

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Třífázový střídač pro napájení synchronního motoru

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: **2011/2012**

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jiří PYTEL**
Osobní číslo: **E10N0228P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Třífázový střídač pro napájení synchronního motoru**
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Jedná se o třífázový střídač pro obsluhu cize buzeného synchronního stroje se jmenovitými parametry 3x40V/48A. Jako zdroj slouží akumulátorová baterie. Střídač má umožňovat obousměrný chod stroje jak v režimu motorickém, tak generátorickém určeném primárně pro dobíjení akumulátorové baterie, nikoli elektrodynamické brzdění. Hlavní těžiště práce je v hardwarové části měniče. Při realizaci řídicího softwaru se očekává výrazná podpora vedoucího práce.

1. Prostudujte potřebnou teorii.
2. Navrhněte blokovou koncepci měniče, specifikujte hlavní výkonové součástky a požadavky na zdrojovou baterii.
3. Navrhněte konkrétní obvodové řešení měniče včetně řídicí části s procesorem Texas Instruments řady TMS320F28xx.
4. Realizujte vzorek a proveďte zkoušku funkčnosti.
5. Volitelný úkol: Samostatně realizujte i SW pro řídicí procesor.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

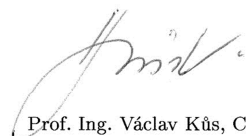
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Matouš Bartl**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **17. října 2011**
Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2012**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Anotace

Tato diplomová práce je zaměřena na návrh třífázového napěťového střídače určeného k obsluze cize buzeného synchronního motoru. Dále se zabývá návrhy řídicího obvodu s procesorem Texas Instruments TMS320F28044, budicích obvodů pro tranzistory střídače a zdroje pro jejich napájení. Úvodní část práce obsahuje teoretické poznatky o použitých výkonových součástkách a měničích.

Klíčová slova

Unipolární tranzistor, MOSFET, pulzní měnič, třífázový napěťový střídač, mikroprocesor

Anotation

This thesis is focused on a design of a three-phase voltage inverter to operate an externally driven synchronous motor. It also deals with designs of a directive circuit with Texas Instruments TMS320F28044 processor, driving circuits for transistors of the inverter and their electric power supply. The introduction of the thesis contains theoretical facts about the used power components and converters.

Key words

Unipolar transistor, MOSFET, switching converter, three-phase voltage inverter, microprocessor

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 11.5.2012

.....

Obsah

OBSAH	7
SEZNAM ZKRATEK	8
PODĚKOVÁNÍ	10
ÚVOD	11
1 UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY MOSFET	12
1.1 MOSFET S INDUKOVANÝM KANÁLEM	12
1.2 MOSFET S VODIVÝM KANÁLEM	13
2 PULZNÍ MĚNIČE	15
2.1 SNIŽOVÁNÍ NAPĚTÍ	15
2.2 ZVYŠOVÁNÍ NAPĚTÍ	16
3 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ	19
4 NÁVRH	23
4.1 NAPÁJECÍ SOUSTAVA	23
4.2 ŘÍDICÍ ČÁST	24
4.3 SPÍNANÝ ZDROJ	26
4.3.1 Výběr tranzistorů primární strany zdroje a jejich chlazení	28
4.3.2 Návrh transformátoru	31
4.3.3 Stabilizátory 7815, 7915 a jejich chlazení	35
4.4 BUDICÍ OBVODY TRANZISTORŮ MOSFET	35
4.5 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ	37
4.5.1 Dimenzování vypínatelných součástek	37
4.5.2 Volba chladiče tranzistorů MOSFET	39
4.5.3 Měření vstupního proudu	40
ZÁVĚR	42
POUŽITÁ LITERATURA	43
SEZNAM PŘÍLOH	

PŘÍLOHY

- A. Schéma zapojení řídicí části s procesorem TMS320F28044
- B. Návrh desky plošného spoje řídicí části
- C. Seznam součástek řídicí části
- D. Schéma zapojení pulzního zdroje
- E. Návrh desky plošného spoje pulzního zdroje
- F. Seznam součástek pulzního zdroje
- G. Návrh desky plošného spoje budicího obvodu pro tranzistor MOSFET
- H. Seznam součástek budicího obvodu pro tranzistor MOSFET
- I. Schéma zapojení trojfázového napěťového střídače
- J. Návrh desky plošného spoje trojfázového napěťového střídače
- K. Seznam součástek trojfázového napěťového střídače

Seznam zkratk

f	kmitočet
Q	náboj
T	perioda
T_1, T_2	časový interval zapnutí a vypnutí
$t_{d(on)}$	doba zpoždění při zapnutí
$t_{d(off)}$	doba přesahu při vypnutí
t_f	doba poklesu
T_{jm}	maximální přípustná teplota čipu
t_{on}, t_{off}	zapínací a vypínací doba tranzistoru
t_r	doba nárůstu
U	napětí zdroje
u_{10}, u_{20}, u_{30}	okamžitá hodnota fázového napětí střídače
u_d	okamžitá hodnota napětí na zátěži
U_d	stejnoseměrné napětí střídače nebo napětí na zátěži – střední hodnota
u_{z1}, u_{z2}, u_{z3}	okamžité hodnoty fázových napětí zátěže střídače
$u_{z12}, u_{z23}, u_{z31}$	okamžité hodnoty sdružených napětí střídače
W	ztrátová energie
z	poměrná doba sepnutí
V	spínací polovodičová součástka
V_0	nulová dioda
R	odpor
L	indukčnost vinutí
C	kapacita kondenzátoru
U_i	indukované napětí motoru (zátěže)
i_v	okamžitá hodnota proudu polovodičové součástky
i_{v0}	okamžitá hodnota proudu nulové diody
i_d	okamžitá hodnota proudu zátěže
I_d	střední hodnota proudu zátěže
VR	zpětná dioda
P_T	ztrátový výkon tranzistoru
P_{prim}	výkon na primární straně vinutí transformátoru
P_{SG3525}	ztrátový výkon modulátoru SG3525

R_T	diferenciální odpor tranzistoru
R_{thjc}	tepelný odpor přechodu čip – pouzdro
R_{ther}	tepelný odpor přechodu pouzdro – chladič
R_{thra}	tepelný odpor přechodu chladič – okolní prostředí
d	průměr vodiče
J	proudová hustota
S	průřez vodiče
l	délka vodiče
P_{fw}	propustný ztrátový výkon
$P_{sw(on)}, P_{sw(off)}$	spínací ztrátový výkon při zapnutí a vypnutí součástky
P_{tot}	totální ztrátový výkon
B	magnetická indukce
N	počet závitů
R_m	magnetický odpor
I_{fm}	amplituda fázového proudu střídače
U_{fm}	amplituda fázového napětí střídače
$I_{T(AV)}$	střední hodnota proudu tranzistorem
I_{Tef}	efektivní hodnota proudu tranzistorem
ψ	úhel sepnutí polovodičové součástky
ρ	měrný elektrický odpor
μ_r	poměrná permeabilita

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Matouši Bartlovi za cenné rady a připomínky při jejím zpracování.

Úvod

Tato diplomová práce popisuje návrh třífázového napěťového střídače určeného k řízení cize buzeného synchronního motoru. Střídač má umožňovat motorický a generátorický chod stroje, který je určen k rekuperaci energie do akumulátorové baterie.

Na pokyn vedoucího práce Ing. Bartla byly oproti zadání změněny jmenovité parametry synchronního stroje z 3x40V / 48A na 3x28V / 35A.

Diplomová práce je rozčleněna do čtyř kapitol. První z nich je zaměřena na princip unipolárních tranzistorů MOSFET, které jsou dále použity pro návrh výkonových obvodů.

V kapitole druhé jsou rozebrána obvodová řešení a principy funkce pulzních měničů pro snižování a zvyšování napětí. Zvyšovací pulzní měnič je využit při motorickém režimu synchronního stroje a snižovací při režimu generátorickém.

Třetí kapitola popisuje princip trojfázového napěťového střídače a jeho obecné napěťové poměry. Jsou zde stručně zmíněny možnosti řízení výstupního napětí střídače.

A konečně kapitola čtvrtá obsahuje samotný návrh celého měniče. Nejprve je blokově rozvržena koncepce měniče a stanoveny požadavky na napájecí napětí jednotlivých prvků měniče. Další části této kapitoly jsou zaměřeny na návrh transformátoru zdroje, dimenzování spínacích polovodičových součástí zdroje a střídače a také jejich chlazení.

V příloze jsou pak návrhy desek plošných spojů realizované pomocí návrhového softwaru.

1 Unipolární tranzistory MOSFET

MOSFET jsou tranzistory s izolovaným hradlem a stejně jako všechny unipolární tranzistory jsou řízené elektrickým polem. Název těchto unipolárních tranzistorů je zkratkou anglického spojení Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.

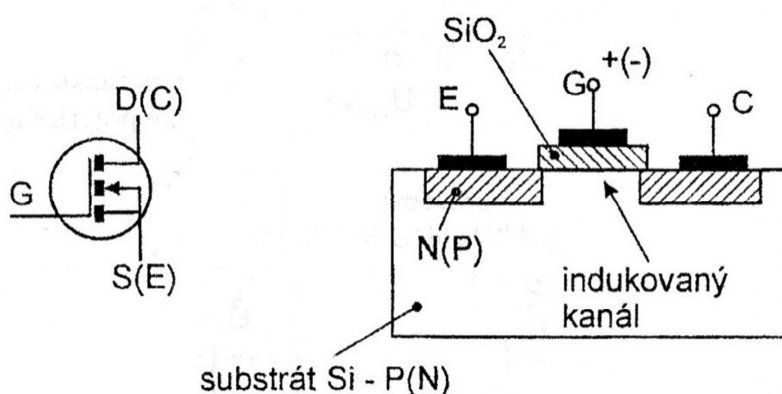
Existují dva typy těchto tranzistorů:

- a) s indukovaným kanálem (tzv. obohacovací typ)
- b) s vodivým kanálem (tzv. ochuzovací typ)

Výkonové tranzistory MOSFET se v dnešní době vyrábějí pro napětí 600 – 1000 V a pro proudy až 50 A.

1.1 MOSFET s indukovaným kanálem

Schématická značka a nákres vnitřního uspořádání tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem je na Obr. 1.1. Elektrody D (drain) a S (source) jsou analogicky k bipolárním tranzistorům brány jako kolektor (C) a emitor (E).

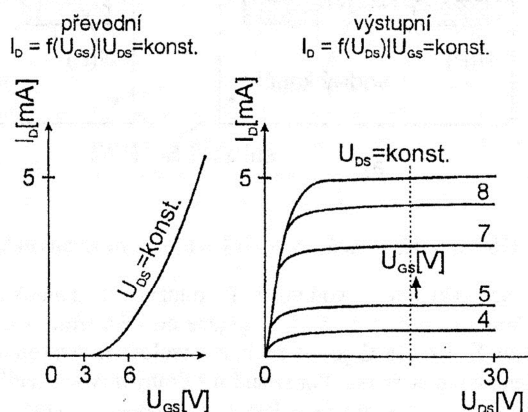


Obr. 1.1 Schématická značka tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem typu N a nákres jeho vnitřního uspořádání [3]

V křemíkovém substrátu tranzistoru, který má vodivost typu P, jsou vytvořeny dvě oblasti s vodivostí typu N, které jsou od sebe navzájem izolované. Tyto dvě části jsou spojené s elektrodami drain (D) a source (S). Mezi nimi je třetí elektroda tranzistoru, hradlo (G). Ta je vrstvou oxidu křemičitého SiO_2 izolována od základny.

Při nulovém napětí U_{GS} tranzistor nevede, takže přes drain a source neprochází žádný proud. Po přiložení kladného napětí U_{GS} mezi gate a source jsou k hradlu přitaženy volné elektrony, které mezi elektrodami drain a source vytvoří vodivý kanál s vodivostí typu N, a

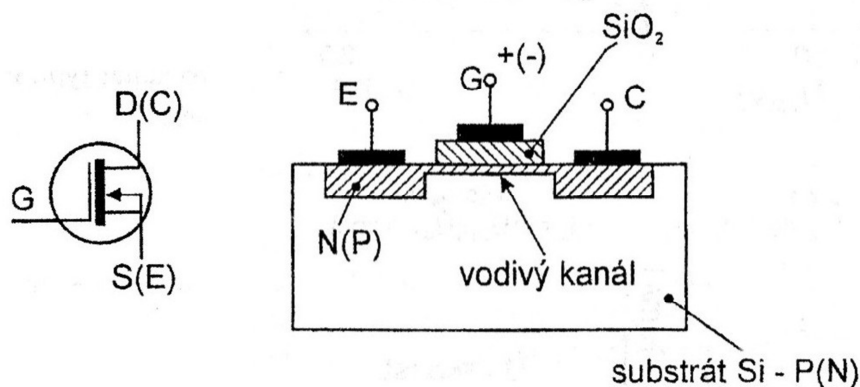
tranzistorem prochází proud I_D . Proto je tranzistor s indukovaným kanálem jinak také nazýván obohacovacím typem tranzistoru.



Obr. 1.2 VA charakteristiky tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem[3]

1.2 MOSFET s vodivým kanálem

Schématická značka a náčrt vnitřního uspořádání tranzistoru MOSFET s vodivým kanálem je na Obr. 1.3.

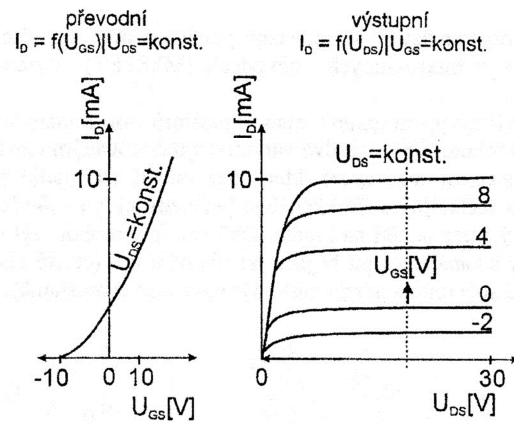


Obr. 1.3 Schématická značka tranzistoru MOSFET s vodivým kanálem typu N a náčrt jeho vnitřního uspořádání [3]

Stejně jako u předchozího typu tranzistoru, je i u tohoto základna tvořena křemíkovým substrátem s vodivostí typu P se dvěma oblastmi s vodivostí typu N, které tvoří elektrody drain a source, a hradlo, které je od ní izolováno vrstvou oxidu křemičitého SiO_2 . Od předchozího typu se však odlišují tím, že elektrody drain a source jsou spojeny vodivým kanálem se stejnou vodivostí, tedy vodivostí typu N.

Při nulovém napětí U_{GS} může tranzistorem procházet proud I_D právě díky vodivému kanálu mezi elektrodami drain a source. Po přiložení záporného napětí U_{GS} mezi drain

a source jsou z vodivého kanálu vytlačovány nosiče náboje, elektrony, a proud I_D klesá. Proto se tomuto typu tranzistoru jinak také říká ochuzovací typ.



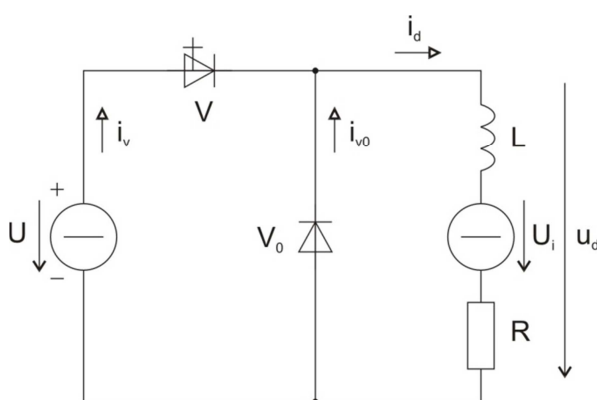
Obr. 1.4 VA charakteristiky tranzistoru MOSFET s vodivým kanálem [3]

2 Pulzní měniče

Je několik typů pulzních měničů. Zde budou uvedeny pouze dva typy, a to pulzní měnič pro zvyšování napětí a pulzní měnič pro snižování napětí.

2.1 Snižování napětí

Pulzní měnič pro snižování napětí je používán v případě, že je na zátěži třeba menší hodnota napětí, než je napětí zdroje. Schéma zapojení takového měniče je na Obr. 2.1. Měnič je tvořen spínací součástkou V a nulovou diodou V_0 . Zátěž je uvažována R, L, U_i a předpokladem provozu je, že $U_i < U$.



Obr. 2.1 Pulzní měnič pro snižování napětí [1]

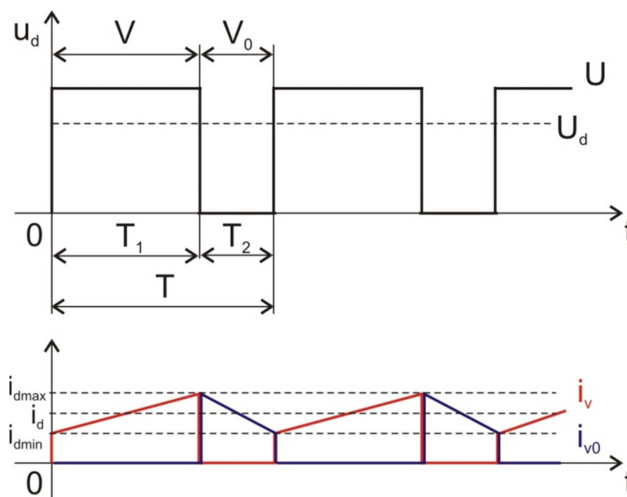
Pokud je sepnutý spínač V , pak je na zátěži napětí zdroje, tzn. $u_d = U$, a proud zátěže, který narůstá až k hodnotě $\frac{U - U_i}{R}$, prochází spínačem, tzn. $i_d = i_v$. Po vypnutí spínače prochází proud i_d vlivem indukčnosti přes nulovou diodu V_0 . Pokud nestačí klesnout k nule, pak je nepřerušovaný a v celém intervalu vypnutí spínače V je na zátěži nulové napětí. Na Obr.2.2. je nárůst a pokles proudu naznačen lineárně. Ve skutečnosti jsou však vlivem indukčnosti tyto průběhy exponenciální. V ideálním případě platí pro střední hodnotu napětí na zátěži vztah

$$U_d = \frac{T_1}{T} \cdot U = z \cdot U, \quad (2.1)$$

kde z je poměrná doba zapnutí. Její řízení se provádí řídicím signálem, který určuje dobu zapínání a vypínání spínače V . Pokud je v ustáleném stavu střední hodnota napětí na L nulová, pak pro střední hodnotu proudu na zátěži platí:¹

¹ Vondrášek, F. Výkonová elektronika. Svazek 3: Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozšířené

$$I_d = \frac{U_d - U_i}{R} \quad (2.2)$$



Obr. 2.2 Průběh proudů a napětí [1]

„Výkon je možno přenášet pouze ze zdroje U do zátěže Z . Je-li V sepnut, přijímá zátěž energii ze zdroje. Část se jí akumuluje v L , část přijímá zdroj U_i a část se ztrácí na R . Při vypnutém V se energie nahromaděná v předchozím intervalu na L uvolňuje. Část uvolněné energie přijímá U_i a zbytek se ztrácí na R .“²

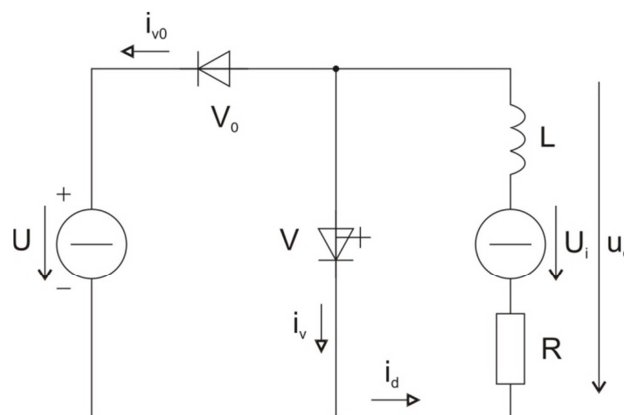
2.2 Zvyšování napětí

Pulzní měniče pro zvyšování napětí jsou využívány například při elektrodynamickém brzdění motoru, kdy je třeba energii motoru rekuperovat³ zpět do zdroje vyššího napětí. Měnič je stejně jako v předchozím případě tvořen spínací součástkou V , diodou V_0 a zátěží R , L , U_i . Rekuperace energie ze zátěže do zdroje je možná, jestliže $U_i < U$.

vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, s. 19 – 21. ISBN: 80-7082-980-X.

² Vondrášek, F. Výkonová elektronika. Svazek 3: Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozšířené vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, s. 21. ISBN: 80-7082-980-X.

³ Rekuperace – shromažďování energie k opětovnému použití



Obr. 2.3 Pulzní měnič pro zvyšování napětí [1]

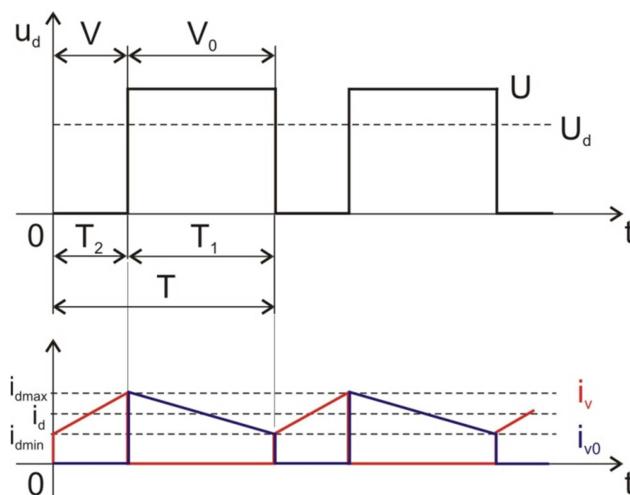
Pokud je spínač V sepnutý, dioda V_0 zabraňuje zkratu zdroje, ale zátěž zkratovaná je a napětí na ní je tedy nulové. Proud zátěže se prochází spínačem V, tzn. $i_d = i_v$, a jeho velikost roste až k hodnotě $\frac{U_i}{R}$. Energie, která je odčerpávána z U_i se zčásti akumuluje v L a zčásti ztrácí na R. Právě díky energii akumulované v L se po vypnutí V proud nepřerušuje, ale jde přes V_0 do zdroje a klesá k hodnotě $\frac{U_i - U}{R}$. Jestliže je proud nepřerušovaný, tzn. neklesne do nuly, pak je v celém intervalu vypnutí spínače V na zátěži napětí zdroje. V tomto intervalu je zdroji U_i a indukčnosti L odčerpávána energie, která se částečně ztrácí na R. Zbytek této energie přijme zdroj. V ideálním případě platí pro střední hodnotu napětí na zátěži vztah

$$U_d = \frac{T_2}{T} \cdot U = \frac{T - T_1}{T} \cdot U = (1 - z) \cdot U, \quad (2.3)$$

kde z je opět poměrná doba zapnutí. Pokud je v ustáleném stavu střední hodnota napětí na L nulová, pak pro střední hodnotu proudu na zátěži platí:⁴

$$I_d = \frac{U_i - U_d}{R} \quad (2.4)$$

⁴ Vondrášek, F. Výkonová elektronika. Svazek 3: Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozšířené vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, s. 21 – 22. ISBN: 80-7082-980-X.



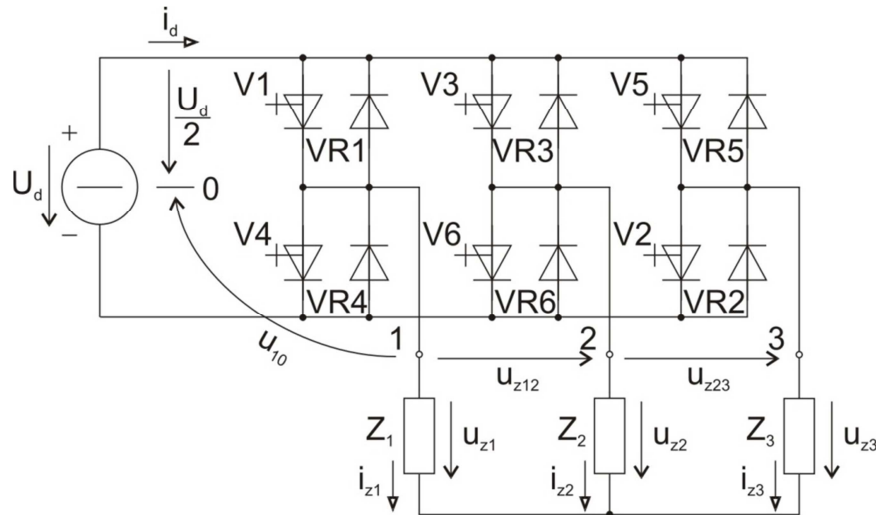
Obr. 2.4 Průběh proudů a napětí [1]

„Podmínkou provozu měniče, tj. též rekuperace, zřejmě je $I_d > 0$. Opačný smysl proudu je nemožný a nemožný je tedy též přenos výkonu ze zdroje U do zátěže Z . Uvedenou podmínku rekuperace je možno s využitím vztahů (2.3) a (2.4) přepsat na tvar $U_i > (1-z) \cdot U$. I když je platnost tohoto tvaru podmíněna nepřerušovaným proudem, lze na jeho základě usoudit, že při teoretickém rozsahu řízení $0 \leq z \leq 1$ je rekuperace možná již od hodnot $U_i \rightarrow 0$ až do hodnot U_i neomezených. Měnič je však použitelný jen pro rekuperaci při $U_i < U$. Při $U_i > U$ je rekuperace neovladatelná. Spínač je při ní trvale vypnut a obvodem prochází v ustáleném stavu proud $I_d = (U_i - U) \cdot R > 0$.“⁵

⁵ Vondrášek, F. Výkonová elektronika. Svazek 3: Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozšířené vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, s. 22 – 23. ISBN: 80-7082-980-X.

3 Třífázový napěťový střídač

Třífázový napěťový střídač je tvořen šesti spínacími součástkami V1 až V6, ke kterým je antiparalelně připojeno šest zpětných diod VR1 až VR6 (viz Obr. 3.1). Střídač umožňuje průchod proudu v obou směrech, tzn. usměrňovačový a střídačový chod. Průchod kladného proudu i_d zajišťují spínací součástky V a průchod záporného proudu i_d je umožněn díky zpětným diodám VR, které tvoří zpětný usměrňovač. Ten umožňuje usměrňovačový chod a odběr jalového výkonu ze zátěže.⁶



Obr. 3.1 Třífázový napěťový střídač [1]

Výstupní napětí střídače na svorkách 1, 2, 3 proti pomyslnému střednímu vývodu 0 zdroje, tedy napětí u_{10} , u_{20} , u_{30} , lze určit ze stavu sepnutí jednotlivých součástek střídače. Například napětí u_{10} je závislé na sepnutí součástek V1 (VR1) a V4 (VR4) a nabývá hodnot od $-\frac{U_d}{2}$ do $\frac{U_d}{2}$. V případě sepnutí V1 (VR1) je má napětí u_{10} hodnotu $\frac{U_d}{2}$, naopak pokud je sepnuta součástka V4 (VR4) je výstupní napětí střídače u_{10} rovno hodnotě $-\frac{U_d}{2}$. To platí stejně i pro ostatní výstupní napětí střídače.⁷

Z výstupních napětí střídače lze určit velikost sdružených napětí. Pokud je zátěž zapojena do hvězdy, pak platí:

$$u_{z12} = u_{10} - u_{20} \quad (3.1)$$

⁶ Vondrášek, F. Výkonová elektronika. Svazek 3: Měníče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozšířené vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, s. 105 – 106. ISBN: 80-7082-980-X.

⁷ Tamtéž s. 117 – 118.

$$u_{z23} = u_{20} - u_{30} \quad (3.2)$$

$$u_{z31} = u_{30} - u_{10} \quad (3.3)$$

U zátěže zapojené do trojúhelníku mají sdružená napětí střídače a fázová napětí zátěže stejnou velikost. Pro vztahy mezi sdruženými a fázovými napětími zátěže zapojené do hvězdy platí:

$$u_{z12} = u_{z1} - u_{z2} \quad (3.4)$$

$$u_{z23} = u_{z2} - u_{z3} \quad (3.5)$$

$$u_{z31} = u_{z3} - u_{z1} \quad (3.6)$$

Pokud je zátěž ideálně symetrická, pak také platí, že součet fázových napětí zátěže je roven nule. Na základě tohoto předpokladu lze s využitím rovnic (3.4) až (3.6) určit vztahy pro fázová napětí zátěže:⁸

$$u_{z1} = \frac{1}{3}(u_{z12} - u_{z31}) \quad (3.7)$$

$$u_{z2} = \frac{1}{3}(u_{z23} - u_{z12}) \quad (3.8)$$

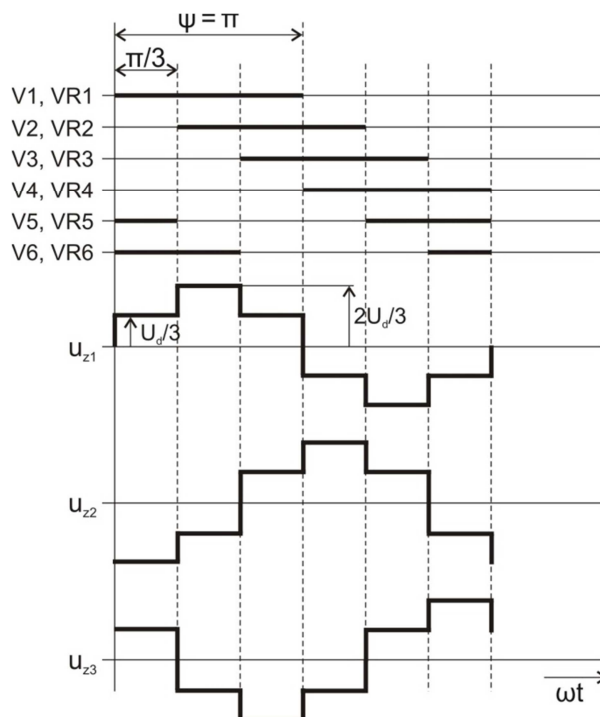
$$u_{z3} = \frac{1}{3}(u_{z31} - u_{z23}) \quad (3.9)$$

Na Obr. 3.2 jsou znázorněny průběhy fázových napětí zátěže a úhly sepnutí ψ jednotlivých spínacích součástek. Ve spínacím diagramu je tlustou čarou naznačeno sepnutí spínací součástky V. Není zde uvažován takzvaný mrtvý čas, což je časový interval potřebný mezi zapnutím a vypnutím spínacích součástek (např. V1 a V4) jedné větve střídače, který zabraňuje zkratu zdroje.

„Regulační rozsah ψ má svou horní hranici omezenou úhlem π . Ze spínacího diagramu na Obr. 3.2 je patrné, že při $\psi > \pi$ by docházelo k současnému přivádění zapínacích impulzů na dvojici V1, V4 nebo V2, V5 nebo V3, V6, což by vedlo ke tvrdému zkratu. Aby se mohl obvodem střídače uzavírat proud, musí být současně sepnuta alespoň jedna součástka z katodové (V1, V3, V5) a jedna součástka z anodové (V2, V4, V6) skupiny. Význam tedy mají jen takové hodnoty ψ , při nichž se vzájemně překrývají úhly sepnutí alespoň jedné součástky z katodové a jedné součástky z anodové skupiny. Z Obr. 3.2 vyplývá, že tomu

⁸ Vondrášek, F. Výkonová elektronika. Svazek 3: Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozšířené vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, s. 118 – 120. ISBN: 80-7082-980-X.

vyhovují jen hodnoty $\psi > \frac{\pi}{3}$.⁹



Obr. 3.2 Průběhy napětí na jednotlivých fázích zátěže R [5]

Existuje několik způsobů řízení výstupního napětí střídače:

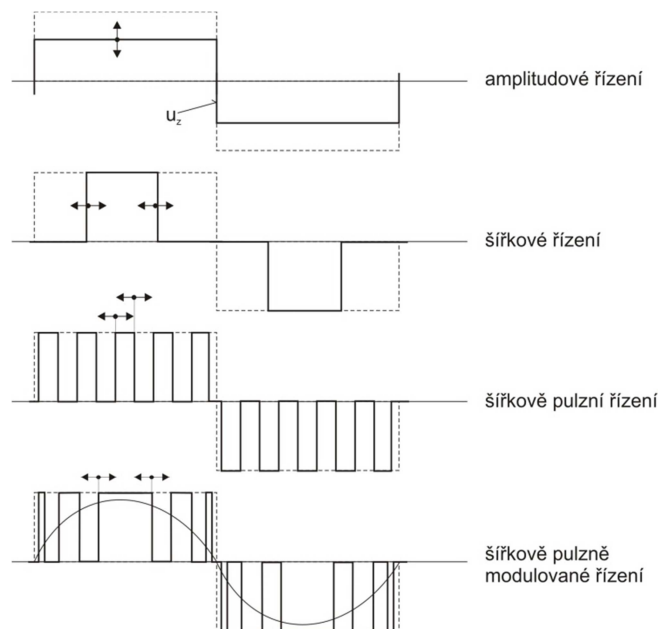
- 1) obdélníkové amplitudové
- 2) obdélníkové šířkové
- 3) šířkově pulzní
- 4) šířkově pulzně modulované

Obdélníkové amplitudové řízení vychází z toho, že je amplituda výstupního napětí střídače přímo úměrná vstupnímu stejnosměrnému napětí. Jestliže je zdrojem tohoto napětí například řízený usměrňovač, lze ho využít k řízení amplitudy. V případě konstantního zdroje napětí je toto řízení nepoužitelné. U **šířkového řízení** se využívá změny šířky napěťových pulzů, během kterých jsou sepnuty jednotlivé spínače, čímž se mění efektivní hodnota výstupního napětí. Používá se pro řízení jednofázových střídačů, pro trojfázové aplikace obvykle ne.¹⁰

⁹ Vondrášek, F. Výkonová elektronika. Svazek 3: Měníče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozšířené vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, s. 111 – 120. ISBN: 80-7082-980-X.

¹⁰ Kůs, V. Elektrické pohony a výkonová elektronika. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2005, s. 69. ISBN: 80-7043-422-8.

Princip **šířkově pulzního řízení** spočívá v tom, že se během púlperody výstupního napětí tranzistory v jednotlivých větvích střídače několikrát zapnou a vypnou. Z tohoto typu řízení vychází princip **šířkově pulzně modulovaného řízení**, u kterého je šířka pulzů proměnná (modulovaná).¹¹



Obr. 3.3 Způsoby řízení výstupních napětí střídačů [5]

¹¹ Kůs, V. Elektrické pohony a výkonová elektronika. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2005, s. 70. ISBN: 80-7043-422-8.

4 Návrh

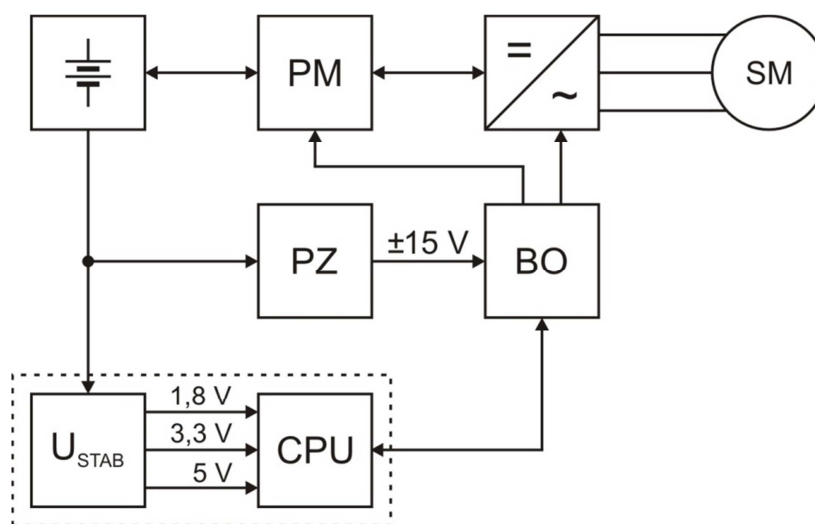
Na Obr. 4.1 je blokové schéma znázorňující kompletní sestavu měniče. Jako zdroj slouží 12V akumulátorová baterie, která napájí trojfázový napěťový střídač přes pulzní měnič (blok PM) pro zvyšování napětí. Pokud je synchronní stroj v generátorickém režimu, pak pulzní měnič slouží pro snížení napětí a následnému dobíjení baterie. Návrh pulzního měniče není součástí této diplomové práce.

Baterie dále napájí napěťové stabilizátory (blok U_{STAB}) umístěné na desce mikroprocesoru. Tyto stabilizátory zajišťují napětí potřebné k napájení mikroprocesoru (hodnoty 1,8 V a 3,3 V) a budících obvodů (blok BO) pro tranzistory MOSFET (napětí 5 V).

Mikroprocesor (blok CPU) generuje signály pulzně šířkové modulace PWM. Po vyhodnocení vysílá impulzy budícím obvodům tranzistorů MOSFET. Dále vyhodnocuje měřený proud na vstupu střídače a chybová hlášení budících obvodů.

Pulzní zdroj (blok PZ) je taktéž napájen z baterie. Dodává napětí +15 V a -15 V na výstupní strany budících obvodů tranzistorů.

Budící obvody slouží k zapínání a vypínání tranzistorů MOSFET v obvodu pulzního měniče a třífázového střídače. Dále také komunikují s procesorem prostřednictvím chybových signálů.

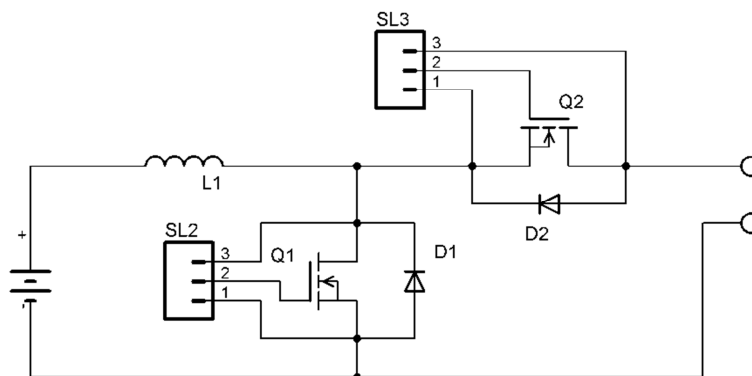


Obr. 4.1 Blokové schéma

4.1 Napájecí soustava

Zdrojem napětí je 12V akumulátorová baterie. Tou je přímo napájen pulzní zdroj a deska řídicí části s procesorem. Pro napájení třífázového střídače je třeba zvýšit napětí na hodnotu

50 V a naopak, při rekuperačním brzdění motoru, kdy je energie z motoru dodávána zpět do zdroje, je třeba hodnotu napětí snížit zpět na 12 V. Z tohoto důvodu je mezi akumulátorovou baterií a třífázový střídač umístěn pulzní měnič, který v případě motorického režimu synchronního stroje slouží pro zvyšování napětí z baterie a v případě generátorického režimu stroje naopak pro snižování napětí do baterie.



Obr. 4.2 Zapojení obvodu pro napájení střídače

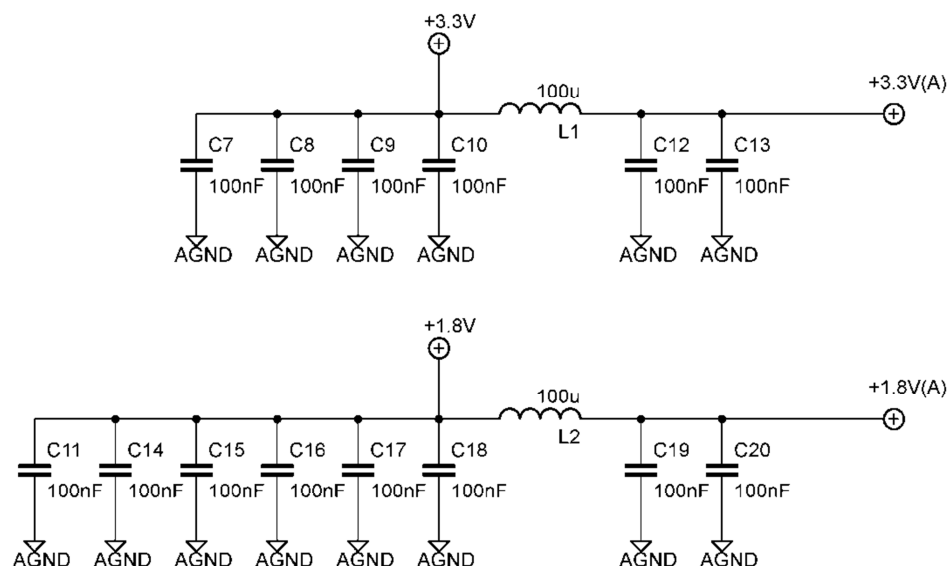
Konektory SL2 a SL3 na Obr. 4.2 slouží k připojení budicího obvodu (driveru) tranzistoru MOSFET.

4.2 Řídicí část

Pro návrh řídicí části byl zvolen procesor Texas Instruments TMS320F28044. Důvodem pro výběr tohoto typu procesoru byly vyhovující parametry a snadná dostupnost na trhu.

Taktovací frekvence procesoru je 100 MHz, má 16 kanálů 12bit A/D převodníku s rychlostí převodu 80 ns, 35 digitálních vstupů/výstupů GPIO a 16 PWM kanálů pro generování signálu pulzně šířkové modulace.

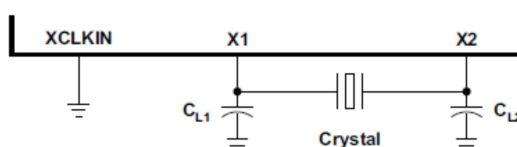
Procesor vyžaduje napájení +3,3 V a +1,8 V. Z tohoto důvodu byly na desku procesoru umístěny napěťové stabilizátory LM1117, které zajišťují požadovanou velikost napětí. Stabilizátor, zajišťující napětí +5 V slouží k napájení budicích obvodů tranzistorů MOSFET.



Obr. 4.3 Blokovací kondenzátory

U každého vstupu napájecího napětí procesoru je umístěn lokální blokovací SMD kondenzátor, který slouží jako zdroj energie blokování vstupu. Tyto kondenzátory mají kapacitu 100 nF a jsou umístěny co nejbližší vstupním svorkám procesoru. Napětí napájecí analogovou část procesoru je kvůli rušení šířícího se z číslicové části odděleno od napájecího napětí číslicové části tlumivkou s indukčností 100 µH.

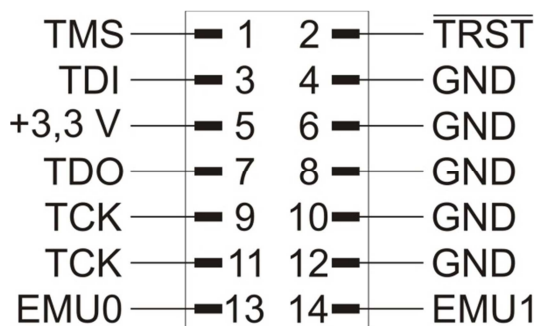
Nastavení oscilátoru procesoru je provedeno připojením 20MHz krystalu na piny X1 a X2 dle Obr. 4.4.



Obr. 4.4 Připojení krystalu k procesoru [10]

Pro generování signálů pulzně šířkové modulace je využito výstupů ePWM. Na vstup A/D převodníku je přivedena měřená hodnota vstupního proudu střídače.

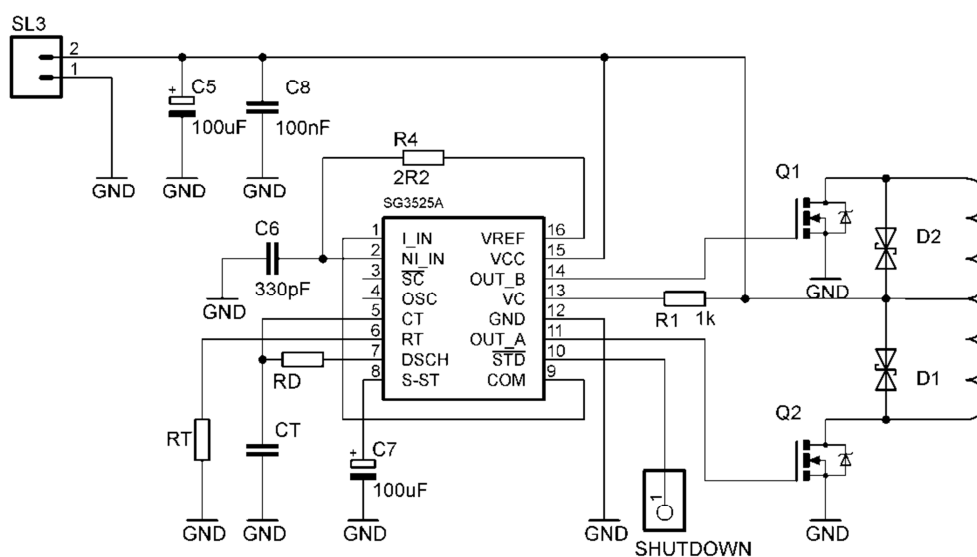
Ladění procesoru bude provedeno prostřednictvím rozhraní JTAG pomocí programátoru XDS100v1a navrženým vedoucím této práce Ing. Bartlem.



Obr. 4.5 Zapojení JTAGu [10]

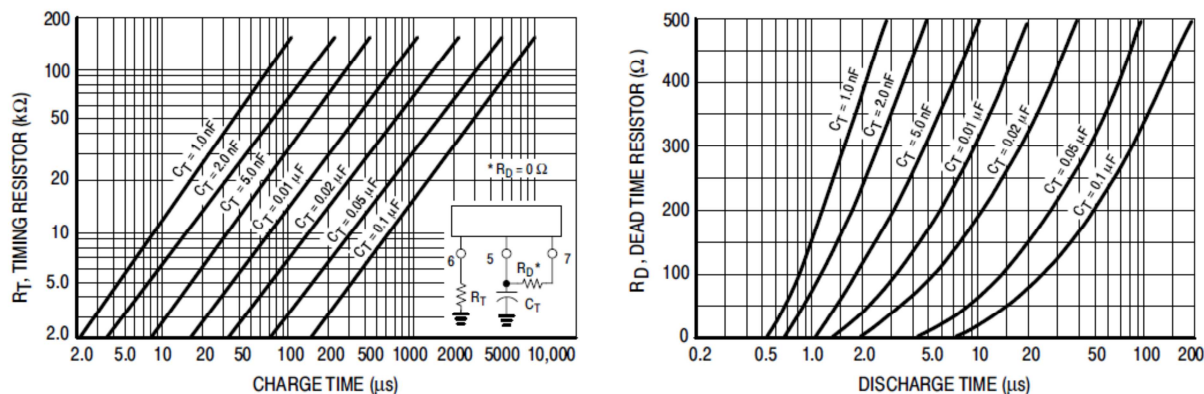
4.3 Spínaný zdroj

Za vstupními svorkami jsou umístěny filtrační kondenzátory C5 a C8, které slouží k eliminaci vlivu indukčností přívodů od baterie a také jako širokopásmový filtr pro napájení obvodu pulzního zdroje.



Obr. 4.6 Primární strana zdroje

Řídicím prvkem spínaného zdroje je obvod SG3525, který je v zapojení push-pull s tranzistory MOSFET na výstupech. Spínací frekvence, jejíž hodnota je zvolena 100 kHz, je dána nastavením vnitřního oscilátoru obvodu SG3525. To je realizováno nastavením hodnoty odporu R_T a kondenzátoru C_T (viz Obr. 4.6) dle charakteristiky v katalogovém listu součástky (Obr. 4.7).



Obr. 4.7 Charakteristiky určené k nastavení vnitřního oscilátoru modulátoru SG3525 a mrtvých časů [12]

Pro nastavení spínacího kmitočtu 100 kHz byly zvoleny hodnoty součástek

$$C_T = 1 \text{ nF}$$

$$R_T = 13 \text{ k}\Omega$$

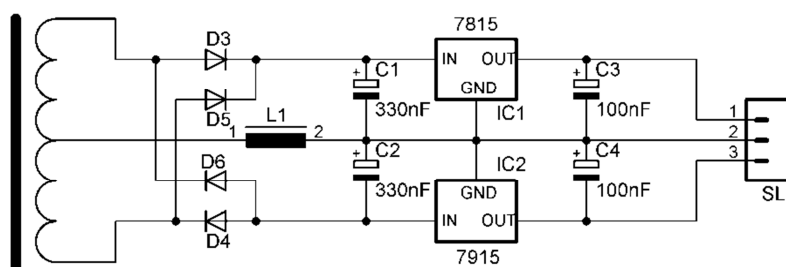
Nastavením hodnoty odporu R_D je dána velikost mrtvých časů spínání tranzistorů. To znamená časová prodleva mezi vypnutím a zapnutím tranzistorů, která zamezí jejich současnému sepnutí a následnému zkratu. Při známé hodnotě kondenzátoru C_T byla z charakteristiky uvedené v katalogovém listu odečtena hodnota odporu $R_D = 330 \Omega$, která určuje mrtvý čas 1,8 μs .

Zapojení zpětné vazby je řešeno propojením invertujícího vstupu (I_{IN}) se vstupem COM.

Mezi svorky primárního vinutí transformátoru jsou umístěny transily, které slouží jako ochrana před napěťovými špičkami.

Sekundární strana zdroje je složena ze čtyř částí. Jedna z nich je na Obr. 4.8. První tři části jsou určeny k napájení jednotlivých budičů tranzistorů z katodové skupiny střídače a poslední, tedy čtvrtá část, slouží k napájení tří budičů tranzistorů z anodové skupiny střídače. Z tohoto důvodu nebude výkon primární strany transformátoru mezi jednotlivá vinutí sekundární strany rozložen rovnoměrně. Každé ze tří vinutí určené k napájení budičů tranzistorů z katodové skupiny střídače spotřebuje jednu šestinu výkonu primární strany transformátoru, zatímco poslední vinutí sekundární strany určené k napájení budičů tranzistorů z anodové skupiny střídače spotřebuje polovinu tohoto výkonu.

Požadovanou výstupní hodnotou zdroje je napětí +15 V a -15 V. Toho je dosaženo pomocí napěťových stabilizátorů 7815 a 7915, na které je přivedeno usměrněné napětí sekundární strany transformátoru. Na vstup a výstup stabilizátorů jsou připojeny elektrolytické kondenzátory pro vyhlazení napětí.



Obr. 4.8 Část sekundární strany zdroje

4.3.1 Výběr tranzistorů primární strany zdroje a jejich chlazení

Pro možnost volby tranzistorů primární strany zdroje je třeba znát množství energie, které je třeba dodat na vstup pulzního zdroje. Požadovaná hodnota výkonu na primární straně transformátoru je 60 W. Aby bylo možné určit velikost vstupního proudu, je nutné počítat se ztrátovou energií na modulátoru SG3525 a na hradlech obou tranzistorů. Z katalogového listu modulátoru SG3525 byla odečtena hodnota ztrátového výkonu 1 W. K výpočtu ztrátové energie obou tranzistorů musí být provedena jejich hrubá volba. Při vstupním napětí 15 V a požadovaném výkonu 60 W poteče přes tranzistory proud minimálně 4 A. Podle této úvahy byl vybrán tranzistor IRF520, jehož mezní hodnota kolektorového proudu je 10 A. Do vztahu pro výpočet ztrátové energie)

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \quad (4.1)$$

lze dosadit pro známou hodnotu náboje na hradle tranzistoru odečtenou z katalogového listu, která je $Q = 25 \text{ nC}$.

$$W = \frac{1}{2} \cdot \frac{Q}{U} \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot Q \cdot U = \frac{1}{2} \cdot 25 \cdot 10^{-9} \cdot 15 = 187,5 \cdot 10^{-9} \text{ J} \quad (4.2)$$

Při spínacím kmitočtu 100 kHz je ztrátový výkon tranzistoru

$$P_T = W \cdot f = 187,5 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 = 18,75 \cdot 10^{-3} \text{ W} \quad (4.3)$$

Pak výkon, který je třeba dodat na vstup pulzního zdroje je

$$P = P_{prim} + P_{SG3525} + 2 \cdot P_T = 60 + 1 + 2 \cdot 18,75 \cdot 10^{-3} = 61,4 \text{ W} \quad (4.4)$$

Jelikož jsou v obvodu dva tranzistory, je ve vztahu (4.4) počítáno s dvojnásobným ztrátovým výkonem tranzistoru.

Hodnota vstupního proudu pulzního zdroje je

$$I_1 = \frac{P}{U} = \frac{61,4}{15} = 4,1 \text{ A} \quad (4.5)$$

Tranzistor vybraný hrubou volbou odpovídá požadavku proudové zatížitelnosti včetně určité bezpečnostní rezervy. Proto se volba tranzistoru IRF520 stává i konečnou.

Chlazení tranzistorů

Před výběrem chlazení tranzistorů je dobré zrekapitulovat hodnoty potřebné pro jeho určení.

Maximální hodnota proudu protékajícího tranzistorem	$I_1 = 4,1 \text{ A}$
Napětí na součástce	$U = 15 \text{ V}$
Spínací frekvence	$f = 100 \text{ kHz}$

Odečtené hodnoty z katalogového listu tranzistoru IRF520:

$$R_T = 0,27 \text{ } \Omega$$

$$T_{jm} = 175 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_{thjc} = 2,14 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{thcr} = 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$t_{d(on)} = 15 \text{ ns}$$

$$t_r = 75 \text{ ns}$$

$$t_{d(off)} = 40 \text{ ns}$$

$$t_f = 30 \text{ ns}$$

Propustné ztráty tranzistoru je třeba určit jen pro polovinu periody. Proto

$$P_{fw} = R_T \cdot I_1^2 \cdot \frac{T}{2} = \frac{R_T \cdot I_1^2}{2} = \frac{0,27 \cdot 4,1^2}{2} = 2,27 \text{ W} , \quad (4.6)$$

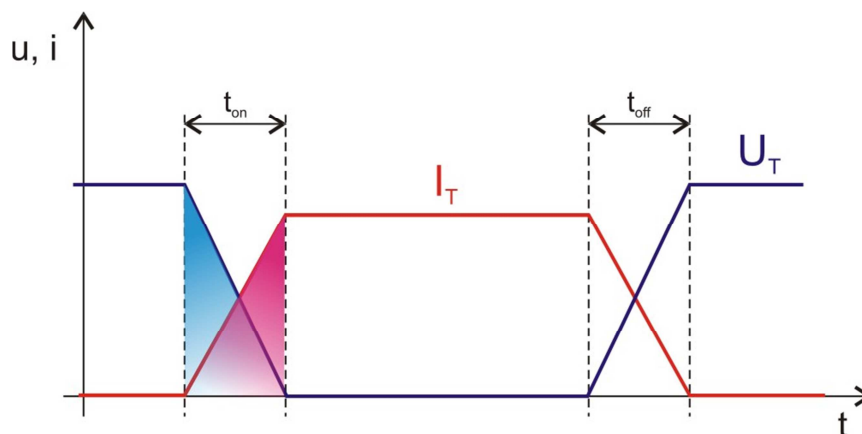
Spínací ztráty tranzistoru jsou dány součtem ztrát během doby zapnutí a vypnutí.

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r = 15 + 75 = 90 \text{ ns} \quad (4.7)$$

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f = 40 + 30 = 70 \text{ ns} \quad (4.8)$$

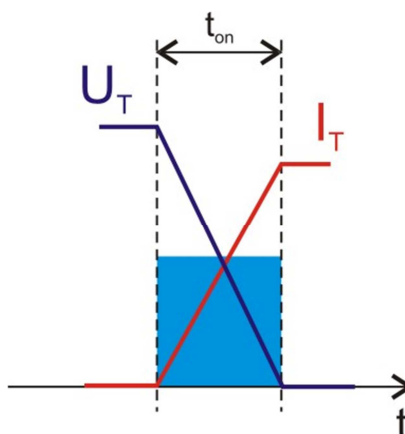
Jejich výpočet vychází z obecných časových průběhů napětí a proudu součástkou, které jsou

zobrazeny na Obr. 4.9.



Obr. 4.9 Obecný časový průběh napětí a proudu součástkou

Zapínací ztráty jsou dány součinem středních hodnot napětí a proudu na součástce během doby zapnutí t_{on} z celkové doby periody T . Střední hodnotě napětí na součástce během doby zapnutí odpovídá modře vyznačená plocha na Obr. 4.10. Střední hodnota proudu není pro přehlednost v obrázku vyznačena. Oproti napětí by jí odpovídala menší plocha intervalu t_{on} .



Obr. 4.10 Doba zapnutí tranzistoru

Určení vypínacích ztrát je analogické k předchozímu postupu, jen namísto doby zapnutí t_{on} je počítáno s dobou vypnutí tranzistoru t_{off} .

Zapínací ztráty tedy jsou

$$P_{sw(on)} = \frac{\frac{I_1}{2} \cdot \frac{U}{2} \cdot t_{on}}{T} = \frac{I_1}{2} \cdot \frac{U}{2} \cdot t_{on} \cdot f = \frac{4,1}{2} \cdot \frac{15}{2} \cdot 90 \cdot 10^{-9} \cdot 100000 = 0,14 \text{ W} \quad (4.9)$$

a vypínací

$$P_{sw(off)} = \frac{\frac{I_1}{2} \cdot \frac{U}{2} \cdot t_{off}}{T} = \frac{I_1}{2} \cdot \frac{U}{2} \cdot t_{off} \cdot f = \frac{4,1}{2} \cdot \frac{15}{2} \cdot 70 \cdot 10^{-9} \cdot 100000 = 0,11 \text{ W} \quad (4.10)$$

Celkové ztráty, tzv. totální ztrátový výkon, jsou dány součtem předchozích ztrát. To znamená ztrát propustným proudem, spínacích ztrát během doby zapnutí a spínacích ztrát během doby vypnutí tranzistoru.

$$P_{tot} = P_{fw} + P_{sw(on)} + P_{sw(off)} = 2,27 + 0,14 + 0,11 = 2,52 \text{ W} \quad (4.11)$$

Pro volbu chladiče je třeba znát jeho maximální možný tepelný odpor. Ten je dán vztahem

$$R_{thra} \leq \frac{T_{jm} - P_{tot} \cdot (R_{thjc} + R_{thcr}) - T_a}{P_{tot}} \quad (4.12)$$

Teplota okolí T_a se z důvodu bezpečnosti návrhu volí o 10°C vyšší než ve skutečnosti je. V tomto případě je $T_a = 50 + 10 = 60^\circ\text{C}$.

Maximální možný tepelný odpor chladiče tedy je

$$R_{thra} \leq \frac{175 - 2,52 \cdot (2,14 + 0,5) - 60}{2,52} \quad (4.13)$$

$$R_{thra} \leq 43,08 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Podle získaného výsledku byl vybrán chladič DO3A, jehož hodnota tepelného odporu je

$$R_{thra} = 25 \frac{\text{K}}{\text{W}}.$$

4.3.2 Návrh transformátoru

Nejprve je určen průměr vodiče pro vinutí transformátoru. Pro tento výpočet je uvažován maximální proud vinutím transformátoru $I_1 = 4,1 \text{ A}$.

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{1ef}}{\pi \cdot J}} \quad (4.14)$$

Efektivní hodnota proudu primárního vinutí transformátoru je

$$I_{1ef} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} = \frac{4,1}{\sqrt{2}} = 2,9 \text{ A}$$

a hodnota proudové hustoty je volena $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$.

Po dosazení do rovnice (4.14) je průměr vodiče vinutí transformátoru

$$d = 0,71 \cdot \sqrt{2,9} = 1,21 \text{ mm}$$

Při spínací frekvenci 100 kHz nelze zanedbat skin efekt. Ten však lze snížit menším průřezem vodiče. Proto je nutné použít vodič menšího průměru.

Zvolený průměr vodiče je trojnásobně menší než vypočtený. To znamená, že

$$d = 0,4 \text{ mm.}$$

Tím se ale třikrát zmenší průřez vodiče

$$S = \frac{\pi \cdot d^2}{4}, \quad (4.15)$$

což má dle rovnice (4.16) za následek trojnásobné zvětšení jeho odporu.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad (4.16)$$

To je vyřešeno použitím tří vodičů pro jedno vinutí, čímž zůstane zachován průřez protékáný proudem a celkový odpor vinutí.

Z katalogu bylo vybráno feritové jádro E20/10/6 z materiálu 3F3.

Katalogové údaje jádra transformátoru:

efektivní délka jádra	$l = 46 \text{ mm}$
efektivní plocha jádra	$S = 32 \text{ mm}^2$
efektivní objem jádra	$V = 1490 \text{ mm}^3$
poměrná permeabilita	$\mu_r = 1580 \text{ Hm}^{-1}$

Z rovnice

$$U_1 = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.17)$$

lze využít rovnosti

$$U_1 \cdot dt = L \cdot di \quad (4.18)$$

Tu je možno uplatnit ve vztahu pro výpočet počtu závitů na primární straně transformátoru

$$N_1 = \frac{L \cdot di}{d\phi} = \frac{U_1 \cdot dt}{d\phi}, \quad (4.19)$$

kde

$$d\phi = \Delta B \cdot S \quad (4.20)$$

Rozkmitu sycení jádra ΔB se u materiálu 3F3 pohybuje mezi 200 až 300 mT. Proto byla pro další výpočty zvolena hodnota $\Delta B = 250 \text{ mT}$.

Pak po dosazení rovnice (4.18) do vztahu (4.19) dostaneme počet závitů na primární straně transformátoru

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot dt}{\Delta B \cdot S} = \frac{15 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{250 \cdot 10^{-3} \cdot 32 \cdot 10^{-6}} = 9,38 \text{ závitů} \quad (4.21)$$

Počet závitů je z důvodu snazší realizace dále zaokrouhlen na celé číslo. Proto

$$N_1 = 10$$

Pro zpětné dopočítání indukčnosti je třeba vyjádřit velikost magnetického odporu

$$R_m = \frac{l}{S \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} = \frac{46 \cdot 10^{-3}}{32 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1580} = 724003,9 \text{ H}^{-1} \quad (4.22)$$

$$L = \frac{N_1^2}{R_m} = \frac{10^2}{724003,9} = 138,1 \mu\text{H} \quad (4.23)$$

Rozkmit proudu je

$$di = \frac{U_1 \cdot dt}{L} = \frac{15 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{138,1 \cdot 10^{-6}} = 0,543 \text{ A} \quad (4.24)$$

Zmenšení rozkmitu proudu lze provést zvýšením počtu závitů na primární straně transformátoru. Počet závitů je proto zvýšen o 2, tzn. $N_1 = 12$. Postup je třeba opakovat od rovnice (4.23).

$$L = \frac{N_1^2}{R_m} = \frac{12^2}{724003,9} = 198,9 \mu\text{H}$$

$$di = \frac{U_1 \cdot dt}{L} = \frac{15 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{198,9 \cdot 10^{-6}} = 0,377 \mu\text{H}$$

Posledním krokem návrhu transformátoru je určení počtu závitů na jeho sekundární straně. Požadavkem je, aby na sekundární straně transformátoru bylo napětí 15 V. Z hodnot napětí primární a sekundární strany vinutí je určen převod transformátoru

$$k = \frac{U_2}{U_1} = \frac{15}{15} = 1 \quad (4.25)$$

Z rovnosti

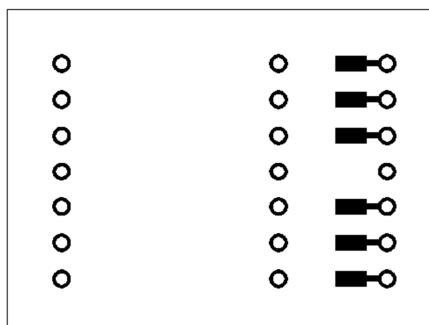
$$k = \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad (4.26)$$

plyne, že počet závitů na sekundární straně je

$$N_2 = k \cdot N_1 = 1 \cdot 15 = 15 \quad (4.27)$$

K jádru transformátoru byla vybrána kostra WE-3525H. Ta má ovšem pouze 14 vývodů, 7 na každé straně, což na sekundární straně transformátoru stačí pouze pro dvě vinutí. Tento problém je vyřešen usazením transformátoru na pomocnou desku plošného spoje (Obr. 4.11),

na kterou budou na pájecí plochy vyvedena zbylá dvě vinutí.



Obr. 4.11 Pomocná deska plošného spoje transformátoru

Tato deska s transformátorem bude následně připájena na desku plošného spoje pulzního zdroje. Vývody kostry transformátoru jsou dlouhé 3,8 mm a výška jedné desky plošného spoje je 1,5 mm, takže vývody bez problémů projdou skrz obě desky. Zbylé vývody transformátoru upevněné na pájecí plochy pomocné desky budou na desku plošného spoje pulzního zdroje přivedeny pomocí kovových propojek vedených vrtanými otvory.

4.3.3 Stabilizátory 7815, 7915 a jejich chlazení

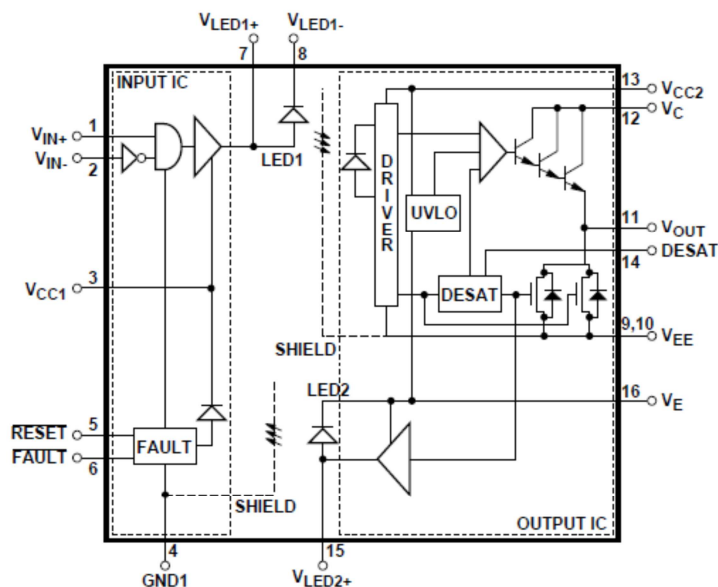
Vzhledem k napětí sekundárního vinutí transformátoru, které je shodné s požadovanou hodnotou výstupního napětí pulzního zdroje, není umístění stabilizátorů 7815 a 7915 nutné. Přesto jsou v obvodu zařazeny pro případ zvýšeného napětí na sekundárním vinutí transformátoru vlivem kolísání napětí zdroje (akumulátorové baterie).

Energie mařená na stabilizátorech bude minimální, proto pro každý stabilizátor postačí použití chladiče DO3A, jehož hodnota tepelného odporu je

$$R_{thra} = 25 \frac{K}{W}$$

4.4 Budicí obvody tranzistorů MOSFET

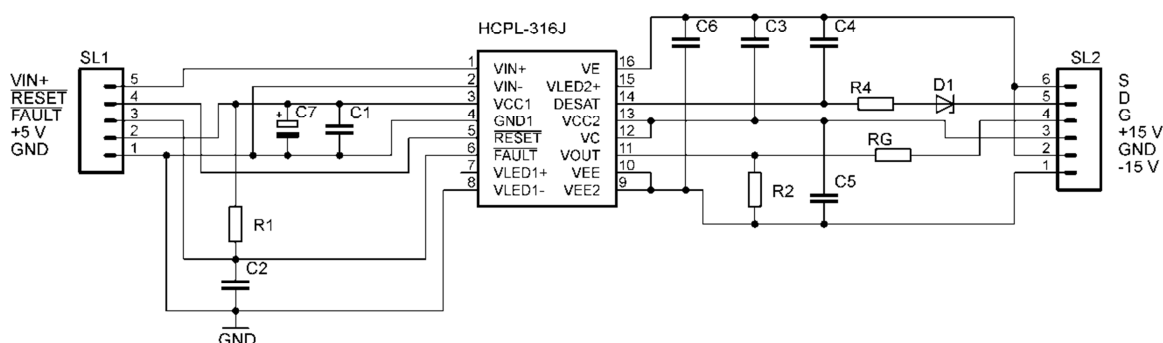
K řízení zapínání a vypínání tranzistorů MOSFET je zapotřebí budicího obvodu. Pro tento účel je využit integrovaný obvod HCPL-316J, jehož vnitřní struktura je na Obr. 4.12. Z té zřejmé, že vstupní a výstupní část budicího obvodu jsou odděleny optickým vazebním členem.



Obr. 4.12 Vnitřní struktura obvodu HCPL-316J [15]

Na neinvertující vstup, pin 1, jsou z procesoru přiváděny spínací impulzy, invertující vstup je uzemněn. Obvod je napájen napětím 5 V. Za jeho vstupními svorkami jsou umístěny blokovací kondenzátory, které slouží jako zdroj energie pro integrovaný obvod a také k eliminaci indukčnosti přívodů od zdroje. RESET a FAULT slouží ke komunikaci s procesorem v případě chybových stavů. Pokud je tranzistor zapnut a saturační napětí přesáhne referenční hodnotu 7 V, je výstupem FAULT vyslán chybový signál směrem k procesoru.

Výstup budicího obvodu je napájen napětím +15 V a -15 V, které je přivedeno z pulzního zdroje.



Obr. 4.13 Zapojení budicího obvodu tranzistoru MOSFET

4.5 Třífázový napětový střídač

4.5.1 Dimenzování vypínatelných součástek

Jak již bylo uvedeno v úvodu, nová, změněná štítková hodnota synchronního motoru udává 3x28V / 35A, z čehož lze odvodit amplitudu fázového napětí a proudu na výstupu střídače.

$$I_{fm} = \frac{35}{3} \cdot \sqrt{2} = 16,5A \quad (4.28)$$

$$U_{fm} = \frac{28}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} = 22,87V \quad (4.29)$$

Maximální hodnota proudu na vstupu střídače je dvojnásobná oproti maximální hodnotě fázového proudu, který je určen vztahem (4.28). Vstupními svorkami střídače tedy protéká proud s maximální hodnotou $I_m = 33$ A. Tato hodnota odpovídá maximálnímu proudu tranzistoru.

Při volbě tranzistoru střídače je třeba vycházet z nejnepříznivějšího průběhu proudu součástkou. V tomto případě bude tranzistor otevřen po dobu $\frac{T}{2}$.

Střední a efektivní hodnota proudu procházejícího tranzistorem je

$$I_{T(AV)} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} I_m dt = \frac{1}{T} \cdot I_m \cdot [t]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{1}{T} \cdot I_m \cdot \frac{T}{2} = \frac{I_m}{2} = \frac{33}{2} = 16,5A \quad (4.30)$$

$$I_{T(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} I_f^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_f^2 \cdot [t]_0^{\frac{T}{2}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_f^2 \cdot \frac{T}{2}} = \frac{I_f}{\sqrt{2}} = \frac{33}{\sqrt{2}} = 23,34A \quad (4.31)$$

Z katalogu je třeba vybrat součástku s dostatečnou rezervou. Proto je střední hodnota proudu vynásobena bezpečnostní konstantou.

$$I_{T(AV)m} = 1,3 \cdot I_{T(AV)} = 1,3 \cdot 16,5 = 21,45A \quad (4.32)$$

Dále je nutné určit maximální možné napětí na součástce. I zde se počítá s bezpečnostní konstantou, která se v tomto případě volí od 1,5 do 2,5. Vzhledem ke vstupním kondenzátorům na stejnosměrné straně střídače, které budou udržovat napětí $U_c = 70$ V, bude maximální napětí na součástce

$$U_m = 2,5 \cdot \frac{U_c}{2} = 2,5 \cdot \frac{70}{2} = 87,5 \text{ V} \quad (4.33)$$

Podle výše vypočítaných hodnot byl z katalogu vybrán tranzistor IRF3710. Tento typ tranzistoru má již integrovanou zpětnou diodu, čímž odpadá další postup pro její dimenzování.

Pro vykompenzování indukčnosti tranzistoru, která je dle katalogového listu 0,7 mH, je paralelně k tranzistoru připojen kondenzátor (viz Obr. 4.14). Vztah pro výpočet kapacity kondenzátoru tohoto vychází z rovnosti

$$\frac{1}{\omega \cdot C} = \omega \cdot L \quad (4.34)$$

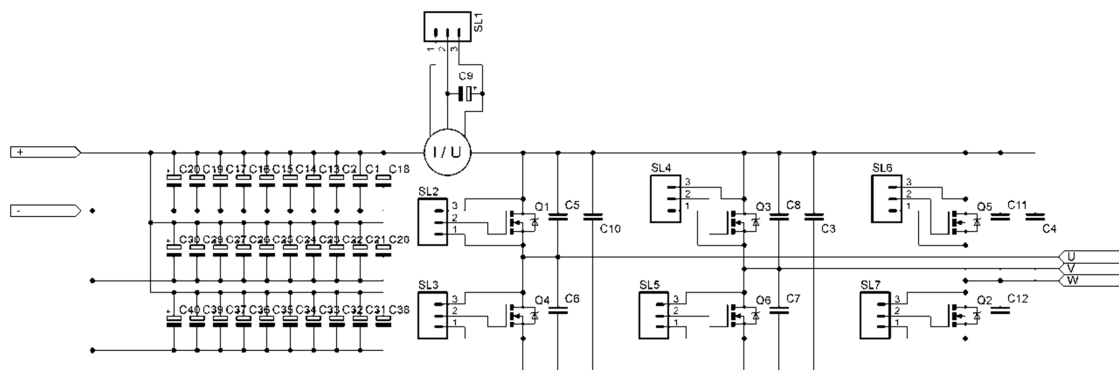
Po úpravě rovnice (4.34) je

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L} \quad (4.35)$$

Pro spínací frekvenci 10 kHz je kapacita kondenzátoru

$$C = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 10000)^2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}} = 362 \text{ nF}$$

Tato hodnota neodpovídá výrobní řadě kondenzátorů, proto je vybrán kondenzátor s nejbližší nižší hodnotou, tj. $C = 330 \text{ nF}$.



Obr. 4.14 Schéma zapojení střídače

Na vstupní straně střídače jsou paralelně spojeny elektrolytické kondenzátory za účelem zvýšení přípustného proudu. Paralelně ke každé větvi střídače je ještě připojen fóliový kondenzátor pro hrazení energie náběžné hrany tranzistorů.

4.5.2 Volba chladiče tranzistorů MOSFET

Pro výpočet oteplení a následnou volbu chladiče tranzistoru IRF3710 je třeba odečíst několik katalogových hodnot.

$$I_T = 57 \text{ A}$$

$$U_T = 100 \text{ V}$$

$$R_T = 0,023 \text{ } \Omega$$

$$T_{jm} = 175 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_{thjc} = 0,75 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{thcr} = 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$t_{d(on)} = 12 \text{ ns}$$

$$t_r = 58 \text{ ns}$$

$$t_{d(off)} = 45 \text{ ns}$$

$$t_f = 47 \text{ ns}$$

Propustné ztráty tranzistoru

$$P_{fw} = R_T \cdot I_{Tef}^2 = 0,023 \cdot 23,34^2 = 12,53 \text{ W} \quad (4.36)$$

Spínací ztráty tranzistoru jsou dány součtem ztrát během doby zapnutí a vypnutí.

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r = 12 + 58 = 70 \text{ ns} \quad (4.37)$$

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f = 45 + 47 = 92 \text{ ns} \quad (4.38)$$

Zapínací ztráty při spínací frekvenci 10 kHz tedy jsou

$$P_{sw(on)} = \frac{\frac{I_m}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot t_{on}}{T} = \frac{I_m}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot t_{on} \cdot f = \frac{33}{2} \cdot \frac{70}{2} \cdot 10^{-9} \cdot 10000 = 0,2 \text{ W} \quad (4.39)$$

a vypínací

$$P_{sw(off)} = \frac{\frac{I_m}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot t_{off}}{T} = \frac{I_m}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot t_{off} \cdot f = \frac{33}{2} \cdot \frac{70}{2} \cdot 92 \cdot 10^{-9} \cdot 10000 = 0,27 \text{ W} \quad (4.40)$$

Celkové ztráty, tzv. totální ztrátový výkon, jsou dány součtem předchozích ztrát. To znamená ztrát propustným proudem, spínacích ztrát během doby zapnutí a spínacích ztrát během doby vypnutí tranzistoru.

$$P_{tot} = P_{fv} + P_{sw(on)} + P_{sw(off)} = 12,53 + 0,2 + 0,27 = 13 \text{ W} \quad (4.41)$$

Pro volbu chladiče je třeba znát jeho maximální možný tepelný odpor. Ten je dán vztahem

$$R_{thra} \leq \frac{T_{jm} - P_{tot} \cdot (R_{thjc} + R_{thcr}) - T_a}{P_{tot}} \quad (4.42)$$

Teplota okolí T_a se z důvodu bezpečnosti návrhu volí o 10°C vyšší než ve skutečnosti je. V tomto případě je $T_a = 50 + 10 = 60^\circ\text{C}$. Chladič bude využit pro chlazení dvou tranzistorů, proto je třeba počítat s trojnásobným totálním ztrátovým výkonem. Pak bude rovnice (4.42) vypadat takto:

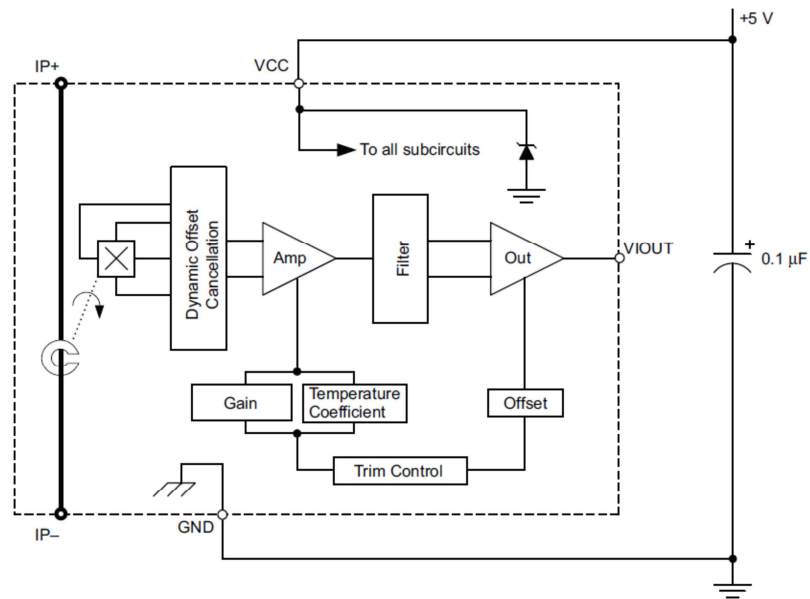
$$R_{thra} \leq \frac{T_{jm} - 2 \cdot P_{tot} \cdot (R_{thjc} + R_{thcr}) - T_a}{2 \cdot P_{tot}} = \frac{175 - 2 \cdot 13 \cdot (0,75 + 0,5) - 60}{2 \cdot 13} \quad (4.43)$$

$$R_{thra} \leq 3,17 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Podle získaného výsledku byl vybrán chladič CHL25A, jehož hodnota tepelného odporu je $R_{thra} = 2,7 \frac{\text{K}}{\text{W}}$.

4.5.3 Měření vstupního proudu

Vstupní proud střídače je měřen pomocí I/U převodníku s Hallovou sondou, jejíž vnitřní struktura je na Obr.4.15.



Obr. 4.15 Vnitřní struktura I/U převodníku [18]

Napájení I/U převodníku napětím +5 V je zajištěno z desky řídicího obvodu s procesorem. Mezi vývody IP+ a IP- prochází vstupní proud střídače, který je Hallovo sondou převáděn na napěťový signál. Ten je přiveden na vstup A/D převodníku procesoru, který takto získává informace o velikosti a směru vstupního proudu střídače.

Závěr

Prvním krokem návrhu třífázového napěťového střídače pro řízení synchronního motoru byla bloková koncepce celého měniče. V té bylo určeno vzájemné propojení jednotlivých částí a také, jaký je jejich význam v obvodu.

Při stanovení požadavků na napájecí zdroj, kterým je akumulátorová baterie, bylo nutno vyřešit vhodný způsob zvýšení napětí z baterie do střídače během motorického režimu stroje a naopak snížení napětí ze střídače do baterie v případě generátorického režimu stroje. Pro tento účel byl mezi zdrojovou baterií a stejnosměrnou stranu střídače umístěn pulzní měnič pro zvyšování napětí a pulzní měnič pro snižování napětí. Po domluvě s vedoucím práce byl návrh pulzního měniče vynechán a zmíněn pouze teoreticky.

Základem řídicí části je procesor TMS320F28044, který byl vybrán na základě vyhovujících parametrů a snadné dostupnosti na trhu. Jeho obvodové zapojení je z větší části dáno výrobcem. Napájení procesoru napětím +3,3 V a +1,8 V je řešeno použitím lineárních napěťových stabilizátorů. Třetí stabilizátor umístěný na desce plošného spoje řídicí části je využit především k napájení budících obvodů tranzistorů MOSFET.

Řízení zapínání a vypínání unipolárních tranzistorů MOSFET obvodu střídače je řešeno budícími obvody s využitím integrovaného obvodu HCPL-316J. Jeho obvodové zapojení je opět dáno výrobcem.

Pulzní zdroj, napájený přímo z akumulátorové baterie, je určen k napájení výše zmíněných budících obvodů napětím +15 V a -15 V. Primární část zdroje je tvořena obvodovým zapojením modulátoru SG3525, který střídavě spíná dva tranzistory MOSFET. Ty tak vytvářejí potřebné napětí pro sekundární stranu zdroje, která galvanicky oddělena pomocí transformátoru.

Napěťový střídač byl navržen pro jmenovité parametry stroje 3x28V / 35A, které, jak již bylo zmíněno v úvodu, byly na pokyn vedoucího práce změněny. Měření vstupního proudu střídače je provedeno pomocí I/U převodníku, který informace o měřeném proudu předává do procesoru.

Desky plošných spojů byly navrženy pomocí konstrukčního softwaru a jsou umístěny v příloze.

Použitá literatura

- [1] Vondrášek, F. Výkonová elektronika. Svazek 3: Měníče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozšířené vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, 267 s. ISBN: 80-7082-980-X.
- [2] Vondrášek, F., Langhamer, J., Peroutka, A., Měsíček, J., Molnár, J. Výkonová elektronika. Svazek 6: Projektování výkonových polovodičových měničů – vybrané stati. 2. vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2008, 220 s. ISBN: 978-80-7043-653-0.
- [3] Mynářová, V., Čengery, J. Elektronické součástky. Cvičení. 1. vydání – dotisk. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, 63 s. ISBN: 80-7082-778-5.
- [4] Stengl, J. P., Tihanyi, J. Výkonové tranzistory MOSFET. 1. české vydání. Praha: Nakladatelství BEN – technická literatura, 2000, 192 s. ISBN: 80-86056-54-6
- [5] Kůs, V. Elektrické pohony a výkonová elektronika. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2005, 180 s. ISBN: 80-7043-422-8.
- [6] Faktor, Z. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. 1. vydání. Praha: Nakladatelství BEN – technická literatura, 2002, 248 s. ISBN: 80-86056-91-0.
- [7] Hammerbauer, J. Elektronické napájecí zdroje. 1. vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 1996, 181 s. ISBN: 80-7082-980-X.
- [8] Záhlava, V. Návrh a konstrukce desek plošných spojů. Praha: ČVUT, 2005, 80 s. ISBN: 80-01-03351-1.
- [9] Dietmeier, U. Vzorce pro elektroniku. 1. české vydání. Praha: Nakladatelství BEN – technická literatura, 2002, 256 s. ISBN: 80-86056-53-8.
- [10] Datasheet: TMS320F28044 [online], [cit. 2012-03-24], Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/product/tms320f28044.pdf>>.
- [11] Datasheet: LM1117 [online], [cit. 2012-04-05], Dostupné z WWW: <<http://www.ges.cz/sheets/l/lm1117.pdf>>.
- [12] Datasheet: SG3525 [online], [cit. 2012-04-06], Dostupné z WWW: <<http://www.tme.eu/dok/S/sg3525.pdf>>.
- [13] Datasheet: IRF520 [online], [cit. 2012-04-06], Dostupné z WWW: <<http://www.gme.cz/dokumentace/213/213-027/dsh.213-027.1.pdf>>.
- [14] Datasheet: E20/10/6 [online], [cit. 2012-04-10], Dostupné z WWW: <<http://www.tme.eu/dok/e/e20106.pdf>>.
- [15] Datasheet: HCPL-316J [online], [cit. 2012-04-06], Dostupné z WWW:

<<http://www.tme.eu/dok/H/HCPL316J.pdf>>.

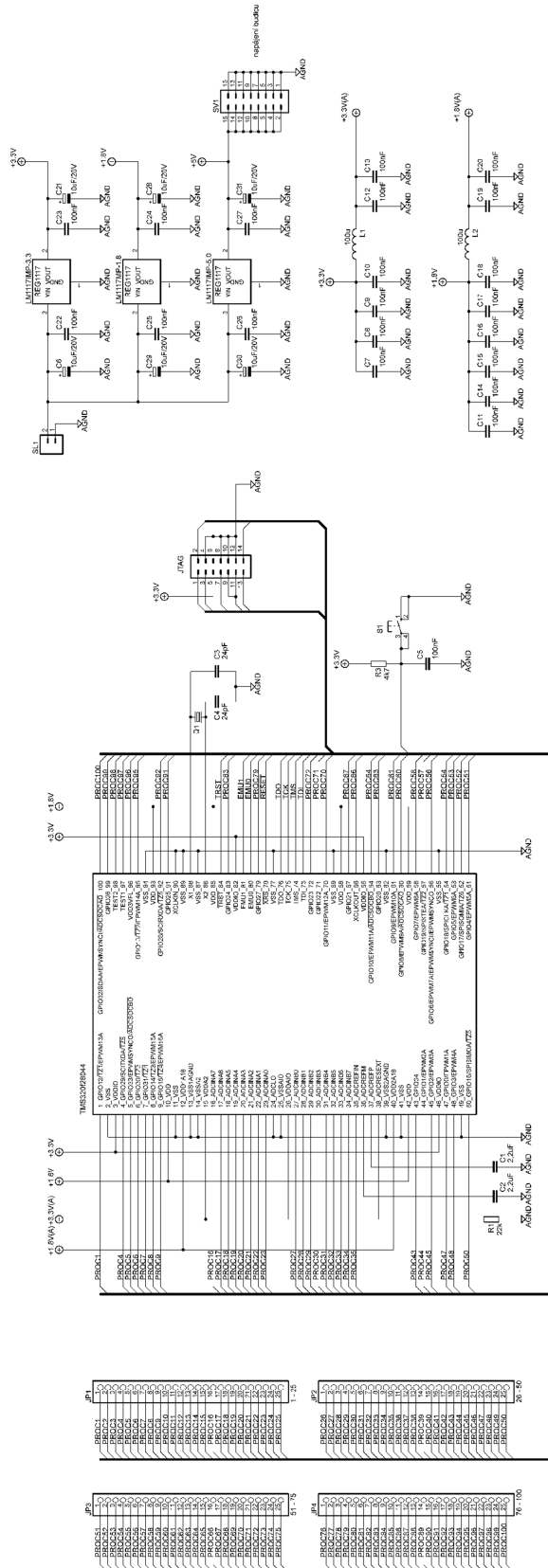
- [16] Datasheet: 7815 [online], [cit. 2012-04-13], Dostupné z WWW: <<http://www.gme.cz/dokumentace/330/330-006/dsh.330-006.1.pdf>>.
- [17] Datasheet: 7915 [online], [cit. 2012-04-13], Dostupné z WWW: <<http://www.gme.cz/dokumentace/330/330-027/dsh.330-027.1.pdf>>.
- [18] Datasheet: ACS758LCB-100B-PFF [online], [cit. 2012-04-24], Dostupné z WWW: <<http://www.gme.cz/dokumentace/533/533-003/dsh.533-003.1.pdf>>.
- [19] Datasheet: IRF3710 [online], [cit. 2012-04-15], Dostupné z WWW: <<http://www.gme.cz/dokumentace/213/213-192/dsh.213-192.1.pdf>>.

Seznam příloh

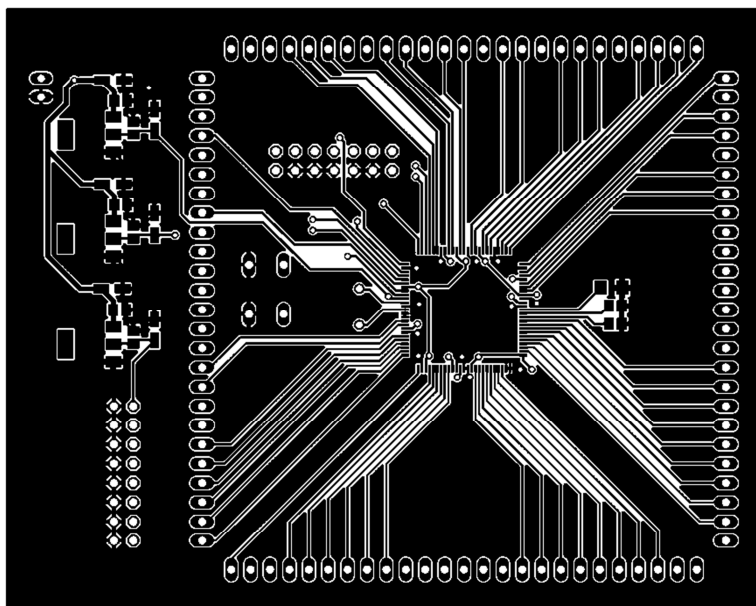
- A. Schéma zapojení řídicí části s procesorem TMS320F28044
- B. Návrh desky plošného spoje řídicí části
- C. Seznam součástek řídicí části
- D. Schéma zapojení pulzního zdroje
- E. Návrh desky plošného spoje pulzního zdroje
- F. Seznam součástek pulzního zdroje
- G. Návrh desky plošného spoje budicího obvodu pro tranzistor MOSFET
- H. Seznam součástek budicího obvodu pro tranzistor MOSFET
- I. Schéma zapojení trojfázového napěťového střídače
- J. Návrh desky plošného spoje trojfázového napěťového střídače
- K. Seznam součástek trojfázového napěťového střídače

Přílohy

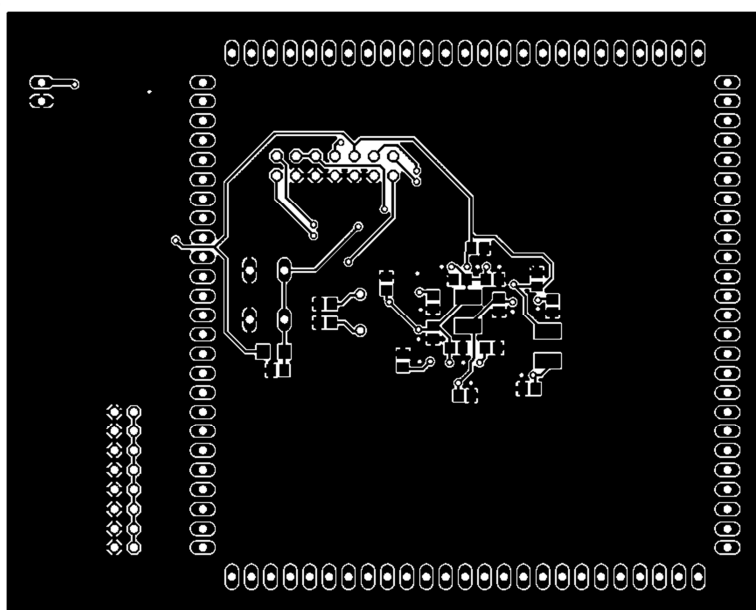
A. Schéma zapojení řídicí části s procesorem TMS320F28044



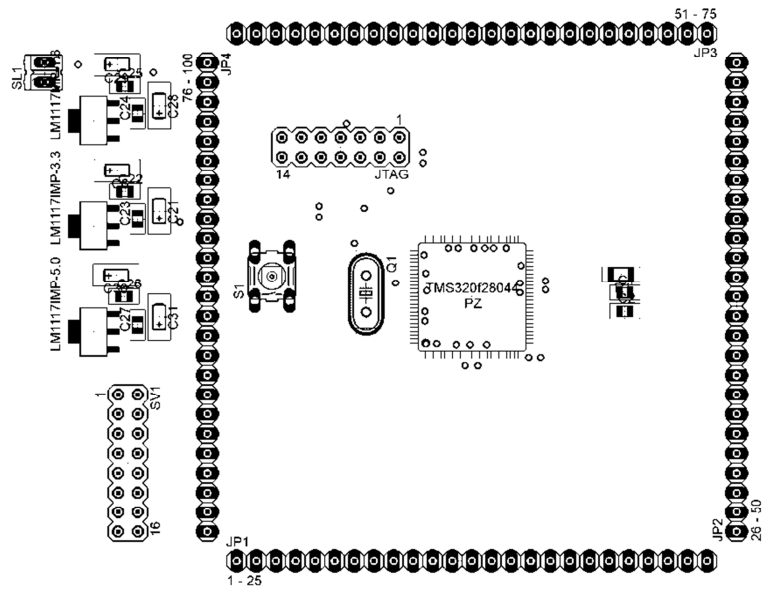
B. Návrh desky plošného spoje řídicí části



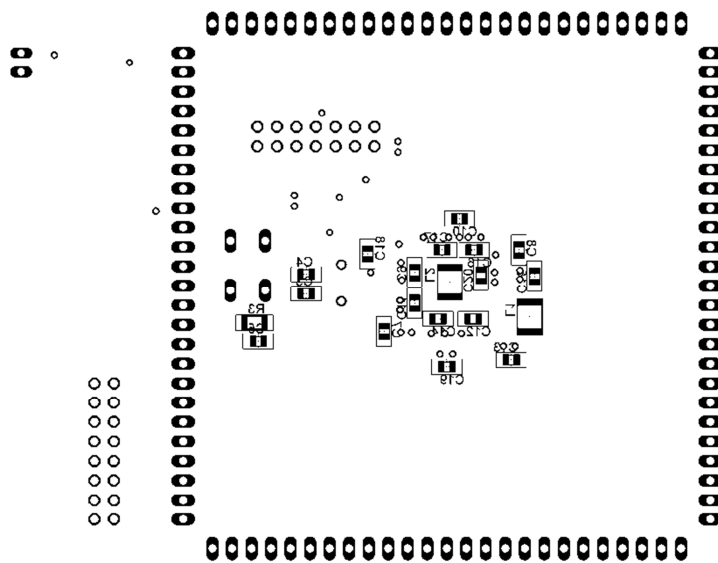
Obr. A.0.1 Deska plošného spoje – horní vrstva



Obr. A.0.2 Deska plošného spoje – spodní vrstva



Obr. A.0.3 Rozmístění součástek v horní vrstvě



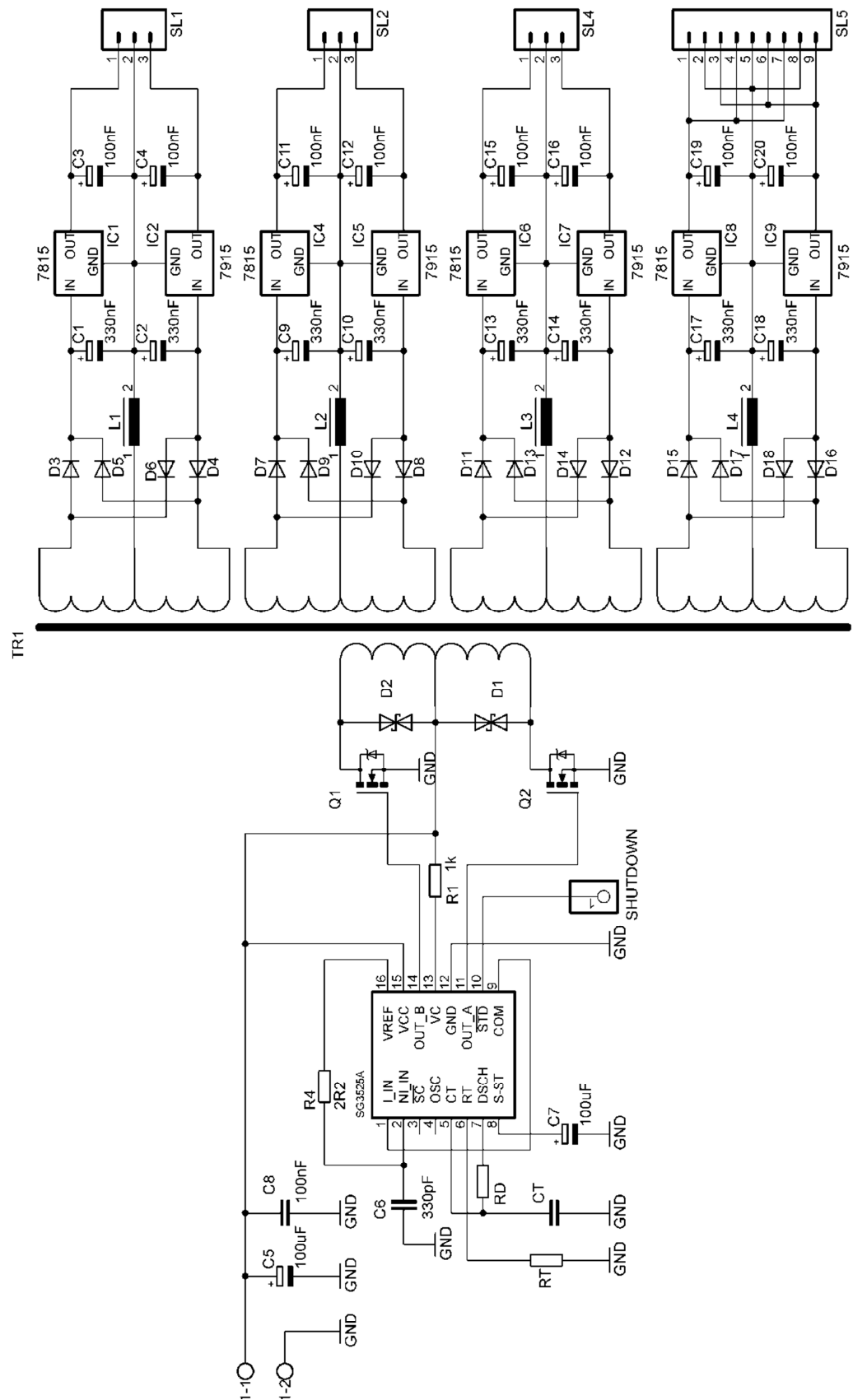
Obr. A.0.4 Rozmístění součástek ve spodní vrstvě

C. Seznam součástek řídicí části

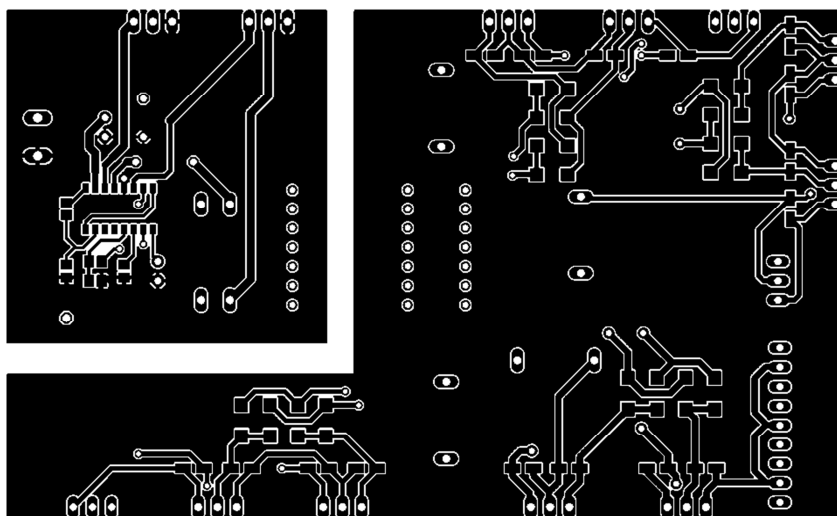
Součástka	Hodnota	Typ
C1	Keramický kondenzátor, 2,2 μ F	C0805
C2	Keramický kondenzátor, 2,2 μ F	C0805
C3	Keramický kondenzátor, 24 pF	C0805
C4	Keramický kondenzátor, 24 pF	C0805
C5	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C6	Elektrolyt. kondenzátor, 10 μ F/20V	CT3216
C7	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C8	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C9	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C10	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C11	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C12	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C13	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C14	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C15	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C16	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C17	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C18	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C19	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C20	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C21	Elektrolyt. kondenzátor, 10 μ F/20V	CT3216
C22	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C23	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C24	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C25	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C26	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C27	Keramický kondenzátor, 100 nF	C0805
C28	Elektrolyt. kondenzátor, 10 μ F/20V	CT3216
C29	Elektrolyt. kondenzátor, 10 μ F/20V	CT3216
C30	Elektrolyt. kondenzátor, 10 μ F/20V	CT3216

Součástka	Hodnota	Typ
C31	Elektrolyt. kondenzátor, 10 μ F/20V	CT3216
R1	Rezistor, 22 k Ω	R1206
R3	Rezistor, 4,7 k Ω	R1206
IC1	Procesor	TMS320F28044
JP1	Lišta jednořadá	S1G20W
JP2	Lišta jednořadá	S1G20W
JP3	Lišta jednořadá	S1G20W
JP4	Lišta jednořadá	S1G20W
JTAG		MA07-2
L1	Tlumivka, 100 μ H	L1812
L2	Tlumivka, 100 μ H	L1812
LM1117IMP-3.3	Napěťový stabilizátor	SOT223
LM1117IMP-5.0	Napěťový stabilizátor	SOT223
LM1117MP-1.8	Napěťový stabilizátor	SOT223
Q1	Krystal	HC49/s
S1	Spínač	B 68 12

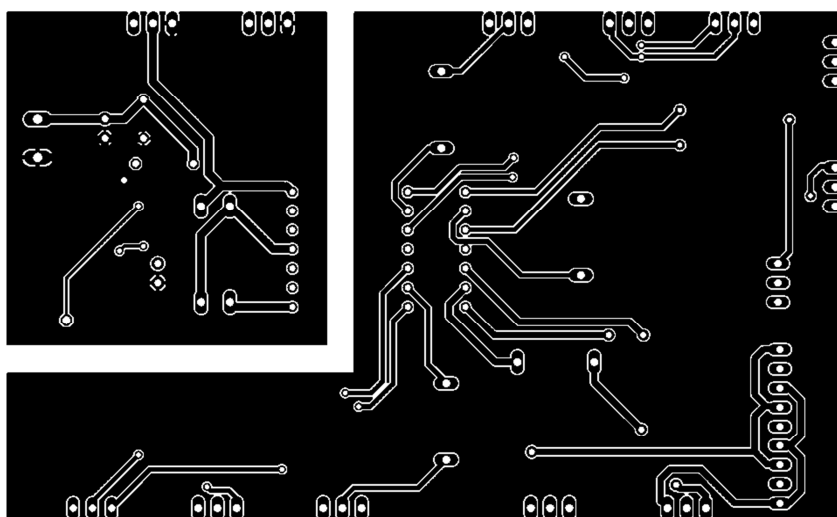
D. Schéma zapojení pulzního zdroje



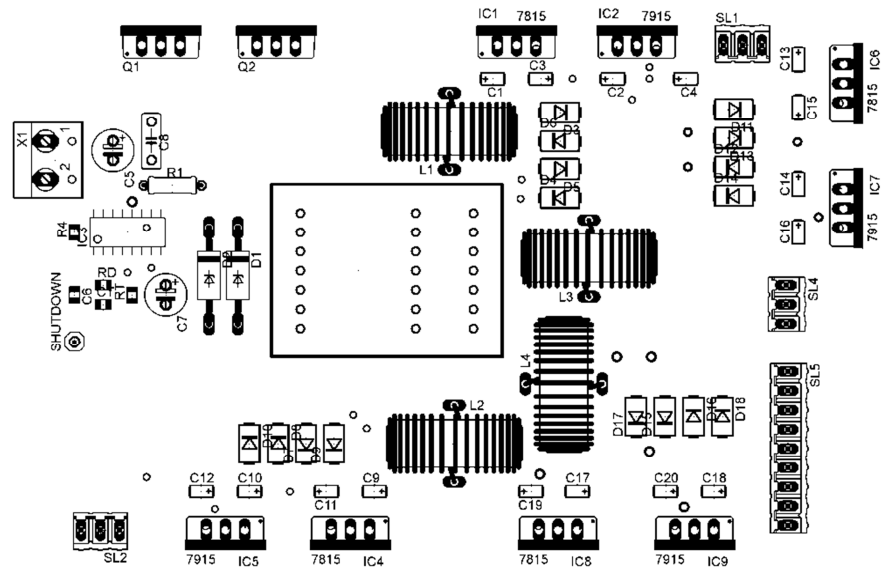
E. Návrh desky plošného spoje pulzního zdroje



Obr. E.1 Deska plošného spoje – horní vrstva



Obr. E.2 Deska plošného spoje – spodní vrstva



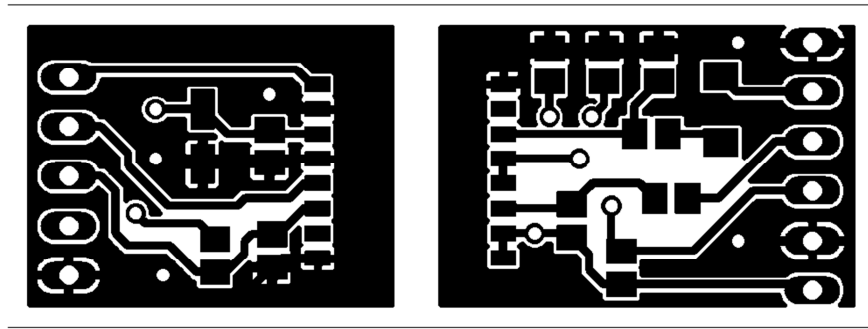
Obr. E.3 Rozmístění součástek v horní vrstvě

F. Seznam součástek pulzního zdroje

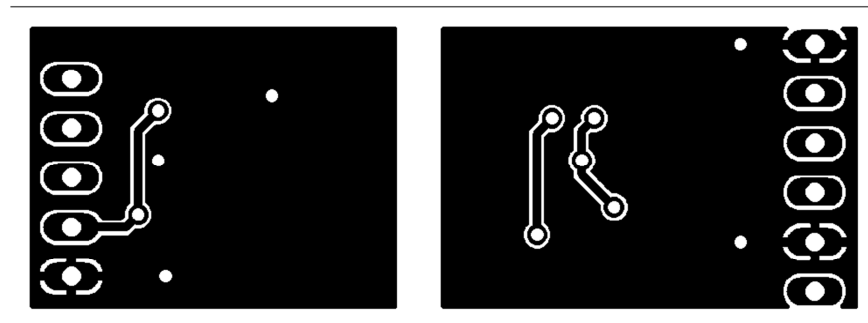
Součástka	Hodnota	Typ
C1	Elektrolyt. kondenzátor, 330 nF/35 V	CT3216
C2	Elektrolyt. kondenzátor, 330 nF/35 V	CT3216
C3	Elektrolyt. kondenzátor, 100 nF/35 V	CT3216
C4	Elektrolyt. kondenzátor, 100 nF/35 V	CT3216
C5	Elektrolyt. kondenzátor 100 μ F/35 V	E2,5-6
C6	Keramický kondenzátor, 330 pF/35 V	C0805
C7	Keramický kondenzátor 100 μ F/35 V	E2,5-6
C8	Elektrolyt. kondenzátor 100 nF/50 V	CE 0,1M/50V
C9	Elektrolyt. kondenzátor, 330 nF/35 V	CT3216
C10	Elektrolyt. kondenzátor, 330 nF/35 V	CT3216
C11	Elektrolyt. kondenzátor, 100 nF/35 V	CT3216
C12	Elektrolyt. kondenzátor, 100 nF/35 V	CT3216
C13	Elektrolyt. kondenzátor, 330 nF/35 V	CT3216
C14	Elektrolyt. kondenzátor, 330 nF/35 V	CT3216
C15	Elektrolyt. kondenzátor, 100 nF/35 V	CT3216
C16	Elektrolyt. kondenzátor, 100 nF/35 V	CT3216
C17	Elektrolyt. kondenzátor, 330 nF/35 V	CT3216
C18	Elektrolyt. kondenzátor, 330 nF/35 V	CT3216
C19	Elektrolyt. kondenzátor, 100 nF/35 V	CT3216
C20	Elektrolyt. kondenzátor, 100 nF/35 V	CT3216
CT	Keramický kondenzátor, 1 nF	C0805
D1	Transil	BZW06-48B56V
D2	Transil	BZW06-48B56V
D3	Dioda	1N4007 SMD
D4	Dioda	1N4007 SMD
D5	Dioda	1N4007 SMD
D6	Dioda	1N4007 SMD
D7	Dioda	1N4007 SMD
D8	Dioda	1N4007 SMD
D9	Dioda	1N4007 SMD

D10	Dioda	1N4007 SMD
D11	Dioda	1N4007 SMD
D12	Dioda	1N4007 SMD
D13	Dioda	1N4007 SMD
D14	Dioda	1N4007 SMD
D15	Dioda	1N4007 SMD
D16	Dioda	1N4007 SMD
D17	Dioda	1N4007 SMD
D18	Dioda	1N4007 SMD
IC1 7815	Napěťový stabilizátor	7815
IC2 7915	Napěťový stabilizátor	7915
IC3 SG3525A	Driver	SO16
IC4 7815	Napěťový stabilizátor	7815
IC5 7915	Napěťový stabilizátor	7915
IC6 7815	Napěťový stabilizátor	7815
IC7 7915	Napěťový stabilizátor	7915
IC8 7815	Napěťový stabilizátor	7815
IC9 7915	Napěťový stabilizátor	7915
L1	Tlumivka	DPU100A1
L2	Tlumivka	DPU100A1
L3	Tlumivka	DPU100A1
L4	Tlumivka	DPU100A1
Q1	Tranzistor	IRF520
Q2	Tranzistor	IRF520
R1	Rezistor, 1 k Ω	0207
R2	Rezistor, 2,2 Ω	R0805
RD	Rezistor, 330 Ω	R0805
RT	Rezistor, 13 k Ω	R0805
SHUTDOWN	Lišta jednořadá	S1G20W
TR1	Jádro transformátoru	E20/10/6
TR1	Kostra transformátoru	WE-3524H

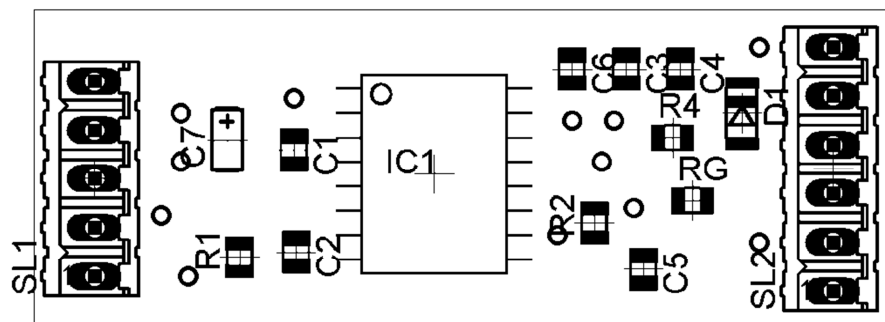
G. Návrh desky plošného spoje budicího obvodu pro tranzistor MOSFET



Obr. G.1 Deska plošného spoje – horní vrstva



Obr. G.2 Deska plošného spoje – spodní vrstva

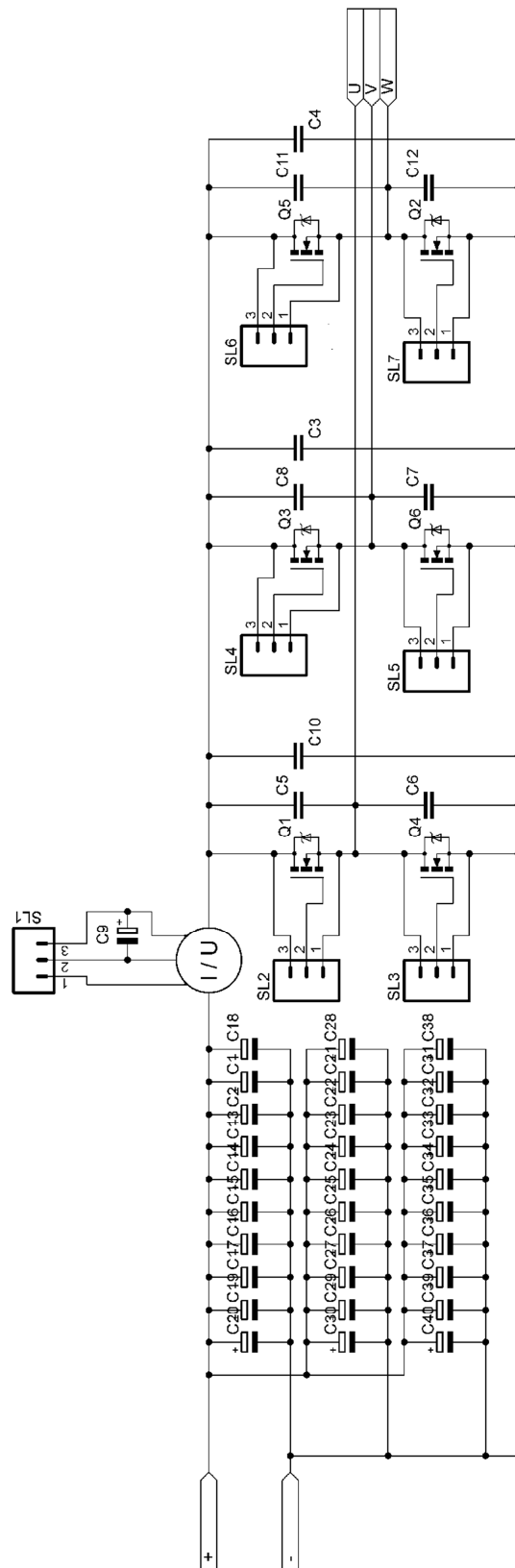


Obr. G.3 Rozmístění součástek v horní vrstvě

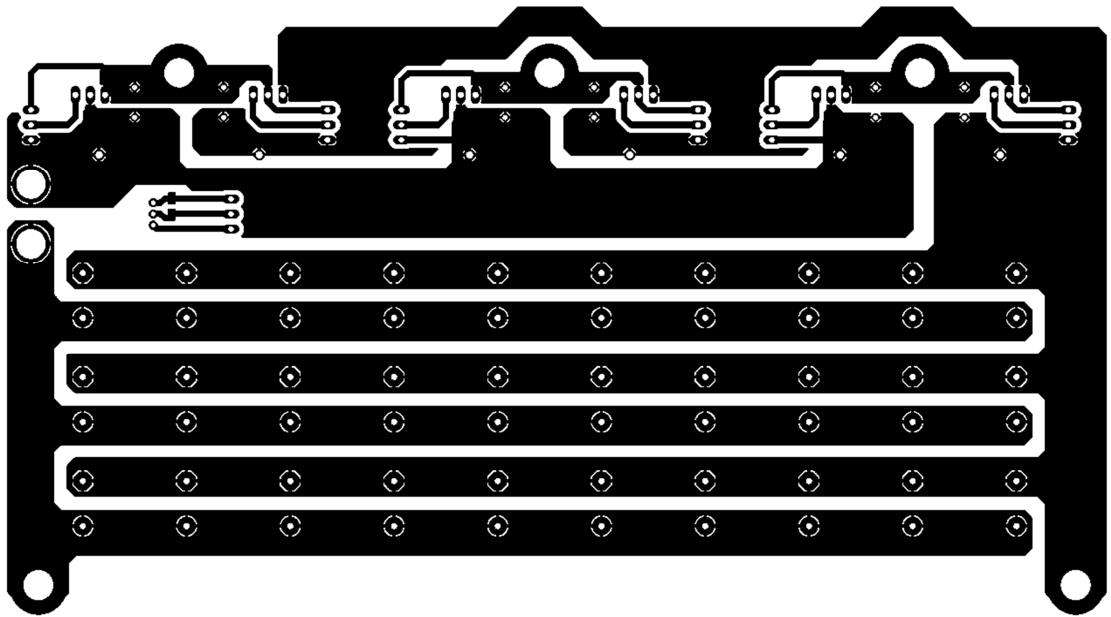
H. Seznam součástek budicího obvodu pro tranzistor MOSFET

Součástka	Hodnota	Typ
C1	Keramický kondenzátor, 0,1 μ F	C0805
C2	Keramický kondenzátor, 330 pF	C0805
C3	Keramický kondenzátor, 0,1 μ F	C0805
C4	Keramický kondenzátor, 100 pF	C0805
C5	Keramický kondenzátor, 0,1 μ F	C0805
C6	Keramický kondenzátor, 0,1 μ F	C0805
C7	Elektrolytický kondenzátor, 1 μ F	CT3216
R1	Rezistor, 3,3 k Ω	R0805
R2	Rezistor, 47 k Ω	R0805
R4	Rezistor, 100 Ω	R0805
Rg	Rezistor, 10 Ω	R0805
Ddesat	Zenerova dioda	BZV55C6.2SMD
pinhead	Lišta jednořadá	S1G20W
	Optocoupler	HCPL-316J

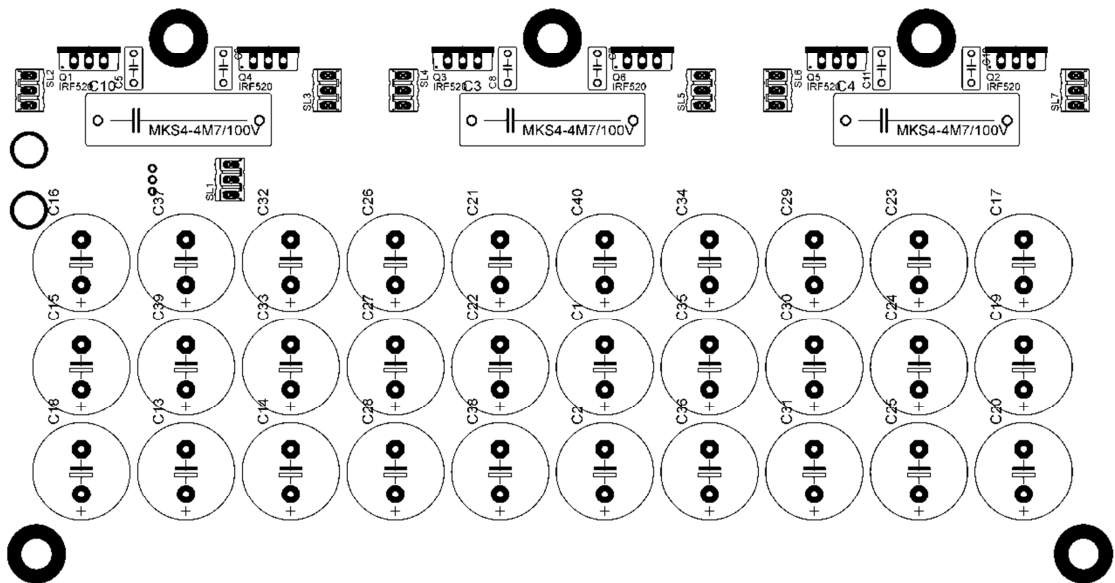
I. Schéma zapojení trojfázového napěťového střídače



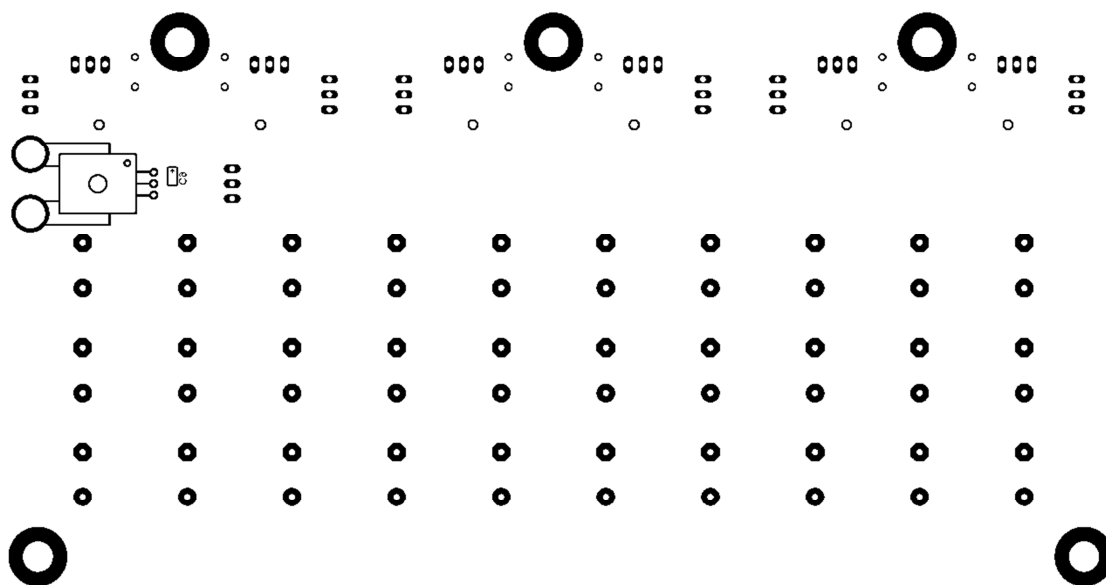
J. Návrh desky plošného spoje trojfázového napěťového střídače



Obr. J.1 Deska plošného spoje – spodní vrstva



Obr. J.2 Rozmístění součástek v horní vrstvě



Obr. J.3 Rozmístění součástek v spodní vrstvě

K. Seznam součástek trojfázového napěťového střídače

Součástka	Hodnota	Typ
C1	Elektrolyt. kondenz., 330uF/100V	CE 330M/100V
C2	Elektrolyt. kondenz., 330uF/100V	C0805
C18 – C40	Elektrolyt. kondenz., 330uF/100V	C0805
C5	Fóliový kondenzátor	4M7/100V
C6	Fóliový kondenzátor	4M7/100V
C7	Fóliový kondenzátor	4M7/100V
C8	Fóliový kondenzátor	4M7/100V
C11	Fóliový kondenzátor	4M7/100V
C12	Fóliový kondenzátor	4M7/100V
C3	Fóliový kondenzátor	330nF/100V
C4	Fóliový kondenzátor	330nF/100V
C10	Fóliový kondenzátor	330nF/100V
C9	Keramický kondenzátor	0,1 uF/20V
Q1 – Q6	Tranzistor	IRF3710
I/U	I/U převodník	ACS758LCB-100B-PFF