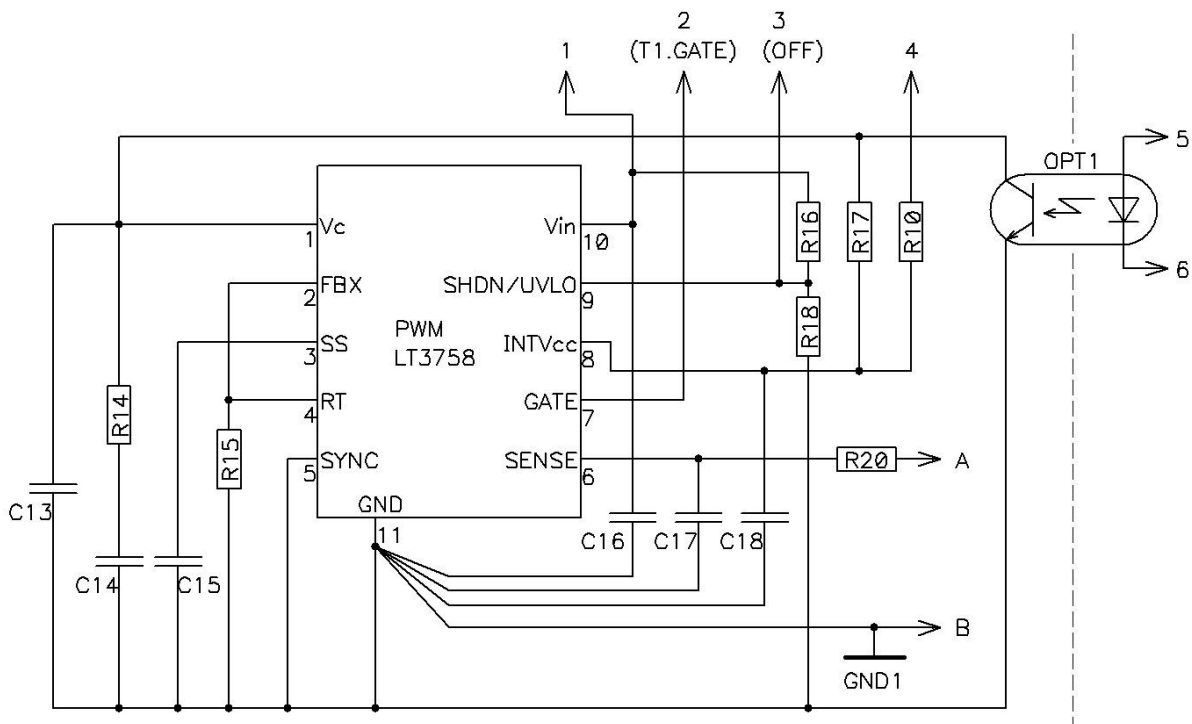
Regulátor VR_2 je v daném zapojení transkonduktačním zesilovačem. Regulátorem VR_2 je řízeno množství proudu protékajícího LED diodou OPT_1 a množství vyzářeného záření, a tím vodivost výstupního tranzistoru OPT_1 . Regulací vodivosti výstupního tranzistoru OPT_1 je předána

informace o hodnotě výstupního napětí a realizována záporná zpětná vazba. Odpojem R_{23} je nastavená citlivost zpětné vazby (maximální proud diodou OPT_1). Odpojem R_{21} je umožněn průtok malého proudu do 1 mA do katody VR_2 , který je potřeba pro začátek korektní funkce napěťového regulátoru VR_2 . Součástky R_{22} a C_{20} , R_{23} , C_{23} a R_{27} , C_{21} , R_{24} a C_{22} jsou pro filtraci a nastavení nul a pólů zpětnovazebního přenosu. Volba hodnot daných součástek byla realizována na základě experimentálních výsledků.

Na obrázku 11 je zobrazen odpor R_{28} a výstupní pin měniče TRIM. Připojení pinu na U_{OUT+} nebo U_{OUT-} jsou změněny proporce odporového děliče R_{25} , R_{26} , a tím i hodnota monitorovaného napětí děliče na vývodu REF regulátoru VR_2 . Vodiče 1 a 2 vedou na piny kontroléru PWM. Snížením odporu výstupního tranzistoru OPT_1 je způsobeno zmenšení střídy spínání tranzistoru T_1 (zmenšení doby sepnutí T_{ON}) a pokles výstupního napětí zdroje U_{OUT} . Na pin TRIM je možné přivést i jiné napětí a jeho hodnotou řídit výstupní napětí zdroje.

Zpětnovazební obvod je zároveň ochranou proti přepětí výstupu. Pokud je z nějakého důvodu na výstupu zdroje napětí větší než 5 V, je tranzistor optočlenu OPT_1 otevřen natolik, že buď je značně omezena střída spínání, nebo je spínání PWM kontroléru vypnuto úplně.

5.1.4 Obvod PWM kontroléru



Obr. 12: obvod kontroléru PWM

Na obrázku 12 je předveden PWM kontrolér LT3758 a okolní součástky umožňující a upravující funkci kontroléru. Na pin kontroléru V_{in} je vodičem 1 přivedeno vstupní napájecí napětí U_{IN} . Dle napětí na pinu SHDN/UVLO je rozhodnuto, zda je kontrolér aktivován nebo vypnut. Vzhledem ke struktuře kontroléru PWM je možné pomocí odporového děliče R_{18} , R_{16} nastavit, při jakém vstupním napětí je kontrolér uveden do provozu a při jakém napětí je vypnut. Je zde nastavitelná hystereze, která brání chybnému přepínání modulu mezi stavy práce v důsledku rušení či zvlnění při napájení nejmenším pracovním napětím (18 V). Hodnoty odporů R_{18} , R_{16} je možné vypočítat pomocí jednoduchých vzorečků v dokumentaci LT3758. Na pin SHDN/UVLO je přiveden vodič 3, na něhož je napojená protizkratová ochrana a pin modulu OFF. Spouštěcí napětí zdroje je nastaveno na 18 V a vypínací napětí na 17 V. Na pinu SHDN/UVLO je hraniční napětí 1,22 V pro zapnutí a vypnutí a hystereze je vytvořena pomocí vtékajícího proudu o velikosti 2 μ A do pinu SHDN/UVLO před zapnutím kontroléru.

Při startu kontroléru je interval pomalého náběhu, kdy je střída spínání γ postupně zvětšována. Délka daného intervalu je definována velikostí kapacity C_{15} připojené na pin SS a pro navržený modul je nastavená doba pomalého náběhu cca 6 ms kapacitou 470 nF. Od počátku pomalého

náběhu je na pinu $INTV_{CC}$ v daném zapojení napětí 7,2 V, což je napětí vnitřního stabilizátoru kontroléru, a je možné dané napětí použít pro napájení okolních nízkopříkonových obvodů. Z pinu $INTV_{CC}$ je možné odebírat maximálně 50 mA při $U_{IN} = 20$ V a 22 mA při $U_{IN} = 100$ V.

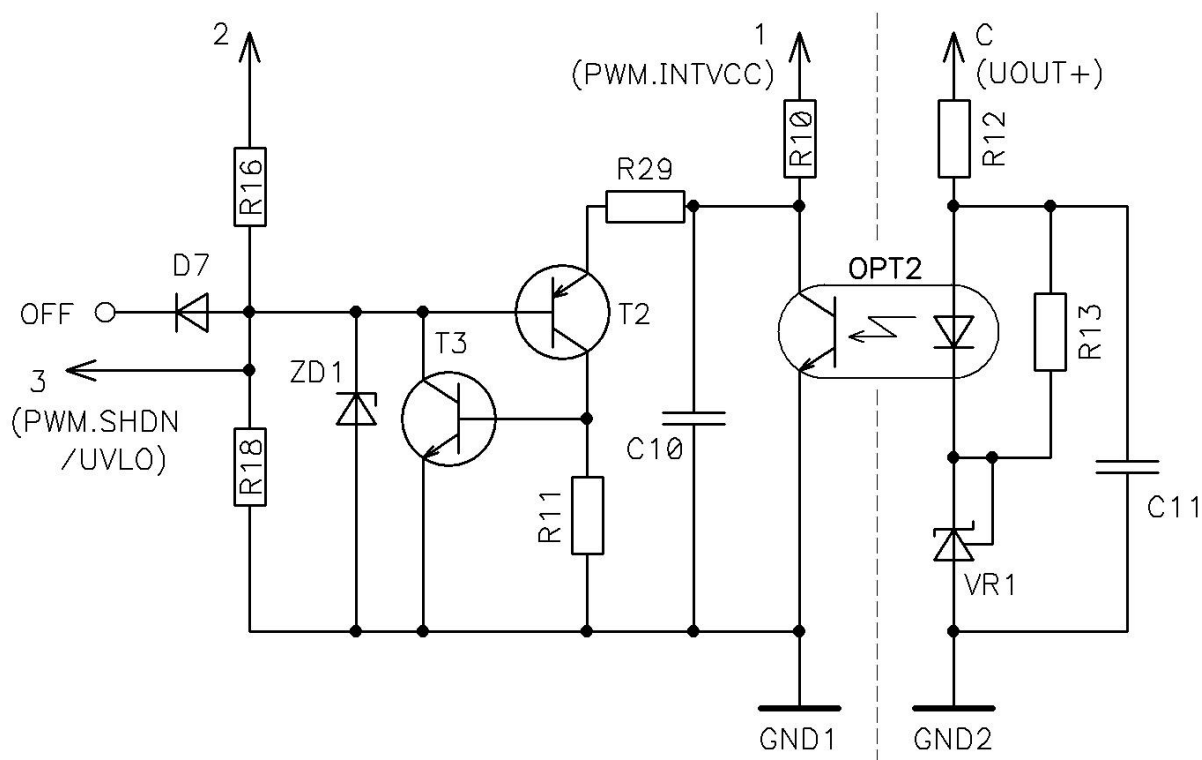
Frekvence spínání tranzistoru T_1 je zadána odporem R_{15} na pinu RT. Vodičem 2 je spojen pin GATE, na němž je obdélníkový signál frekvence f , amplitudy napětí $INTV_{CC}$ a střídý spínání γ . Dle doporučení expertů firmy Tesla Electric s.r.o. byla nastavena frekvence spínání 290 kHz. Při podstatně nižší frekvenci je potřeba fyzicky větších některých součástí, hlavně transformátoru, a při frekvenci podstatně vyšší rostou význačně energetické ztráty. Frekvence blízké 290 kHz jsou tedy kompromisem vůči cílovým parametrům navrženého zdroje, ale také i výrobní ceny. Daná informace byla také poskytnuta firmou Tesla Electric s.r.o. Pin FBX se používá v neizolovaných zdrojích pro zpětnou vazbu výstupního napětí zdroje. V navrženém izolovaném modulu musí být pin FBX připojen na pin RT dle doporučení dokumentace kontroléru a informace o zpětné vazbě je získána pinem VC.

Vodiči A a B je přivedeno napětí z odporů $R_{5,1}$, $R_{5,2}$, které mají roli převodníku I/U, na piny SENSE a GND, čímž kontrolér získává informaci o proudu primárním vinutím. Proudová informace je dále kombinována se zpětnovazební informací přijaté pinem VC, a podle výsledku je upravena střída spínání. Pokud na pinu SENSE napětí dosáhne hodnoty 110 mV, napětí na pinu GATE je nastaveno na nulu a spínač T_1 je vypnut. Pomocí velikosti odporů $R_{5,1}$, $R_{5,2}$ je omezena maximální hodnota proudu primárním vinutím a také výstupní výkon měniče. Při sepnutí tranzistoru T_1 je časový interval 100 ns, kdy pin SENSE ignoruje napětí vyšší než 110 mV a nevypíná T_1 . Špičkové napětí na pinu SENSE se může objevit kvůli rušení a podobným parazitním jevům. Pokud doba 100 ns nestačí, je možné použít spojení R_{20} , C_{17} před pinem SENSE pro filtraci rušení přivedeného na pin, a tak přesnější monitorování proudu primárním vinutím. V navrženém modulu však umístění R_{20} , C_{17} nemělo viditelný vliv na funkci kontroléru.

R_{17} je odpor typu pull-up a v případě zavřeného tranzistoru optočlenu OPT_1 umožňuje zvednutí napětí na pinu VC a tím maximalizaci střídý spínání. Naopak pokles napětí na pinu VC na nulu vede k zastavení spínání. Součástky C_{13} , C_{14} a R_{14} jsou pro zlepšení stability zpětné vazby a jejich hodnota je vybrána na základě experimentů. Odpor R_{10} je typu pull up pro obvod protizkratové ochrany na vodiči 4.

5.1.5 Obvod protizkratové ochrany

Na obrázku 13 je ukázán obvod zajišťující protizkratovou ochranu a ochranu proti čerpání nadměrného výstupního proudu zátěží při poklesu výstupního napětí pod hranici určenou hodnotami součástek daného obvodu.



Obr. 13: obvod protizkratové ochrany

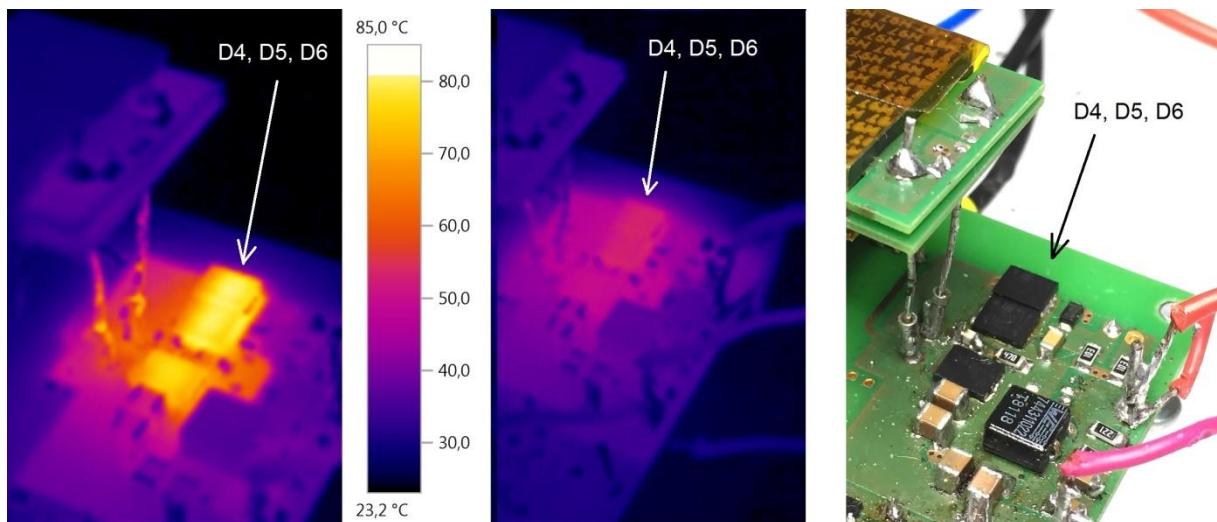
Na výstupní části obvodu je už dříve uvedený nastavitelný napěťový regulátor TL431 (VR_1), jehož katoda je zde spojena s vývodem REF, a tak VR_1 funguje jako Zenerova dioda se stabilizovaným napětím 2,5 V. Odpor R_{13} poskytuje cestu pro nejmenší proud, při němž začíná VR_1 správně fungovat, a odporem R_{12} je nastavena citlivost diody optočlenu OPT_2 . Jelikož v dané části obvodu jde jen o dva stavy, a to buď stav otevřeného, nebo stav zavřeného tranzistoru OPT_2 , citlivost diody OPT_2 není důležitá a pomocí odporu R_{12} je jenom omezen proud tekoucí do optočlenu, R_{13} a stabilizátoru napětí VR_1 . Kondenzátor C_{11} je zde přítomen pro filtraci rychlého kolísání výstupního napětí zdroje v důsledku změny zátěže. Vyzařování diody optočlenu OPT_2 je při napětí U_{OUT} cca 4 V.

Vodič 3 je připojen na pin SHDN/UVLO kontroléru PWM, na němž je v zapnutém stavu kontroléru napětí 1,22 až cca 1,80 V. Horní hranice je dána stabilizovaným napětím vybrané Zenerovy diody ZD_1 .

Při výstupním napětí U_{OUT} větším než 4 V dioda optočlenu OPT_2 vyzářuje a tranzistor OPT_2 je otevřen. Z vodiče 1 teče proud z pinu $INTV_{CC}$ PWM kontroléru o napětí 7,2 V do otevřeného tranzistoru OPT_2 a většina napětí $INTV_{CC}$ je na pull-up odporu R_{10} . Na tranzistoru OPT_2 v otevřeném stavu či paralelním kondenzátoru C_{10} je nízké napětí cca 0,5 V při odporu $R_{10} = 15 \text{ k}\Omega$.

Jakmile je tranzistor OPT_2 zavřený, narůstá napětí na kondenzátoru C_{10} s rychlostí závislé na RC konstantě C_{10} a R_{10} . Při napětí na kond. C_{10} větší o cca 0,5 V (napětí na přechodu emitor-báze tranzistoru T_2) než na pinu $SHDN/UVLO$ kontroléru je struktura sestavená z T_2 , T_3 a R_{11} aktivována. Po aktivaci struktury, jejíž funkce je podobná funkci tyristoru, napětí na pinu $SHDN/UVLO$ je prakticky stáhnuto na nulu, čímž je vypnut kontrolér PWM, a tím spínání MOSFET tranzistoru T_1 . Napětí $INTV_{CC}$ je taky na nule a kondenzátor C_{10} je vybíjen přes odpor R_{10} a přes odpor R_{29} a tranzistory T_2 , T_3 . Při spadnutí napětí kondenzátoru C_{10} pod určitou hranici cca 0,5 V je struktura T_2 , T_3 , R_{11} deaktivována.

Účinek protizkratové ochrany



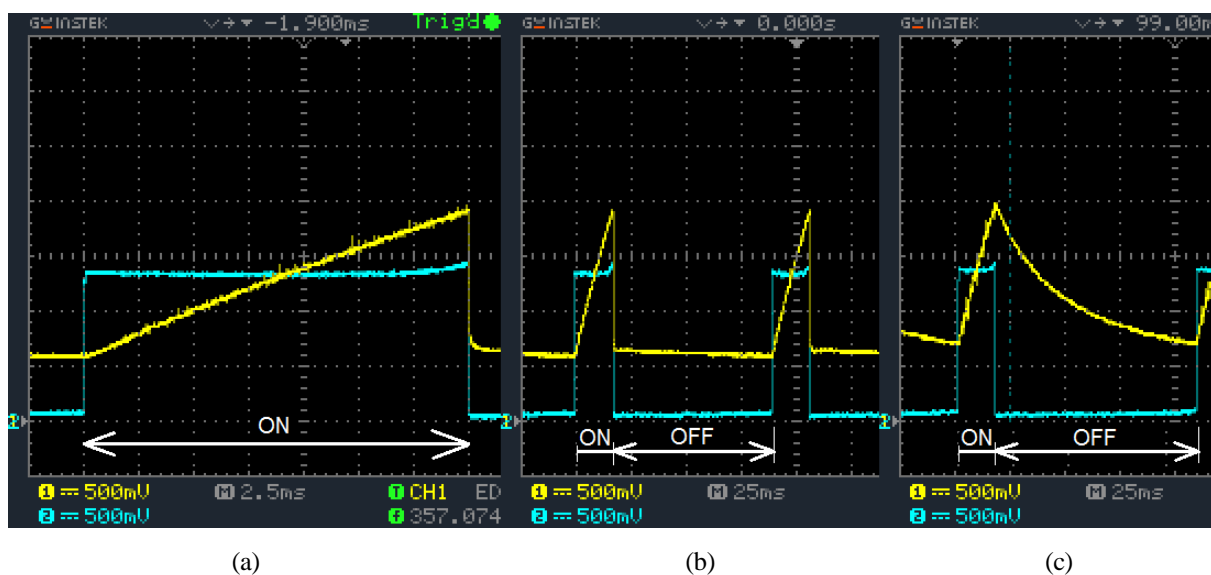
Obr. 14: porovnání ztrát ve výstupních Schottkyho diodách při zkratovaném výstupu. Vlevo je termogram bez obvodu protizkratové ochrany, uprostřed termogram s protizkratovou ochranou a vpravo je ilustrační fotografie diod.

Na obrázku 14 jsou zobrazeny termogramy a klasická fotografie výstupních diod $D_4 - D_6$ při zkratovaném výstupu. Vstupní napájecí napětí je 18 V. Vlevo je zobrazen termogram s vypojenou protizkratovou ochranou. Po zkratu výstupu modulu teplota diod okamžitě narůstá a pokračuje nad

100 °C. Dál bylo nutné vypnout napájení zdroje, aby diodám nehrozilo zničení. Na obrázku 14 uprostřed je termogram s aktivní ochranou proti zkratu. Diody se ohřejí na teplotu přibližně 55 °C a dále jejich se nemění. Z daných výsledků plyne závěr, že protizkratová ochrana významně omezuje přenesený výkon transformátorem TR a chrání interní součástky zdroje proti poškození či zničení. Daný závěr je zároveň podpořen naměřeným středním vstupním výkonem, který činí 19,8 W pro obvod bez protizkratové ochrany a 3,6 W pro obvod s ochranou. Maximální výstupní výkon modulu byl v danou chvíli nastaven na cca 20 W. Pochopitelně v měničích s vyšším maximálním výkonem by teplota diod bez protizkratové ochrany byla ještě větší.

Funkce zdroje s protizkratovou ochranou

Na obrázku 15 jsou ukázány průběhy funkce protizkratové ochrany. Modře jsou vyznačeny průběhy napětí na pinu SHDN/UVLO a žlutě průběhy napětí na kondenzátoru C_{10} .



Obr. 15: funkce protizkratové ochrany. Žlutě je průběh na kond. C_{10} a modře napětí na pinu SHDN/UVLO kontroléru PWM. Je zobrazen průběh s odporem $R_{29} = 0$ (a, b) a s $R_{29} = 2,2 \text{ k}\Omega$ (c). Vstupní napájecí napětí $U_{IN} = 18 \text{ V}$.

Doba práce ON na průbězích obrázku 15 je prodleva umožňující měnič pomalý náběh a přechod do plně pracovního režimu. Délka této doby souvisí přímo s velikostí kapacity C_{10} , resp. s dobou nabití této kapacity na napětí dostatečné ke spuštění protizkratové ochrany. Na obrázku 15a je v časovém měřítku roztáhlá doba práce ON a na obrázku 15b je vidět perioda funkce protizkratové ochrany včetně doby OFF, při níž je spínání zastaveno. Oba obrázky 15a a 15b ukazují stejný průběh s odporem $R_{29} = 0$. Je zajímavé, že po aktivaci protizkratové ochrany je kond. C_{10} okamžitě vybitý na nízké napětí cca 0,6 V, ale ochrana zdroje je stále aktivní a závěrečné vybití C_{10} je

významně zpomaleno. Naopak při použití odporu $R_{29} = 2,2 \text{ k}\Omega$ (obr. 13c) je pokles napětí na kond. C_{10} roztažený po celou dobu OFF. Je důležitý postřeh, že i bez odporu R_{29} je doba OFF dostatečně dlouhá na snížení výkonu přenášeného transformátorem na zkratovaný výstup.

Požadavek doby práce ON (definované kapacitou C_{10}) je odvíjena od typu zátěže, kterou bude používat zákazník. Pokud má zátěž vlastní velkou kapacitu, trvá déle, než se výstup zdroje dostane na stabilizované napětí 5 V, a tak se hodí prodloužená doba práce ON.

5.2 Umístění součástek při návrhu DPS měniče

Nejdříve byla navržena zkušební verze zdroje, na níž by bylo jednoduché experimentovat a zkoumat funkce jednotlivých částí, ale zároveň by byly respektovány následující principy.

Výkonové součástky a cesty by měly být umístěny do blízké zóny, aby elektromagnetické rušení vysokých proudů a napětí bylo soustředěno na co nejmenší plochu a neohrožovalo funkce citlivých částí obvodu, jakými jsou blok PWM (kontrolér PWM LT3758 a jeho okolní součástky) a blok zpětné vazby s optočlenem a napěťovým regulátorem TL431.

5.2.1 Výkonové smyčky

První výkonovou smyčkou je cesta, která vede přívodem napájecího napětí od plusových vývodů vstupních kondenzátorů na primární vinutí transformátoru, dále přes spojení primárního vinutí s výkonovým tranzistorem, poté do nízko odporových rezistorů pro měření proudu a nakonci se vrací na minusové vývody vstupních kondenzátorů.

Druhou výkonovou smyčkou je cesta skrz sekundární vinutí transformátoru, skrz Schottkyho diody, přes výstupní kondenzátory, a na konci je smyčka uzavřena minusovým vývodem sekundárního vinutí transformátoru. Součástky uvedených smyček by měly být co nejblíže k sobě, ale je nutné zajistit odvod tepelných ztrát pro udržování konstantní bezpečné teploty uvnitř součástek při maximálním odebraném výkonu. Výsledkem je kompromis mezi minimalizací elektromagnetického rušení výkonovými smyčkami a dostatečně velkou plochou pro odvod tepla (v zalitém modulu přes kompaund či speciálně vytvořené konstrukce krabičky na povrch krabičky zdroje, eventuálně dál na chladič zdroje).

5.2.2 Funkce bloku PWM

Převodníkem proudu na napětí jsou nízko odporové rezistory zařazené do vstupní výkonové smyčky. Z daných odporů je snímána informace o proudu tekoucím primárním vinutím. Na jednu stranu by se mohlo jevit logicky odsunout obvod s PWM kontrolérem LT3758 pryč od těchto odporů pro minimalizaci rušení výkonovou smyčkou a přivádět informaci o proudu z odporů paralelně táhnoucími se vodiči k PWM kontroléru. Bohužel je daná logika nevhodná. Vstup SENSE PWM kontroléru měří napětí na odporech do 110 mV a cesta nesoucí informaci o proudu, pokud je dlouhá, je náchylná vůči elektromagnetickému rušení. Důsledkem je špatně vyhodnocená informace PWM kontrolérem a nestabilní funkce spínání. Proto by měl být PWM kontrolér co nejbližší převodníku I/U, tj. nízko odporovým rezistorům. Nabízí se řešení umístění výkonové smyčky např. na horní vrstvu DPS a obvod PWM bloku na spodní vrstvu DPS pod I/U převodníkem. Také kvůli možnému rušení by měla být co nejkratší cesta vodiče od zpětnovazebního optočlenu nesoucí informaci o výstupním napětí.

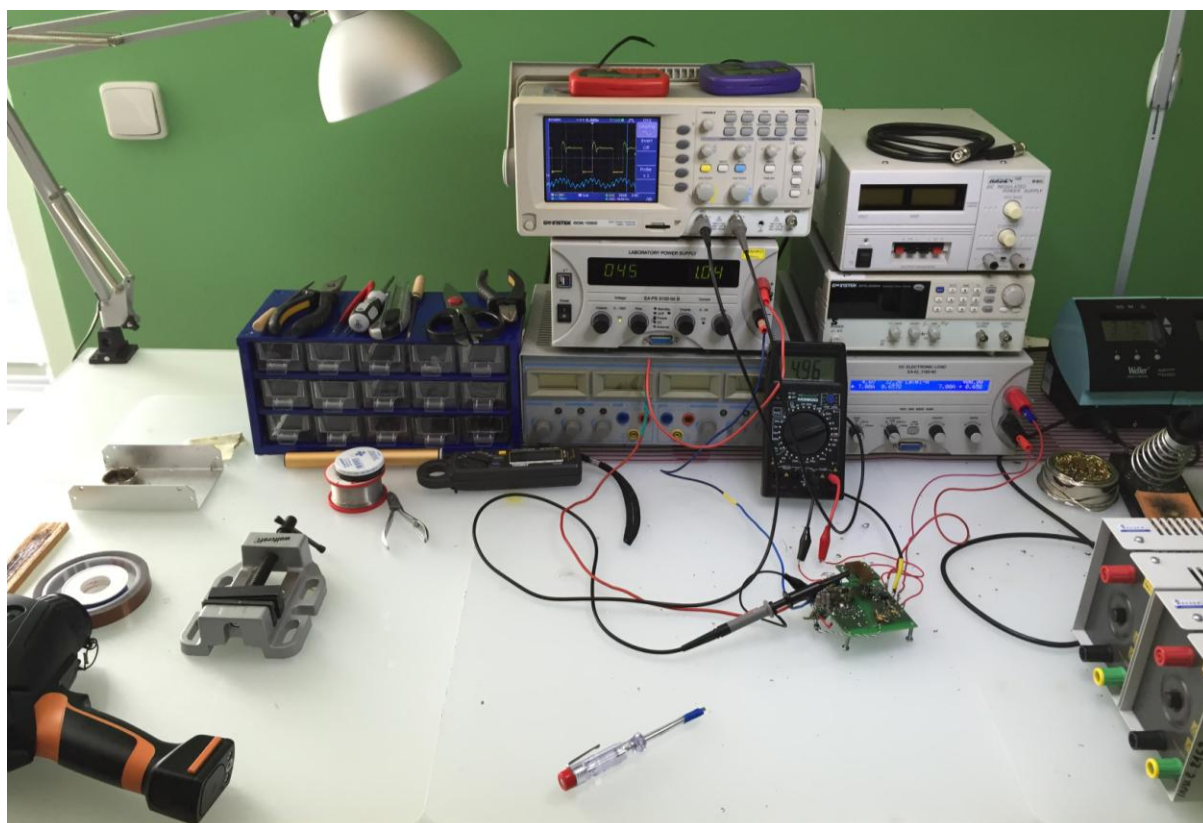
5.2.3 Transformátor

Pro návržený zdroj byl použit planární transformátor, jehož vinutí jsou v provedení DPS, a samotný transformátor má nízký profil. Tištění vinutí přímo na hlavní DPS zdroje je dnes častým řešením ve spínaných zdrojích. Problémem je ale navýšení ceny kvůli potřebné více než dvouvrstvé DPS. Proto je často DPS pro transformátor vyrobena zvlášť a sebraný transformátor je osazen na hlavní DPS na kolíčky. Je zde kompromis výrobní ceny proti nízkoprofilovosti zdroje.

6 Testování zdroje a dosažené výsledky

6.1 Sestavení měřicího pracoviště

Na obrázku 16 je ukázáno měřicí (a zároveň experimentální) pracoviště. Pracoviště bylo sestaveno z následujících přístrojů: osciloskop GW Instek GDS-1022, napájecí zdroj EA-PS 3150-04 B (100 V, 4 A), napájecí zdroj Voltcraft PS-2403D (40 V, 3 A), elektronická zátěž EA-EL 3160-60, reostat Contrex PRN 322, termokamera Testo 875-1, klešťový true-rms ampérmetr Tenma 72-6185 a multimetr FK Technics M3900.



Obr. 16: sestavené pracoviště pro měření a experimentování

6.2 Naměřené parametry

Navržený zdroj byl vyroben jako experimentální maketa na otevřené DPS (foto DPS v příloze C) a s osazenými součástkami na horní vrstvě DPS měl velikost 7 x 7 x 1 cm³ (šířka x délka x výška). Vzhledem k rozlehlosti součástek byla funkce zdroje významně ovlivněna elektromagnetickým rušením a stabilní práce zdroje byla zajištěna jen na určitých úsecích. V tabulce 2 jsou uvedeny naměřené parametry, u nichž bylo možné jasně stanovit hodnotu či stav.

Elektronické vlastnosti				
vlastnost	min	typ	max	jednotka
Rozsah vst. napětí pro funkci zdroje	18	-	100	V
Výstupní napětí	5			V
Max. výst. proud	12			A
Max. výkon zdroje	60			W

Funkce		
Monitor startovacího napětí	start při 18 V, vypnutí při 17 V	
Externí vypnutí zdroje	připojením pinu OFF na minus vstupu	
Pomalý náběh zdroje	nastavitelné kondenzátorem	
Protizkratová ochrana	vypnutí a reset zdroje při poklesu výst. napětí pod hodnotu 4 V	
Nastavení výst. napětí zdroje	±10	%

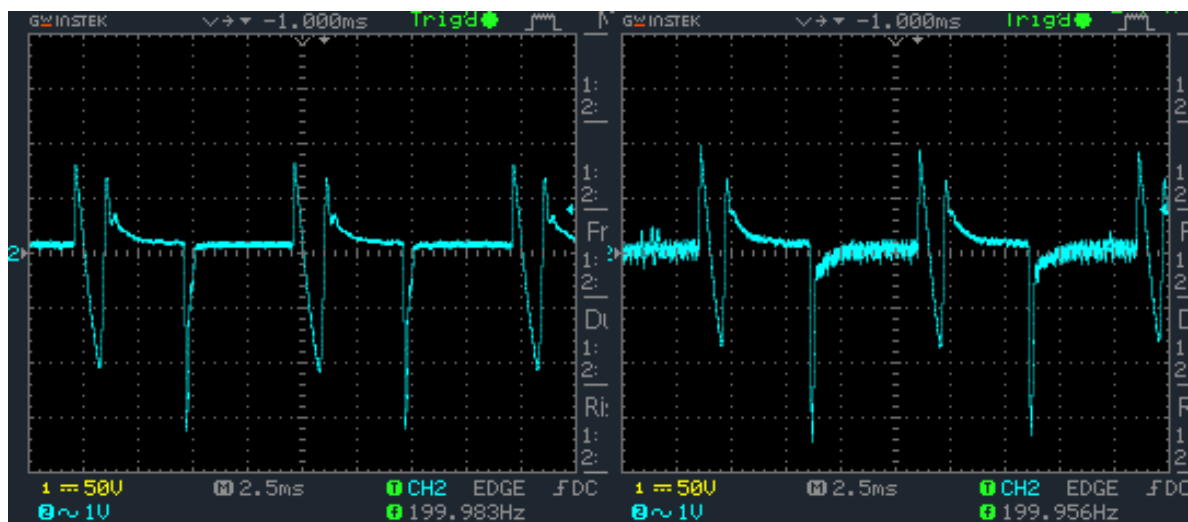
Tab. 2: vlastnosti navrženého zdroje

Pro příklad jsou v tabulce 3 ukázány některé hodnoty účinnosti (η) a zvlnění výst. napětí (U_{pp}) v závislosti na vstupních napětích U_{IN} a výstupních proudech I_{OUT} , přičemž navržený zdroj pracuje stabilně s napětím U_{IN} od 18 do 25,5 V a odebíraném proudem 0 - 7,5 A a také s napětím U_{IN} od 30,6 do 37 V a odebíraném proudem 0 - 10 A.

U_{in} (V)	I_{in} (A)	U_{out} (V)	I_{out} (A)	U_{pp} (mV)	P_{out} (W)	η (-)
18	2,76	5	7,5	80	37,5	75,41%
25,5	1,96					74,99%
30,6	2,14	5	10		50	76,19%
37	1,74					77,72%

Tab. 3: některé parametry

Na obrázku 17 jsou ukázány reakce výstupního napětí U_{OUT} na impulsní zátěž: 5 ms 10Ω (0,5 A), 5 ms $0,5 \Omega$ (10 A). Vlevo je reakce při napětí U_{IN} 21 - 24 V, vpravo reakce při U_{IN} 24 - 29,8 V. Z obr. 17 je vidět, že zpětná vazba obvodu nefunguje korektně a doba ustálení po zmenšení zátěže (skok napětí výstupu nahoru a oscilace) je dlouhá cca 2,5 μ s. Naopak doba ustálení po navýšení zátěže (skok výstupního napětí dolů) je vizuálně dvakrát kratší.



Obr. 17: reakce výstupního napětí na změny zátěže

7 Závěr

Podle pokynů k této diplomové práci byla provedena rešerše a seznámení se s problematikou návrhu spínaných napájecích zdrojů pro účely využití v náročných podmínkách.

V teoretické části byly určeny a probrány hlavní typy topologií využívaných pro návrh izolovaných spínaných DC/DC zdrojů. Byly popsány principiálně funkce topologií forward a flyback, poté byly topologie porovnány mezi sebou a vymezeny jejich rozdíly. Dále byl uveden model transformátoru s představenými parazitními vlastnostmi relevantními vůči návrhu izolovaných DC/DC zdrojů. Po volbě flyback topologie pro návrh spínaného zdroje bylo představeno blokové schéma zdroje založené na ovládání zdroje PWM kontrolérem LT3758 a vysvětleny funkce jednotlivých částí z hlediska cílových parametrů zdroje. Dále byly hlouběji rozebrány schematické úseky jednotlivých částí zdroje s uvedením důležitých poznatků, jako jsou např. účely jednotlivých RC a DRC článků či funkce protizkratové ochrany. Po schematickém rozboru byly představeny základní principy správného návrhu DPS měniče a rozmístění součástek. Poté byly popsány naměřené parametry navrženého zdroje v podobě experimentální makety.

Při řešení cílů diplomové práce se vyskytlo několik překážek, které při výběru tématu práce nebyly vidět. Většina problémů byla v absenci důležitých znalostí a jasnosti důležitých elektrických procesů. Velké množství času bylo stráveno čtením a studiem množství literárních vydání celosvětově známých firem, jako jsou NPX (založena firmou Philips Semiconductors), Texas Instruments či Linear Technology. Poté následovalo náročné experimentování zásadní pro pochopení problematiky.

Ve výsledku vznikla jen jedna generace zdroje v podobě experimentální makety, jejíž potenciál poskytnout zkušenosti byl kompletně vyčerpán. Proto byl proveden návrh druhé generace flyback měniče také založeného na PWM kontroléru LT3758. Schéma a DPS nového návrhu byly pozměněny v souvislosti se získanými zkušenostmi. Schéma a návrh DPS 2. generace makety flyback měniče jsou v příloze B.

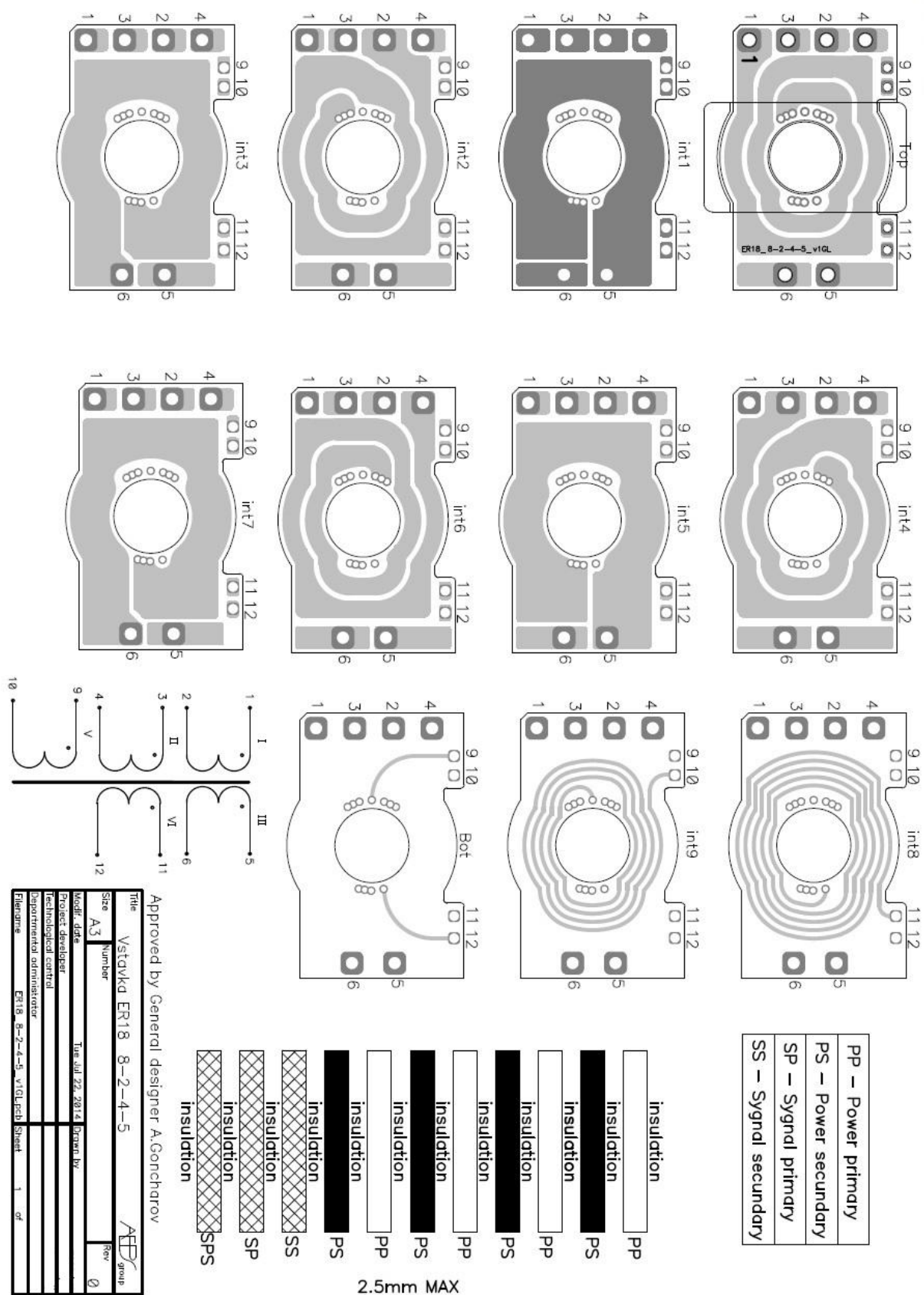
Doufám, že daná diplomová práce bude v budoucnu použita pro jednodušší zjištění informací týkajících se celkového návrhu spínaných DC/DC modulů.

Seznam literatury

1. **Gaia Converter.** MGDI-35. *Gaia Converter*. [Online] 2014. [Citace: 11. březen 2015.] <http://gaia-converter.com/docs/ds/MGDI35W.pdf>.
2. **MEAN WELL Enterprises Co., Ltd.** SKM30 series. *Mean Well*. [Online] 2012. [Citace: 15. únor 2015.] <http://www.meanwell.com/search/skm30/SKM30-SPEC.PDF>.
3. **TRACO POWER.** TEN 30WI Series. *TRACO POWER*. [Online] 2014. [Citace: 25. leden 2015.] <http://www.tracopower.com/products/ten30wi.pdf>.
4. **Tesla Electric s.r.o.** DC/DC converters TESD30. *Tesla Electric*. [Online] 2014. [Citace: 8. březen 2015.] <http://www.teslaelectric.eu.com/products/dcdc/datasheets/tesd/tesd30.pdf>.
5. **Linear Technology.** Basic Concepts of Linear Regulator and Switching. *Linear Technology*. [Online] 2013. [Citace: 10. únor 2015.]
6. **Philips Semiconductors.** Power Semiconductor Applications Philips Semiconductors. *Scribd*. [Online] 1994. [Citace: 26. leden 2015.] <http://www.scribd.com/doc/22238961/Power-Semiconductor-Applications-Philips-Semiconductors#scribd>.
7. **Krejčířík, Alexandr.** *DC/DC měniče*. Praha : BEN, 2001. ISBN 8073000458.
8. **Texas Instruments.** Incorporating Active-Clamp. *Cite Seer X*. [Online] 2011. [Citace: 3. březen 2015.]
9. **Гончаров, Александр.** НАЧАЛЬНАЯ ШКОЛА ПОСТРОЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (ПЕРВЫЙ КЛАСС) («ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ» №6 2002). *АЕДОН*. [Online] 2002. [Citace: 7. leden 2015.]
10. **Макашов, Дмитрий.** *Обратноходовой преобразователь*. [adobe reader document] 2005.
11. **Linear Technology.** LT3758/LT3758A. *Linear Technology*. [Online] 2009. [Citace: 19. listopad 2014.] <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3758Afd.pdf>.
12. **Vishay.** ES07B, ES07D. *VISHAY*. [Online] 2012. [Citace: 7. leden 2015.] <http://www.vishay.com/docs/85737/es07b.pdf>.
13. **VISHAY.** S4PB, S4PD, S4PG, S4PJ, S4PK, S4PM. *VISHAY*. [Online] 2014. [Citace: 7. leden 2015.] <http://www.vishay.com/docs/89032/s4pm.pdf>.

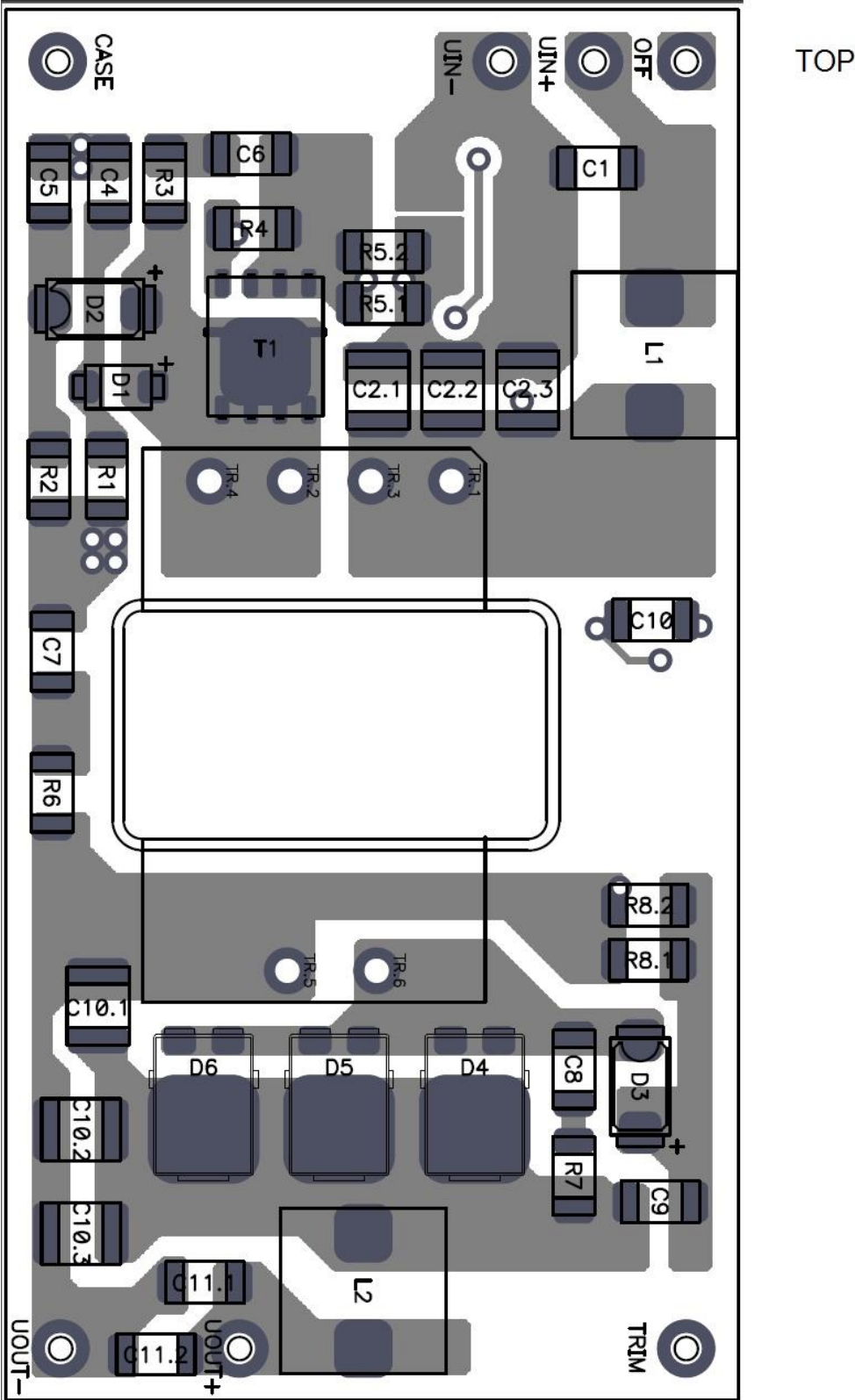
14. **Infineon.** BSC320N20NS3. *Infineon.* [Online] 2011. [Citace: 17. leden 2015.]
http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSC320N20NS3G-DS-v02_03-en.pdf?fileId=db3a3043243b5f17012495e37b301571.
15. **Texas Instruments.** TL43xx Precision Programmable Reference. *Texas Instruments.* [Online] 2004. [Citace: 2. únor 2015.]
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>.

Příloha A: jednotlivé vrstvy a vinutí použitého planárního transformátoru

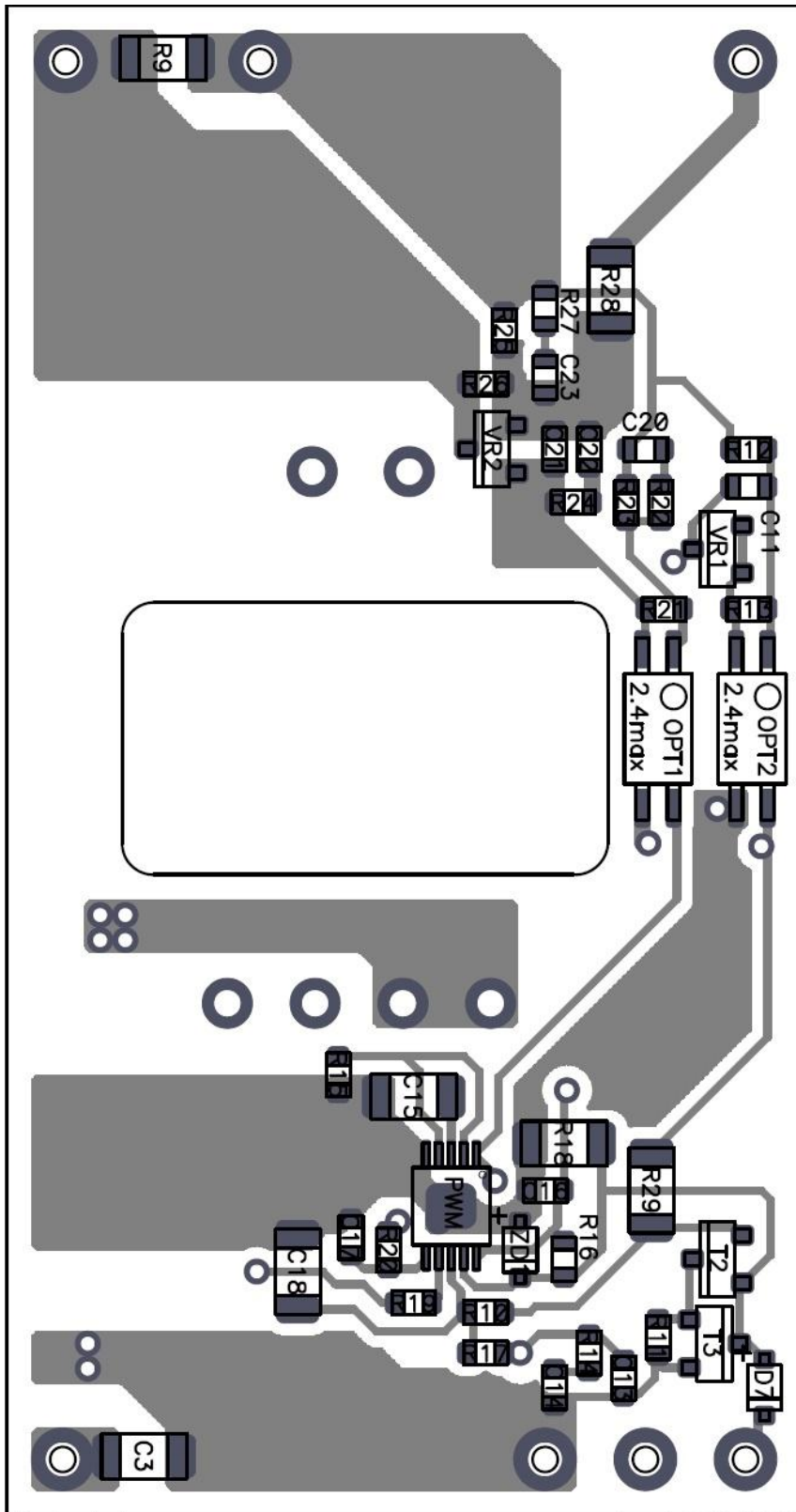


Příloha B: DPS a schéma makety měniče druhé generace

1. Horní vrstva DPS: TOP

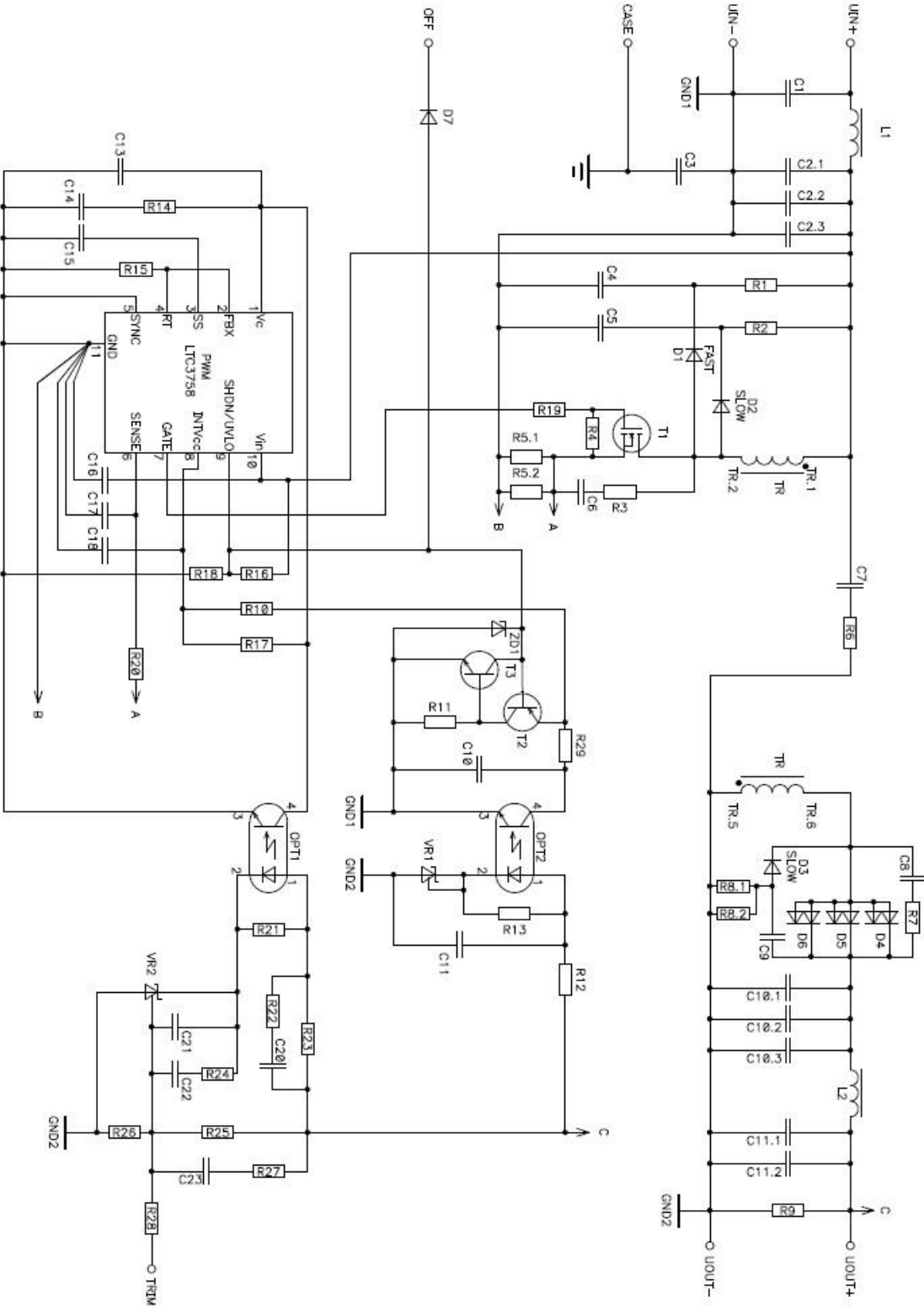


2. Spodní vrstva DPS: BOT



BOT

3 Schéma



Příloha C: DPS makety zdroje první generace

