

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Stavba pulzního měniče
s MOSFET tranzistory**

**vedoucí práce: Ing. Streit Luboš
autor: Bc. Štěpánek Jan**

2012

Anotace

Diplomová práce se zabývá problematikou návrhu a stavby pulzního měniče s MOSFETovými tranzistory tak i budících obvodů měniče. Následné implementace do elektrické motokáry kde jako pohon slouží stejnosměrný komutátorový motor s permanentními magnety o výkonu 5kW. Práce je rozdělena do dvou hlavních částí.

V první části se práce zabývá návrhem a mechanickou konstrukcí pulzního měniče s MOSFETovými tranzistory. Omezením parazitních indukčností a implementací do elektrické motokáry s důrazem kladeným na spolehlivost a dlouhodobý provoz.

Ve druhé části se práce převážně věnuje návrhu budících obvodů měniče. Návrh zahrnuje sestavení elektrického schématu a volbou jednotlivých elektrických součástek budících obvodů. Dále návrhem desek plošných spojů a jejich mechanických krytů a ochran.

Klíčová slova

měníč, DC – Bus, MOSFET, tranzistor, budič, budící obvody, stejnosměrný motor, permanentní magnety, HCPL, IXYS

Počet stran

67

Počet příloh

2

Počet obrázků

43

Abstract

Presented master thesis is focused on project and construction of pulse convertor with MOSFET transistors and excitation circuits of convertor. Followed by an implementation to an electric go-kart, where for propulsion is used a DC motor with permanent magnets and power of 5kW. The thesis is divided in two parts.

In the first part is described a project and mechanical construction of the convertor. Reduction of parasitical inductions and implementation to the electric go-kart with an accent to reliability and long-term operation are also described there.

The second part is mainly focused on projecting a convertors excitation circuits. This project includes a compilation of an wiring diagram, selection of individual electrical components, design of printed circuit boards and their mechanical housings and protections.

Key words

Converter, DC – Bus, MOSFET, tranzistor, driver, driver circuit, DC – motor, permanents magnets, HCPL, IXYS

Number of pages

67

Number of attachments

2

Number of images

43

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. Souhlasím s tím, aby práce byla ke studijním účelům.

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

V Plzni dne 10.5.2012

Bc. Jan Štěpánek

.....

Poděkování

Touto cestou bych rád poděkoval všem, kteří mi pomohli s vytvořením této práce. Děkuji Ing. Luboši Streitovi a Ing. Michalu Kubíkovy Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Dále pak Bc. Ludkovy Elisovy za návrh univerzální desky pro procesor AT90CAN a Bc. Bedřichu Bednářovy za návrh řídicího algoritmu pro pohon elektro motokáry.

Obsah

1	MOSFETOVÝ MĚNIČ	2
1.1	Snižovací pulzní měnič [1].....	3
1.2	Zvyšovací pulzní měnič [1].....	4
2	VÝBĚR VHODNÉHO TRANZISTORU:	5
2.1	Porovnání IGBT s MOSFET tranzistory.....	6
2.2	Volba spínací součástky.....	7
2.2.1	Proudové dimenzování:	7
2.2.2	Napěťové dimenzování:	8
2.2.3	Měření na elektrické motokáře.....	8
2.3	MOSFETový tranzistor IRFP4568PbF	9
3	NÁVRH CHLAZENÍ	11
3.1	Výpočet ztrátového výkonu:	11
3.2	Oteplení čipu a pouzdra tranzistoru:.....	13
3.2.1	Výpočet chladiče parametrů:	14
3.3	Chladič.....	15
3.4	Návrh tepelného schématu a simulace oteplení	16
4	KONSTRUKCE MĚNIČE	19
4.1	Vznik přepětí na MOSFETovém tranzistoru.....	20
4.1.1	Základní problémy spínání MOSFET tranzistorů.....	21
4.1.2	Parazitní indukčnosti a kapacity [2].....	22
4.1.3	Kapacity (snubbry) v DC – Busu [2].....	23
4.1.4	Přepěťové ochrany pasivní [2]	24
4.1.5	Aktivní přepěťové ochrany [2]	25
4.2	Filtrační kondenzátor	26
5	BUDÍCÍ OBVODY (DRIVER)	28
5.1	HCPL - 316J (optočlen).....	29
5.2	IXDN 414.....	33
5.3	Stavba budících obvodů.....	35
5.3.1	Napájecí zdroje	35
5.4	Návrh budiče.....	38

5.4.1	Zobrazení chyb a spínání tranzistorů.....	39
5.4.2	Blanking Time (Slepý čas)	39
5.4.3	Desaturační ochrana (nadproudová ochrana)	40
5.4.4	Volba jednotlivých součástek.....	41
5.5	Návrh desky plošného spoje.....	43
6	ZÁVĚR.....	45
	SEZNAM LITERATURY	46

Seznam obrázků

OBR. 1.1 - SNIŽOVACÍ / ZVYŠOVACÍ PULZNÍ MOSFETOVÝ MĚNIČ	2
OBR. 1.2 - SNIŽOVACÍ PULZNÍ MĚNIČ, PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU NA ZÁTĚŽI	3
OBR. 1.3 - ZVYŠOVACÍ PULZNÍ MĚNIČ, PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU NA ZÁTĚŽI	4
OBR. 2.1 - PREFEROVANÉ POUŽITÍ MOSFET A IGBT TRANZISTORŮ	5
OBR. 2.2 - PRŮBĚH TYPOVÉHO PROUDU PULZNÍHO MĚNIČE	7
OBR. 2.3 - TYPOVÝ PRŮBĚH NAPĚTÍ NA MOTORU V REŽIMU POHON	8
OBR. 2.4 - REÁLNÉ PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU V MOTORU	8
OBR. 2.5 - TRANZISTOR IRFP4568PbF	9
OBR. 3.1 - $R_{DS(ON)}$ ODPOR KANÁLU V ZÁVISLOSTI NA TEPLOTĚ	11
OBR. 3.2 - VEDENÍ TRANZISTORŮ A DIOD	12
OBR. 3.3 - SPÍNACÍ PULZY TRANZISTORŮ	12
OBR. 3.4 - PARAMETRY ZVOLENÉHO CHLADIČE	15
OBR. 3.5 - NÁHRADNÍ TEPELNÉ SCHÉMA	16
OBR. 3.6 - TRANSIENTNÍ TEPELNÁ IMPEDANCE ČIP → POUZDRO SOUČÁSTKY	17
OBR. 4.1 - SCHÉMA PULZNÍHO MOSFETOVÉHO MĚNIČE	19
OBR. 4.2 - DC – BUS	20
OBR. 4.3 - KAPACITY TRANZISTORU	21
OBR. 4.4 - SNIŽOVACÍ MĚNIČ S PARAZITNÍMI INDUKČNOSTMI [2]	22
OBR. 4.5 - PARAZITNÍ ČÁSTI KONDENZÁTORŮ	23
OBR. 4.6 - PASIVNÍ PŘEPĚŤOVÉ OCHRANY	24
OBR. 4.7 - RCD PŘEPĚŤOVÁ OCHRANA	25
OBR. 4.8 - AKTIVNÍ CLAMPING	25
OBR. 4.9 - SNIŽOVACÍ MĚNIČ S VÝSTUPNÍM FILTREM	26
OBR. 4.10 - ZVLNĚNÍ NAPĚTÍ NA KONDENZÁTORU A PROUDU MOTOREM	27
OBR. 5.1 - BLOKOVÉ SCHÉMA BUDÍCÍCH OBVODŮ	28
OBR. 5.2 - VNITŘNÍ ZAPOJENÍ HCPL – 316J	30
OBR. 5.3 - HCPL – 316J POUZDRO A ZÁKLADNÍ ROZMĚRY	30
OBR. 5.4 - IDEÁLNÍ ČASOVÝ PRŮBĚH SEPNUTÍ A VYPNUTÍ	32
OBR. 5.5 - REÁLNÉ SEPNUTÍ	32
OBR. 5.6 - REÁLNÉ VYPNUTÍ	32
OBR. 5.7 - ČASY NÁBĚŽNÉ A SESTUPNÉ HRANY V ZÁVISLOSTI NA KAPACITĚ HRADLA	33
OBR. 5.8 - IDEÁLNÍ ČASOVÝ PRŮBĚH SEPNUTÍ A VYPNUTÍ	34
OBR. 5.9 - REÁLNÉ SETNUTÍ	34
OBR. 5.10 - REÁLNÉ VYPNUTÍ	34
OBR. 5.11 - SPÍNACÍ ZDROJ JW030 A CHARAKTERISTIKA VÝSTUPNÍHO PROUDU	35
OBR. 5.12 - NAPÁJECÍ ZDROJ +5V PRO TTL LOGIKU	36
OBR. 5.13 - NAPÁJENÍ PRO BUDIČE	37
OBR. 5.14 - NAPĚTÍ NA STABILIZÁTORU 7905	37
OBR. 5.15 - SCHÉMA BUDIČE	38
OBR. 5.16 - SPUŠTĚNÍ DESATURAČNÍ OCHRANY	40
OBR. 5.17 - IZOLAČNÍ VZDÁLENOSTI NA DPS	43
OBR. 5.18 - DPS BUDIČ MOSFETOVÝCH TRANZISTORŮ	44
OBR. 5.19 - DPS BUDIČE OSAZENÉ	44

Seznam tabulek

TAB. 1.1	POŽADAVKY NA MĚNIČ.....	2
TAB. 2.1	NEJNEPŘÍZNIVĚJŠÍ STAV.....	7
TAB. 2.2	SPECIFIKACE TRANZISTORU.....	9
TAB. 3.1	PŘÍPUSTNÉ TEPLoty.....	13
TAB. 3.2	PARAMETRY CHLADIČE.....	15
TAB. 3.3	HODNOTY KONSTANT TEPELNÉHO SCHÉMATU.....	18
TAB. 4.1	KATALOGOVÉ PARAMETRY KAPACIT.....	21
TAB. 5.1	ZAJÍMAVÉ PARAMETRY HCPL-316J.....	29
TAB. 5.2	POPIS JEDNOTLIVÝCH PINŮ BUDIČE HCPL – 316J.....	31
TAB. 5.3	ZAJÍMAVÉ PARAMETRY IXDN414.....	33
TAB. 5.4	ZÁKLADNÍ PARAMETRY DC/DC MĚNIČE.....	36
TAB. 5.5	SEZNAM JEDNOTLIVÝCH JUMPRŮ A POPIS FUNKCE.....	39

Úvod

Diplomová práce je součástí projektu stavby elektrické motokáry. Projekt vznikl za účelem reprezentace katedry a univerzity. Projekt je rozdělen do čtyř samostatných kategorií, které jsou spolu navzájem propojeny. Návrh a samotná realizace řídicího algoritmu. Realizace palubního počítače pro zobrazení a ukládání jízdních dat. Komunikace mezi jednotlivými bloky pomocí CAN komunikace. Stavba jednotky nabíjení a zprávu baterií (BMS). Dále pak návrhem a realizací pulzního měniče a budících obvodů.

Tato práce se zabývá posledním výše zmíněným bodem, konstrukcí a návrhem snižovacího a zvyšovacího pulzního měniče, který je složen z MOSFETových tranzistorů. Dále se práce zabývá návrhem a konstrukcí budících obvodů pro MOSFETový měnič.

Elektrická motokára, do níž bude implementován budič a pulzní měnič. Má za cíl konkurovat motokáram z běžných půjčoven, které dosahují výkonu okolo 7,5kW. V elektrické motokáře je instalován stejnosměrný komutátorový motor s permanentními magnety o výkonu 5kW s možností přetížení na 15kW.

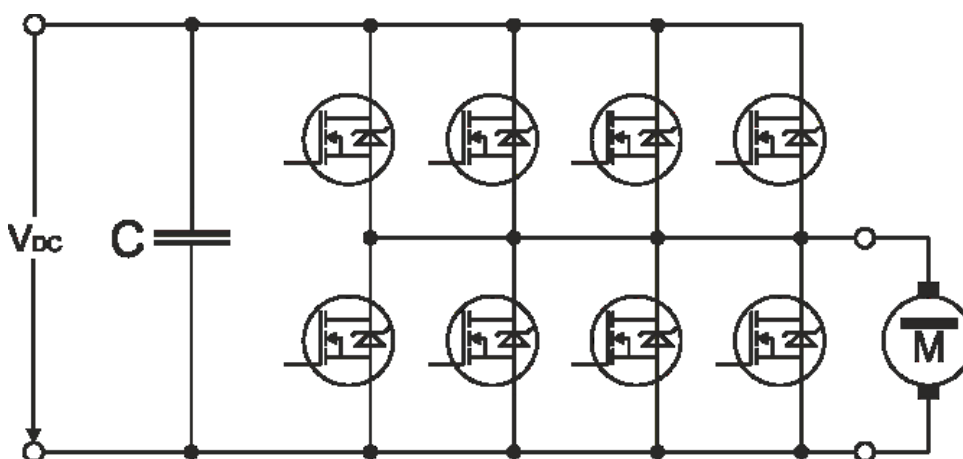
Hlavní výhody elektrické motokáry:

- Snadná téměř nulová údržba elektro výzbroje
- Nízké provozní náklady
- Nulové vyprodukované emise
- Snadná aplikace jízdních asistentů
- Možnost krátkodobého přetížení
- Vysoký moment v nulových otáčkách motoru

1 MOSFETový měnič

Měnič na Obr. 1.1 se skládá ze 4 paralelně řazených tranzistorů v horní a dolní skupině. Tento měnič bude provozován jako snižovací měnič pro režim pohon, a jako zvyšovací měnič pro možnost rekuperace brzdné energie.

Diody implementované v pouzdře se používají jen pro překrytí mrtvých časů nutných při spínání tranzistorů jinak, jsou překlenuty sepnutím příslušného tranzistoru. Této výhody lze využít z důvodu obousměrné vodivosti MOSFETů. Významně se tím sníží ztráty a také se zvedne maximální možná spínací frekvence. Budicí obvody zajišťují rychlé spínání tranzistorů v horní a dolní skupině podle potřeb řízení měniče.



Obr. 1.1 - Snižovací / Zvyšovací pulzní MOSFETový měnič

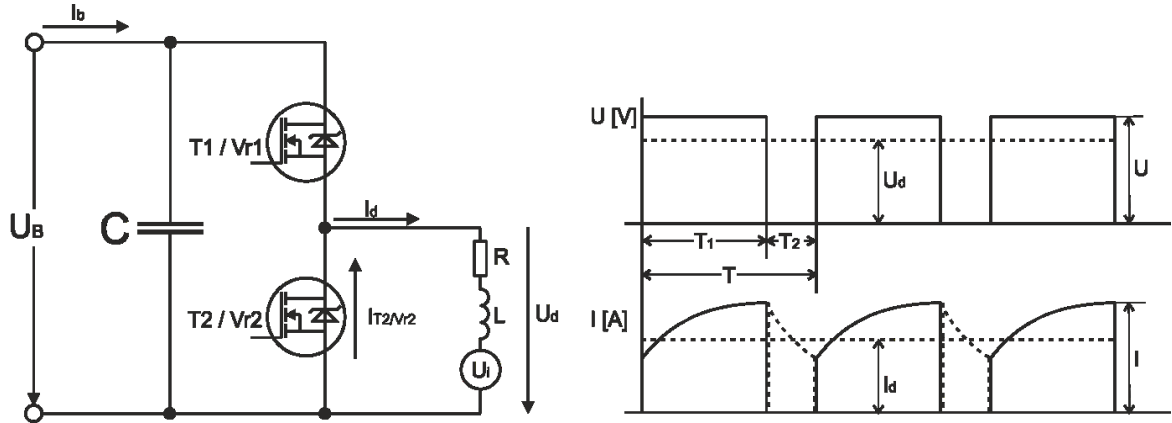
Pro pohon elektrické motokáry je použit stejnosměrný komutátorový motor s permanentními magnety o výkonu 5 kW s možností přetížení na 15 kW. Vzhledem k nízké indukčnosti ($L = 38 \mu\text{H}$) motoru je nutná relativně vysoká spínací frekvence minimálně 16 kHz a vhodný řídicí algoritmus.

Tab. 1.1 Požadavky na měnič

$U_d = 0 - 48 \text{ V}$	Napětí na motoru
$U_{in} = 40 - 68 \text{ V}$	Napětí baterie
$I_d = 100 \text{ A}$	Jmenovitý proud motorem
$I_{dmax} = 300 \text{ A}$	Maximální proud motorem
$f_{sw} = 16 \text{ kHz}$	Spínací frekvence měniče
$T_a = 25 - 45 \text{ }^\circ\text{C}$	Teplota okolí

Pulzní měnič navrhovaný pro použití v elektrické motokáře musí splňovat požadavky uvedené v Tab. 1.1 jsou to mezní parametry baterií a motoru. Mezi nejdůležitější parametry patří napětí na baterii a spínací frekvence měniče.

1.1 Snižovací pulzní měnič [1]



Obr. 1.2 - Snižovací pulzní měnič, průběhy napětí a proudu na zátěži

Schéma na Obr. 1.2 znázorňuje pulzní snižovací měnič složený z dvojice MOSFETových tranzistorů s nulovými diodami. Měnič pracuje jen za předpokladu, že je splněna podmínka $U_B > U_d$.

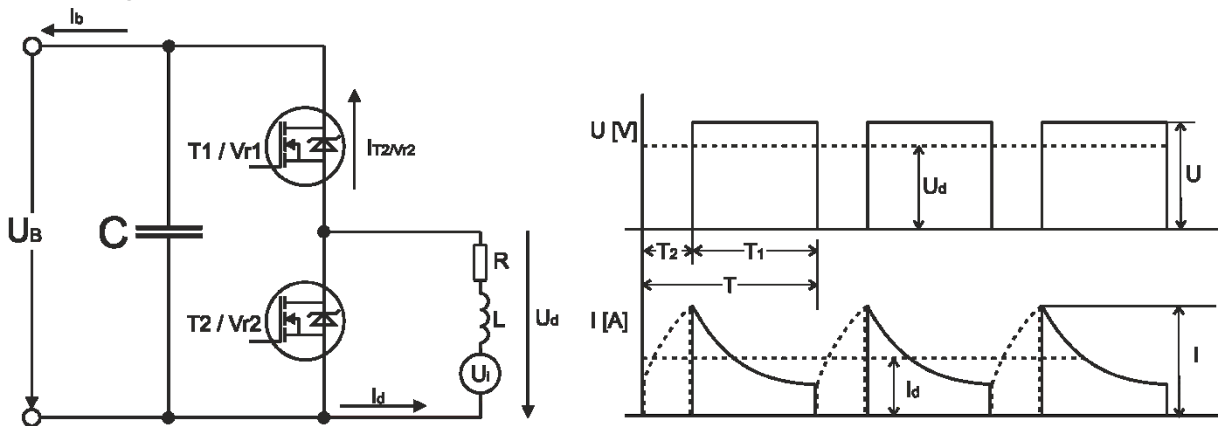
Při sepnutém tranzistoru T_1 je na motoru napětí U_b , proud se uzavírá přes tranzistor. Po vypnutí T_1 se proud uzavírá přes diodu V_{R2} po uplynutí mrtvého času se sepne tranzistor T_2 a proud začne téci přes tranzistor vlivem nízkého odporu otevřeného kanálu. MOSFETové tranzistory vedou proud oběma směry (D-S, S-D) díky této vlastnosti jsou omezeny ztráty vznikající na diodách průchodem proudu I_d . Křivku proudu tvoří část exponenciály zobrazené na Obr. 1.2 ty narůstají k $\frac{(U_B - U_d)}{R}$.

$$U_d = \frac{T_1}{T} * U_B = z * U_B \quad (1.1)$$

$$I_d = \frac{U_d - U_i}{R} \quad (1.2)$$

Z průběhu U_d na Obr. 1.2 lze snadno usoudit, že střední hodnota napětí U_d na zátěži při nepřerušovaném proudu je viz rovnice (1.1), z - je poměrná doba sepnutí, která určuje výstupní napětí v hodnotách mezi $U \geq U_d \geq 0$. Reálný rozsah regulovaného napětí je nižší, záleží na regulačním algoritmu. Hodnota napětí na indukčnosti vinutí je v ustáleném stavu nulová proud je viz rovnice (1.2).

1.2 Zvyšovací pulzní měnič [1]



Obr. 1.3 - Zvyšovací pulzní měnič, průběhy napětí a proudu na zátěži

Měnič umožňuje rekuperaci energie při generátorickém brzdění stejnosměrného motoru elektro motokáry. Schéma na Obr. 1.3 znázorňuje pulzní zvyšovací měnič z dvojice MOSFETových tranzistorů s nulovými diodami, mezi funkční prvky patří také indukčnost motoru. Podmínkou provozu pulzního měniče též rekuperace je $I_d > 0$.

Při sepnutém tranzistoru T_2 znemožňuje zkrat baterií zpětná dioda V_{R1} . Motor je však ve zkratu $U_d = 0$ je viz Obr. 1.3, křivku proudu I_d tvoří část exponenciály rostoucí k hodnotě $\frac{U_i}{R}$. Část energie odčerpané z motoru se ztrácí na odporu vinutí motoru, část se akumuluje v indukčnosti vinutí motoru. Po vypnutí tranzistoru T_2 proud klesá k $\frac{(U_i - U_b)}{R}$ to by znamenalo, že proud může klesat, až k záporným hodnotám zpětné diody umožní pokles proudu na hodnotu $I_d = 0$. Proud se nepřerušil vlivem indukčnosti motoru a začne téci přes V_{R1} do baterií a tím je dobíjí.

$$U_d = \frac{T_2}{T} * U_B = \frac{T - T_1}{T} * U_B = (1 - z) * U_B \quad (1.3)$$

$$I_d = \frac{U_i - U_d}{R} \quad (1.4)$$

Střední hodnotu napětí na zátěži je možné určit z (1.3). Vztah pro střední hodnotu proudu je možno určit ze schématu viz Obr. 1.3. V ustáleném stavu musí být střední hodnota napětí na indukčnosti vinutí motoru nulová, ze schématu vychází střední hodnota proudu viz rovnice (1.4).

2 Výběr vhodného tranzistoru:

V současné době se jako spínací součástky výhradně používají MOSFET nebo IGBT tranzistory, bipolární tranzistory se používají velmi zřídka. Tranzistory MOSFET a IGBT jsou spínací prvky řízené napětím (polem), proces spínání a vypínání prvků řízených polem je velmi rychlý méně náročný na budící obvody oproti bipolárním tranzistorům.

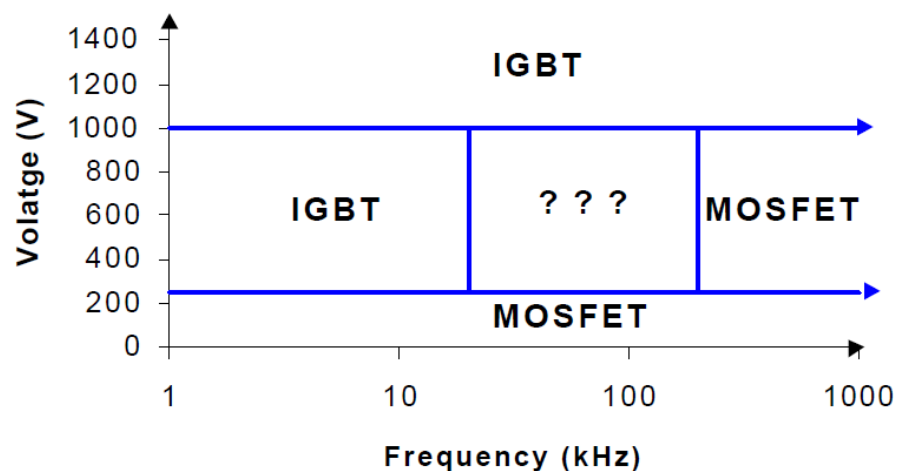
IGBT tranzistory jsou kombinací MOSFETových a bipolárních tranzistorů, hradlo (gate) se chová jako u unipolárních tranzistorů je řízené přiloženým, napětím ale výstupní kanál (C – E) je jako u bipolárních tranzistorů. Ztráty na IGBT tranzistorech jsou způsobeny především saturačním napětím viz (2.1).

$$P_{IGBT} = I * U_{CESat} \tag{2.1}$$

MOSFETové tranzistory mají velmi nízký odpor otevřeného kanálu (D – S) R_{DSon} se pohybuje v řádech mΩ. Díky tomu to nízkému odporu mají nižší ztráty viz (2.2), ale jen do napětí 250 V pak R_{DSon} začíná zvyšovat.

$$P_{MOSFET} = I^2 * R_{DSon} \tag{2.2}$$

Ztráty u MOSFETových i IGBT tranzistorů se mění s rostoucí teplotou čipu. Zatímco MOSFETové tranzistory mají kladný teplotní koeficient to znamená, že s rostoucí teplotou se zvedá odpor kanálu (R_{DSon}) tak IGBT tranzistory mají záporný teplotní koeficient díky němu s rostoucí teplotou, klesá saturační napětí a sním i ztráty vzniklé na kanálu (C – E).



Obr. 2.1 - Preferované použití MOSFET a IGBT tranzistorů

Volba tranzistorů mezi MOSFET a IGBT závisí na konkrétní aplikaci. Pro aplikace do 250 V se spínací frekvencí od 1 kHz do 10 MHz se výhradně používají MOSFETy, od 1000 V jsou pak jasnou volbou IGBT tranzistory. V rozmezí mezi 250 V a 1000 V je nutné volit spínací prvky především podle spínací frekvence a povolených výkonových ztrát v zadané aplikaci. Rozdělení tranzistorů podle výrobce IRF (International Rectifier) do skupin viz *Obr. 2.1*.

2.1 Porovnání IGBT s MOSFET tranzistory

IGBT	Nízká spínací frekvence maximálně do 20 kHz Vysoko napěťové aplikace od 1000 V Maximální přípustná teplota čipu tranzistoru do 100°C Moduly s možným výstupním výkonem až jednotky MW Záporný teplotní koeficient Tepelné ztráty se odvíjí od U_{CEsat} a spínací frekvence
Použití	Řízení motorů spínací frekvence do 20 kHz Záložní napájení (UPS) Svařování (velký proud s nízkou spínací frekvencí) Osvětlovací technika s vysokým světelným výkonem
MOSFET	Vysoká spínací frekvence v řádech 10 MHz Nízko napěťové aplikace do 250 V Kladný teplotní koeficient Moduly s možným výstupním výkonem až jednotky kW Tepelné ztráty se odvíjí od odporu sepnutého kanálu R_{DSon}
Použití	Řízení motorů v ručním elektronáradí (vrtačky, frézy, brusky atd.) Spínané napájecí zdroje s frekvencí nad 200 kHz Spínané napájecí zdroje s výkonem do jednotek kW Nabíječky baterií Osvětlovací technika v domácnostech

2.2 Volba spínací součástky

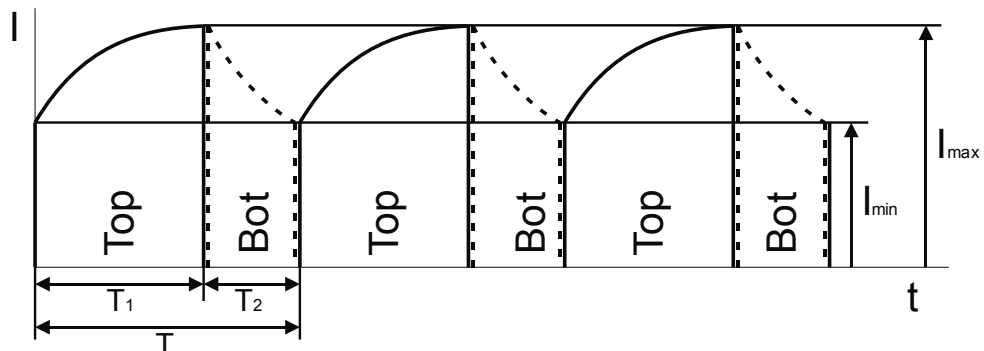
Při volbě vhodného tranzistoru je nutné vyjít z nejnepříznivějšího stavu viz Tab. 2.1. U navrhovaného měniče je to při řízení PWM při spínací frekvenci 16 kHz a proudu motorem I_{dmax} 300 A.

Tab. 2.1 Nejnepříznivější stav

$U_b = 48\text{ V}$	Napětí na baterii
$U_d = 48\text{ V}$	Napětí na motoru
$z = 1 \geq 0,9$	Poměrné sepnutí

Z výše uvedených požadavků na spínací součástku a z popisu tranzistorů v Kapitolách 2, 2.1 nejvíce odpovídají MOSFETové tranzistory. Mezi jejich hlavní výhody patří nízký odpor kanálu v sepnutém stavu, to vede na nízké ztráty vedením, velmi rychlé spínání a vypínání zase na nízké ztráty spínací.

2.2.1 Proudové dimenzování:



Obr. 2.2 - Průběh typového proudu pulzního měniče

Měnič je proudově dimenzován na trvalý proud 400 A ten se rozdělí do čtyř tranzistorů, každým poteče 100 A při střídě 1. Vlivem řízení se může plná střída snížit zhruba na 0,95 to, způsobí nastavení mrtvých časů v microcontrolleru (problematikou nastavení mrtvých časů se zabývá diplomová práce Bc. Bedřicha Bednáře) [10].

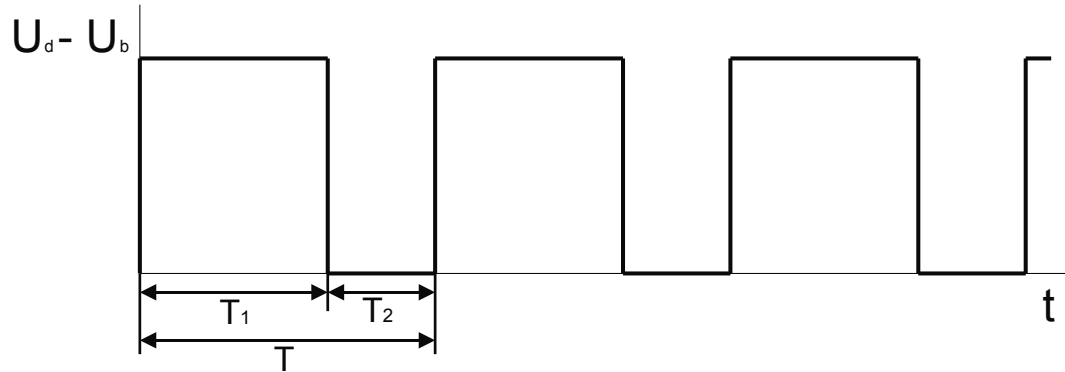
$$I_{trmax} = \frac{I_{dmax}}{4} \text{ (hodnota pro jeden tranzistor)} \quad (2.3)$$

$$I_{trmax} = 100\text{ A} \quad (2.4)$$

$$I_{tref} = \sqrt{(z * I_{trmax}^2)} = \sqrt{1 * 100^2} = 100\text{ A} \quad (2.5)$$

2.2.2 Napětové dimenzování:

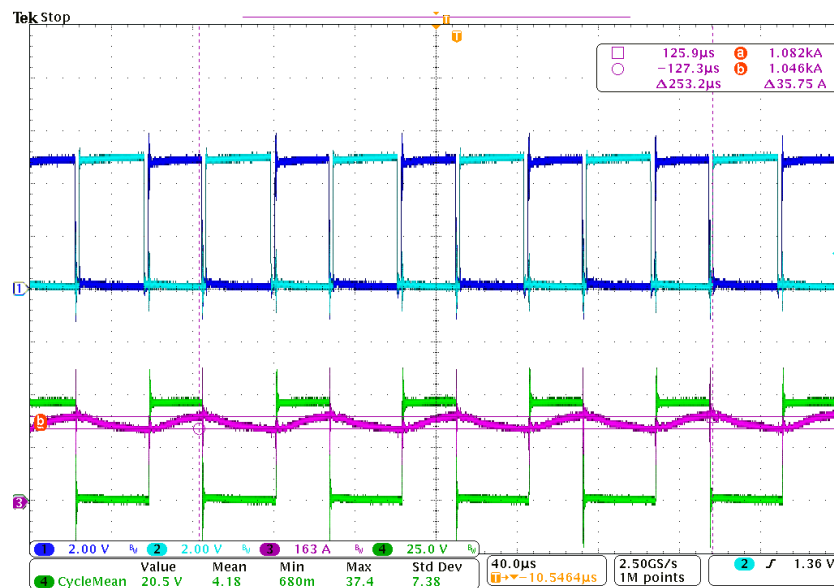
Měnič bude provozován výhradně v režimu snižovací měnič viz *Kapitola 1.1* pro napájení motoru z baterií. Hodnoty napětí jsou uvedeny v *Tab. 1.1*. V režimu zvyšovací měnič viz *Kapitola 1.2* bude probíhat rekuperace energie do baterií.



Obr. 2.3 - Typový průběh napětí na motoru v režimu pohon

MOSFETové tranzistory jsou velmi citlivé na průraz napětím z tohoto důvodu, jsou voleny tranzistory zhruba na trojnásobek násobek maximálního napětí baterií.

2.2.3 Měření na elektrické motokáře

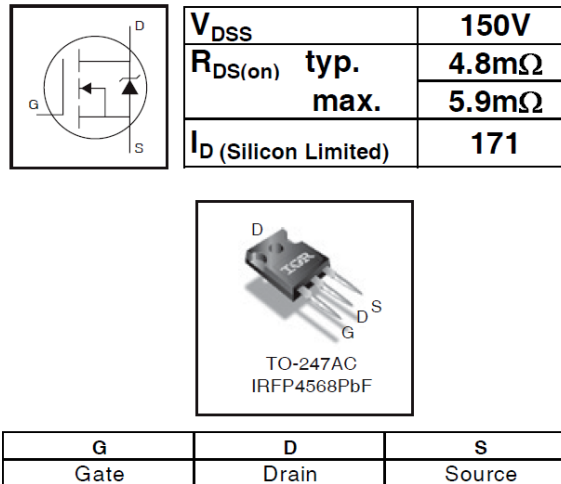


Obr. 2.4 - Reálné průběhy napětí a proudu v motoru

Na *Obr. 2.4* naměřené průběhy na funkční elektrické motokáře.

Jednotlivé kanály znázorňují: Modrý – Napětí na horní skupině tranzistorů
Světle modrý – Napětí na dolní skupině tranzistorů
Zelený – Napětí na motoru
Fialový – Proud tekoucí motorem

2.3 MOSFETový tranzistor IRFP4568PbF



Obr. 2.5 - Tranzistor IRFP4568PbF

Zvolený MOSFETový tranzistor je IRFP4568PbF, jeho pouzdro a základní popis je zobrazen na Obr. 2.5. Důležité parametry jsou vypsány v Tab. 2.2 pro návrh měniče na elektrickou motokáru je velmi důležitá hmotnost. Díky velmi nízkému odporu kanálu D – S lze použít lehký chladič.

Tab. 2.2 Specifikace tranzistoru

Parametr	Hodnota	Popis
Pouzdro	TO-247AC	
Montáž	Thru-Hole	
V_{BRDS}	150 V	Průrazné napětí na kanále D – S
V_{GSmax}	30 V	Napětí na G - S
$R_{DS(on)}$	5,9 m Ω	Odpor kanálu D – S v sepnutém stavu
$I_D(25^\circ C)$	171 A	Proud tranzistorem při 25°C na čipu
$I_D(100^\circ C)$	121 A	Proud tranzistorem při 100°C na čipu
Q_G	227 nC	Celkový náboj hradla
C_{iss}	10470 pF	Kapacita hradla
$t_{d(on)}$	27 ns	Čas potřebný k sepnutí tranzistoru
t_r	119 ns	Čas potřebný pro úplné otevření tranzistoru
$t_{d(off)}$	47 ns	Čas potřebný k vypnutí tranzistoru
t_f	84 ns	Čas potřebný pro úplné vypnutí tranzistoru

Proudovému dimenzování tranzistor také plně vyhovuje. Tranzistor je předdimenzován, důvodem je zachování nízkého odporu kanálu D – S, který se velmi významně mění s rostoucí teplotou čipu tranzistoru. Napětově tranzistor odpovídá uvažovaným přepětím vzniklým při spínání vlivem parazitních indukčností.

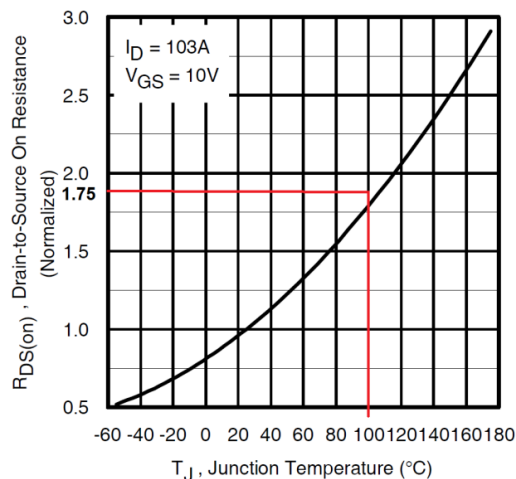
3 Návrh chlazení

Při volbě chladiče je nutné respektovat základní pravidla návrhu a také zvolit správné provozní parametry jako je například teplota okolí, dlouhodobé výkonové zatížení měniče a také změny ztrátového tepelného výkonu vlivem oteplení čipu tranzistoru. Volbu chladiče také značně ovlivní konstrukční omezení a to v podobě rozměru a především váhy, která v případě použití na elektrické motokáře hraje velkou roli.

V následujících kapitolách se práce zabývá popisem výpočtu tepelného ztrátového výkonu a tím způsobeným oteplením čipu a pouzdra tranzistoru. Návrh chlazení je ověřen simulací.

3.1 Výpočet ztrátového výkonu:

Při výpočtu ztrátového výkonu byl uvažován zahřátý čip tranzistoru na 100°C. Na Obr. 3.1 je znázorněna rostoucí závislost odporu kanálu D – S na teplotě čipu tranzistoru. Vyznačená hodnota odpovídá 100°C výrobcem udaný odpor kanálu je pro teplotu čipu 25°C z tohoto důvodu je nutné hodnotu přenásobit teplotním koeficientem 1,75.



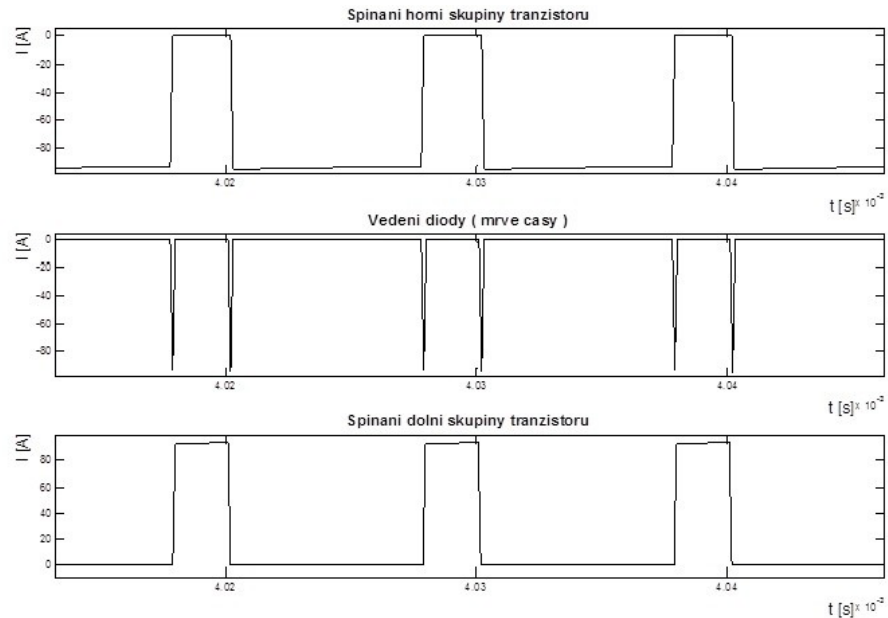
Obr. 3.1 - $R_{ds(on)}$ odpor kanálu v závislosti na teplotě

Z Obr. 3.1 je patrné jak se mění odpor kanálu v sepnutém stavu s rostoucí teplotou čipu. Z rovnic (3.1) a (3.2) je vidět změna odporu pro zvolenou maximální teplotu.

$$R_{DS(on)100^{\circ}C} = R_{DS(on)} * 1,75 \quad (3.1)$$

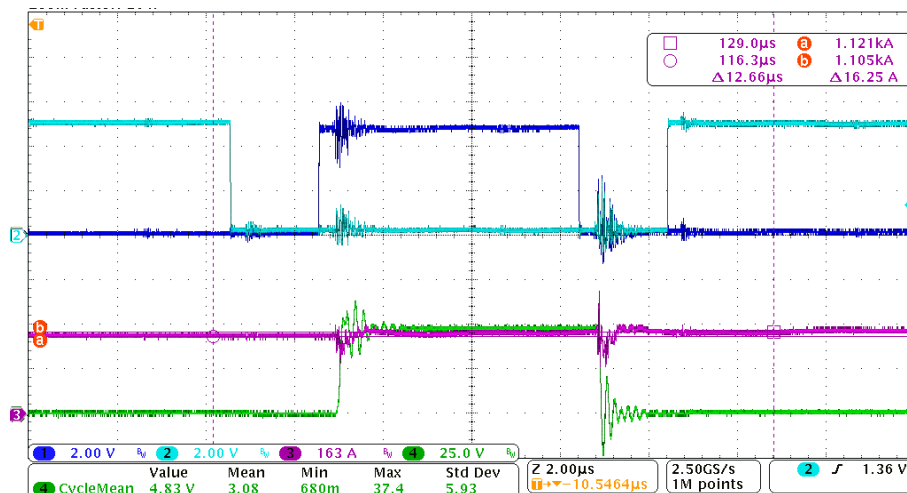
$$R_{DS(on)100^{\circ}C} = 10 \text{ m}\Omega \quad (3.2)$$

MOSFETové tranzistory mají kladný teplotní koeficient. Díky této vlastnosti se teplotně srovnávají vlivem odporu kanálu D – S. Pro výpočet ztrátového tepelného výkonu jsou hodnoty odporu kanálu D – S, střídavý a proud tekoucího tranzistorem velmi důležité.



Obr. 3.2 - Vedení tranzistorů a diod

Výpočet byl zvolen pro teoreticky nejnepříznivější stav a pro jeden tranzistor z paralelní kombinace. Proud se mezi tranzistory rovnoměrně rozděluje vlivem kladného teplotního koeficientu. Při výpočtech není uvažována zpětná dioda v pouzdře tranzistoru. Ta se uplatní jen po dobu mrtvých časů při spínání tranzistorů, na diodě jsou proudové špičky velmi krátké a to 2 μ s, na Obr. 3.3 je znázorněno vedení jednotlivých tranzistorů a diod.



Obr. 3.3 - Spínací pulzy tranzistorů

Na Obr. 3.3 se nachází reálné spínací pulzy tranzistorů. Mrtvé časy, při kterých, proud teče zpětnou diodou jsou znázorněny v podobě stavu vypnutí tranzistorů. Ztráty vzniklé průchodem proudu zpětnou diodou jsou zohledněny procentuálně v celkových tepelných ztrátách vzniklých na tranzistoru.

- Ztráty vedením jsou nejvíce ovlivněny vnitřním odporem tranzistoru, proudem tekoucím tranzistorem a zvolenou střídou.

$$P_{ved} = I_{tr}^2 * R_{ds(on)} * z = 88^2 * 10^{-3} * 0,97959 = 75,8595 \text{ W} \quad (3.3)$$

- Spínací ztráty jsou nejvíce ovlivněny spínací frekvencí, napětím na baterii a proudem tekoucím tranzistorem.

$$P_{sw} = \left(\frac{U_b * I_{tr}}{2} \right) * (t_{d(on)} + t_r) * f_{sw} \quad (3.4)$$

$$P_{sw} = \left(\frac{48 * 88}{2} \right) * (2,7 * 10^{-8} * 1,19 * 10^{-7}) * 20 * 10^3 = 6,18 \text{ W} \quad (3.5)$$

- Celkové ztráty jsou tvořeny součtem ztrát vedení a spínáním.

$$P_{tr} = P_{sw} + P_{ved} = 75,8595 + 6,18 = 82,03 \text{ W} \quad (3.6)$$

- Celkové ztráty měniče jsou potom čtyřikrát větší. Jsou počítány jen pro horní skupinu tranzistorů, dolní skupina bude mít hodnoty ztrátového výkonu podobné.

$$P_{tot} = 4 * P_c = 4 * 82,03 = 328,11 \text{ W} \quad (3.7)$$

3.2 Oteplení čipu a pouzdra tranzistoru:

Volba vhodného chladiče se odvíjí od oteplování tranzistoru při spínání. Pro výpočet maximální teploty pouzdra je nutné uvažovat čtyři tranzistory a jejich tepelné odpory a ztrátové výkony. Pro výpočet je uvažována maximální teplotu čipu $T_{jmax} = 100 \text{ °C}$ v datasheetu jsou uvedeny hodnoty viz Tab. 1.1 maximálních povolených provozních teplot kdy ještě nedochází k destrukci tranzistoru.

Tab. 3.1 Přípustné teploty

$T_{jmax} = 175 \text{ °C}$	Maximální teplota čipu
$T_{cmax} = 100 \text{ °C}$	Maximální teplotu pouzdra

- Tepelný odpor přechodu čip > pouzdro - $R_{thcj} = 0,29 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

$$\frac{1}{R_{thcj}} = \frac{1}{R_{thcj1}} + \frac{1}{R_{thcj2}} + \frac{1}{R_{thcj3}} + \frac{1}{R_{thcj4}} \quad (3.8)$$

$$R_{thcj} = 0,0725 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (3.9)$$

- Maximální teplota pouzdra a čipu.

$$T_{cmax} = T_{jmax} - P_{tot} * R_{thcj} \quad (3.10)$$

$$T_{cmax} = 100 - 328,11 * 0,0725 \quad (3.11)$$

$$T_{cmax} = 76,21 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (3.12)$$

$$T_{jmax} = T_{cmax} + P_{tot} * R_{thcj} \quad (3.13)$$

$$T_{jmax} = 76,21 + 328,11 * 0,0725 \quad (3.14)$$

$$T_{jmax} = 100 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (3.15)$$

3.2.1 Výpočet chladiče parametrů:

- Pro výpočet chladiče budeme uvažovat teplotu okolí $T_a = 45 \text{ } ^\circ\text{C}$.

$$R_{thchl} = \frac{T_{cmax} - T_a}{P_{tot}} \quad (3.16)$$

$$R_{thchl} = \frac{76,21 - 45}{328,11} \quad (3.17)$$

$$R_{thchl} \leq 0,0952 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (3.18)$$

- Tepelný odpor přechodu pouzdro > chladič - $R_{thA} = 0,24 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

$$\frac{1}{R_{thcr}} = \frac{1}{R_{thcr1}} + \frac{1}{R_{thcr2}} + \frac{1}{R_{thcr3}} + \frac{1}{R_{thcr4}} \quad (3.19)$$

$$R_{thcr} = 0,06 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (3.20)$$

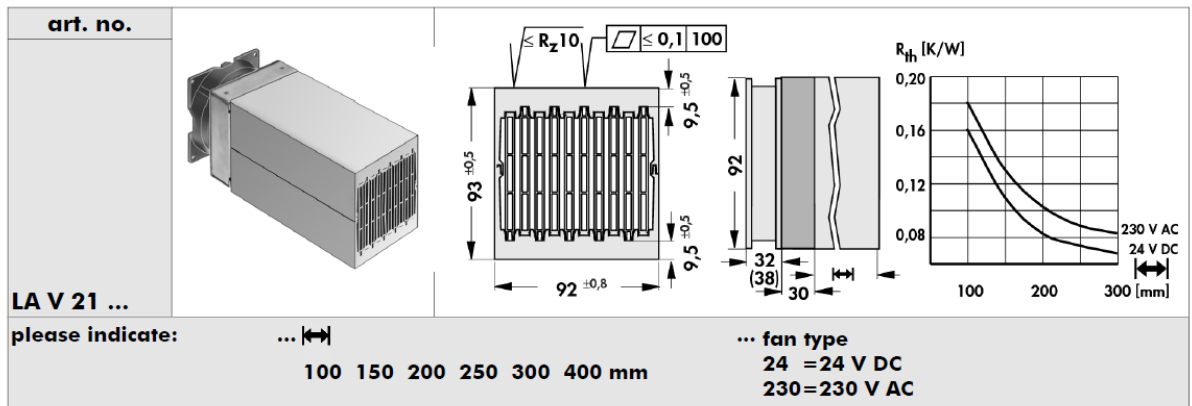
- Tepelný odpor přechodu chladič > vzduch

$$R_{thra} = R_{thchl} - R_{thcr} \quad (3.21)$$

$$R_{thra} = 0,08 - 0,06 \quad (3.22)$$

$$R_{thra} = 0,02 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (3.23)$$

3.3 Chladič



specification of the fan motors and additional treatment upon customer's request

Technical data of the fans

	... 24	... 230
type	Papst, ball bearing	Papst, ball bearing
dimensions	92 x 92 x 32 mm	92 x 92 x 38 mm
voltage	24 V DC	230 V AC
power input	2.4 W	12 W
max. air flow	80 m ³ /h	75 m ³ /h
temperature range	-20 °C ... +75 °C	-40 °C ... +75 °C
noise level	37 dB(A)	37 dB(A)
rated speed	3,000 min ⁻¹	2,700 min ⁻¹
weight	190 g	420 g
failure rate	L ₁₀ > 70.000 h (40 °C)	L ₁₀ > 52.500 h (40 °C)

Obr. 3.4 - Parametry zvoleného chladiče

Dle zjištěných parametrů byl vybrán aktivní chladič od firmy Fischerelektronik. Ventilátor je použit 12 V, tento chladič vyhovuje specifikaci měniče tepelným odporem, velikostí a hmotností. Díky aktivnímu chlazení je velmi lehký a v poměru k váze velmi výkonný. Na měniči jsou použity dva stejné chladiče pro horní a dolní skupinu tranzistorů, každý osazený 12 V ventilátorem.

Tab. 3.2 Parametry chladiče

$c = 896 \text{ J/kg}\cdot\text{K}$	Měrná tepelná kapacita hliníku
$m = 1,45 \text{ kg}$	Hmotnost chladiče podle datasheetu
$R_{th} = 0,1 \text{ K/W}$	Tepelný odpor

- Výpočet tepelné kapacity chladiče

$$C_{thr} = c * m \tag{3.24}$$

$$C_{thr} = 896 * 1,45 \tag{3.25}$$

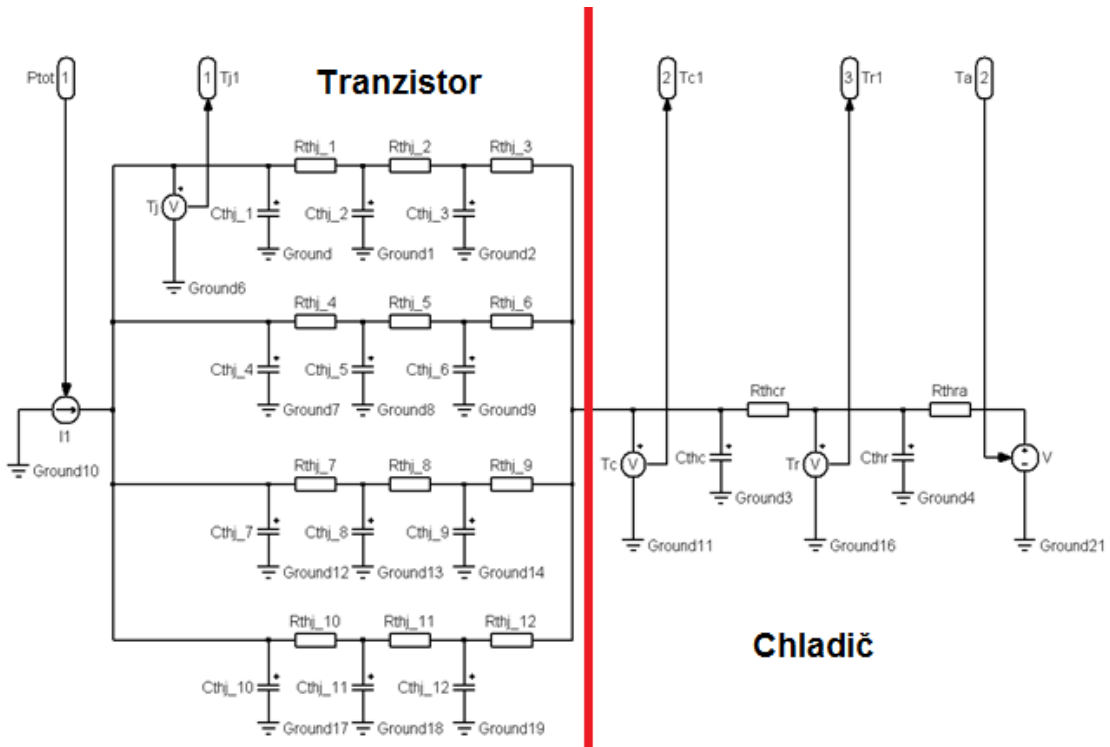
$$C_{thr} = 1299,2 \frac{J}{K} \tag{3.26}$$

- Výpočet časové konstanty ustálení teploty chladiče

$$\tau = R * C \tag{3.27}$$

$$\tau = 129,29 s \tag{3.28}$$

3.4 Návrh tepelného schématu a simulace oteplení

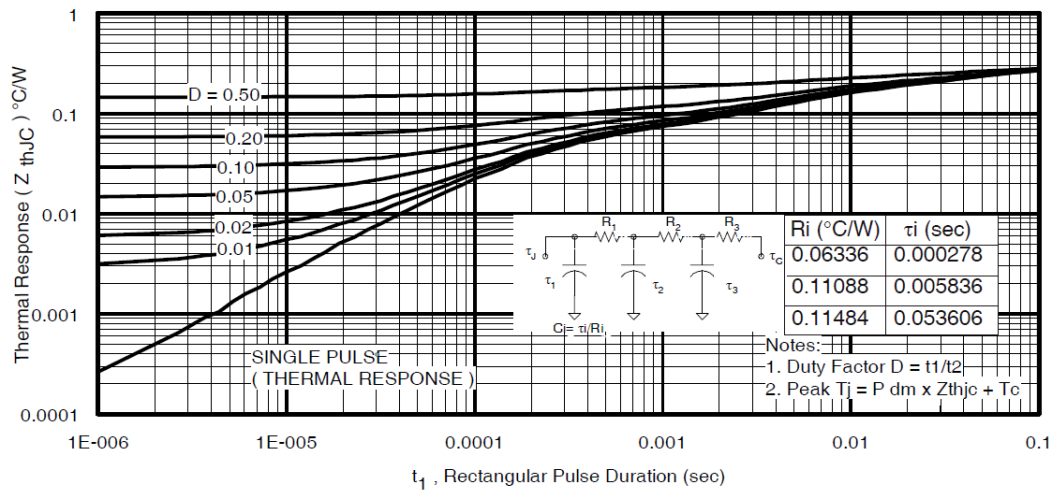


Obr. 3.5 - Náhradní tepelné schéma

Cesta, kterou postupuje tepelný ztrátový výkon z polovodičového čipu až do chladicího média, je charakterizován tepelnými odpory a tepelnými kapacitami jednotlivých částí. S tepelnými odpory a kapacitami je možno formálně pracovat podobně jako s elektrickými odpory a elektrickými kapacitami. Ekvivalentem elektrického napětí je teplota, ekvivalentem elektrického proudu je tok totálního ztrátového výkonu, ekvivalentem elektrické kapacity je tepelná kapacita a ekvivalentem elektrického odporu je tepelný odpor. Cestou ztrátového výkonu je tedy možno znázornit ekvivalentním elektrickým obvodem viz Obr. 3.5. [2]

Tepelné Schéma viz Obr. 3.5 odpovídá fyzikální představě tím, že ztrátový tepelný tok zprvu nabíjí tepelnou kapacitu čipu a s nárůstem teploty čipu postupuje tepelný tok přes tepelné odpory na ostatní tepelné kapacity, až do chladicího média (vzduchu). [2]

Schéma na Obr. 3.5 znázorňuje zapojení jedné větve pulzního měniče, červená čára rozděluje náhradní tepelné schéma na část popisující tranzistor a část popisující hladič. Čtyři MOSFETové tranzistory jsou reprezentovány paralelním zapojením tepelných kapacit a odporů hodnoty viz Tab. 3.3. Parametry pro sestavení tepelného schématu jsou uvedeny v datasheetu tranzistoru viz Obr. 3.6.



Obr. 3.6 - Transientní tepelná impedance čip → pouzdro součástky

Vztahy (3.29) a (3.30) jsou použity pro výpočty všech tepelných kapacit cesty a časových konstant přechodu tepla mezi prvky. Hodnoty nutné pro výpočet konstant jsou uvedeny v Tab. 3.3.

$$\tau = R * C \tag{3.30}$$

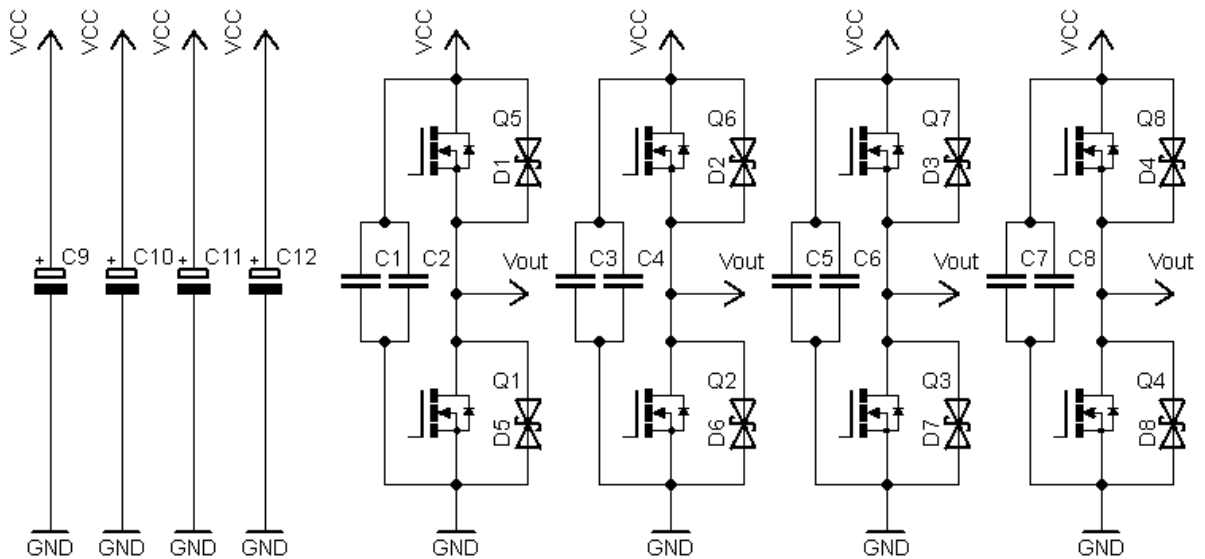
$$C = \frac{\tau}{R} \tag{3.31}$$

Tab. 3.3 Hodnoty konstant tepelného schématu

Parametr	Hodnoty	Jednotky	Popis
R_{thj_1}	0,06336	$^{\circ}C/W$	Tepelný odpor cesty – polovodičový čip (junction) → pouzdro součástky (case)
R_{thj_2}	0,11088	$^{\circ}C/W$	
R_{thj_3}	0,11484	$^{\circ}C/W$	
C_{thj_1}	0,00438	J/K	Tepelná kapacita cesty – polovodičový čip (junction) → pouzdro součástky (case)
C_{thj_2}	0.05263	J/K	
C_{thj_3}	0.46678	J/K	
τ_1	0,000278	s	Časové konstanty přechodu tepelného ztrátového výkonu (nabití tepelné kapacity)
τ_2	0,005836	s	
τ_3	0,053606	s	
R_{thcr}	0,06	$^{\circ}C/W$	Tepelný odpor cesty – pouzdro součástky (case) → chladič (radiator)
R_{thra}	0,02	$^{\circ}C/W$	Tepelný odpor cesty – chladič (radiator) → vzduch (ambient)
C_{thc}	33,333	J/K	Tepelná kapacita cesty – pouzdro součástky (case) → chladič (radiator)
C_{thr}	1299,2	J/K	Tepelná kapacita cesty – chladič (radiator) → vzduch (ambient)
T_{thc}	2	s	Časové konstanty přechodu tepelného ztrátového výkonu (nabití tepelné kapacity)
T_{thr}	129,29	s	Časové konstanty přechodu tepelného ztrátového výkonu (nabití tepelné kapacity)
P_{tot}	328,11	W	Celkový ztrátový tepelný výkon
T_a	45	$^{\circ}C$	Okolní teplota

4 Konstrukce měniče

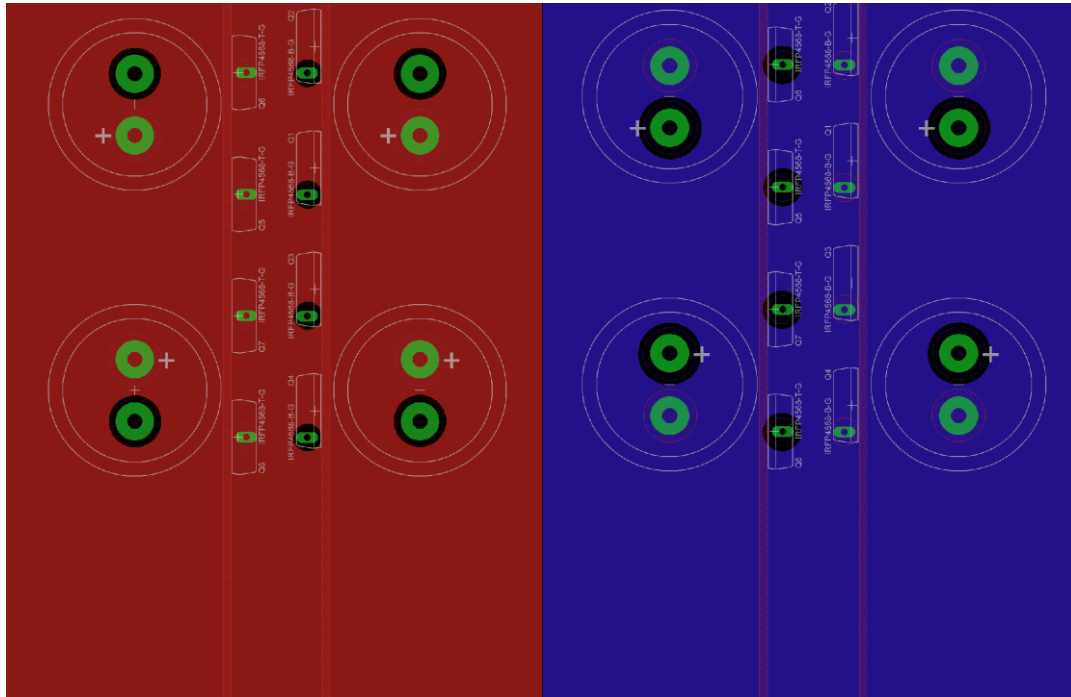
Pulzní MOSFETový měnič viz *Obr. 4.1* je navrhován na proud $I_{Dmax} = 400$ A. Pro tento proud už není možné použít běžně dostupné desky na výrobu plošných spojů (DPS) jejich proudová hustota při použitých rozměrech DC - Busu je nízká. Zvažována byla možnost posílení DPS měděným plechem, ale spojení substrátu a plechu je komplikované. Proto byl zvolen DC - Bus složený z mosazných plechů.



Obr. 4.1 - Schéma pulzního MOSFETového měniče

Tranzistory mají pouzdro TO-247. Pro minimalizaci parazitních indukčností detailnější popis viz *Kapitola 4.1* a kapacit vznikajících na vývodech pouzdra je nutné zajistit co možná nejkratší spojení jednotlivých tranzistorů z horní a dolní skupiny viz *Obr. 4.1*. Při návrhu DC - busu bylo laboratorně vyzkoušeno různé umístění tranzistorů a jejich následné spojování. Ve snaze co nejvíce omezit přepětí vznikající na parazitních indukčnostech tranzistorů a DC - busu. Návrh je velmi komplikován proudem $I_{Dmax} = 400$ A tekoucím měničem.

Masivní vodiče pro napájení a výstup měniče jsou připojeny na chladiče jednotlivých skupin tranzistorů. Kladný pól baterie je připojen na chladič horní skupiny tranzistorů pomocí měděného pásku, výstup měniče je připojen na chladič dolní skupiny tranzistorů pomocí měděného pásku a záporný pól baterie je připojen pomocí měděného pásku přímo na mosazné plechy, ze kterých je postaven DC - bus.



Obr. 4.2 - DC – Bus

Navržený DC - Bus se skládá z mosazných plechů. Ty jsou provrtané v místech průchodu tranzistorů a kondenzátorů. Izolace je vyrobena z cuprexitu, vývody tranzistorů jsou izolovány pomocí průchodek, kondenzátory v DC - Busu pomocí vzduchové mezery. Pro omezení přepětí vznikajících při spínání je použita C ochrana (snubber) viz *Kapitola 4.1.4* a také transily zapojení je na *Obr. 4.1*.

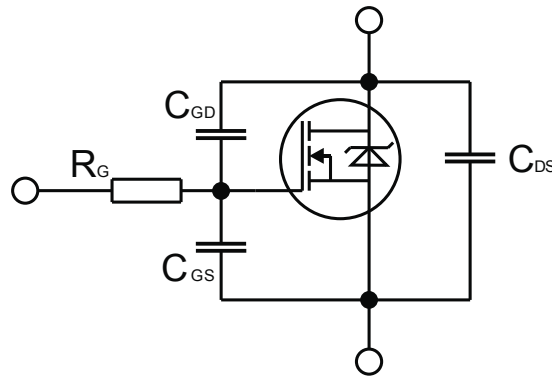
4.1 Vznik přepětí na MOSFETovém tranzistoru

MOSFETové tranzistory se dají velmi jednoduše zničit napětím. Při destrukci zapříčiněné napětím dochází k trvalému otevření kanálu D – S nebo G – S. Přepětí díky kterému dochází k průrazu tranzistoru, může vznikat vlivem dynamických vlastností tranzistoru, parazitních indukčností DC - Busu, dále může přepětí vznikat v okolí tranzistoru vlivem spínání dalších součástek. Při měřeních provedených na prvním funkčním vzorku měniče se nejvíce projevovalo přepětí vzniklé vlivem spínání tranzistorů.

Komutační přepětí

- Při spínání – vlivem vnitřních kapacit v tranzistoru, vypínáním zpětných diod
- Při vypínání – přerušení proudu indukční zátěží (motor)

4.1.1 Základní problémy spínání MOSFET tranzistorů



Obr. 4.3 - Kapacity tranzistoru

Na Obr. 4.3 jsou parazitní kapacity ovlivňující spínací doby, vlivem kapacit viz Obr. 4.3 vzniká spínací přepětí.

Tab. 4.1 Katalogové parametry kapacit

$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD}$	Kapacita kanálu
$C_{rss} = C_{GD}$	Millerova kapacita
$C_{iss} = C_{GD} + C_{GS}$	Kapacita hradla

Napětí na kanálu D – S

Maximální napětí nesmí být nikdy (ani špičkově) překročeno, údaj v katalogu je bez rezervy. MOSFETové tranzistory je vhodné používat do 80% maximálního napětí na kanálu D – S. Tranzistory pracující do induktivní zátěže jsou více ohroženy napěťovými špičkami vznikajícími při přerušení proudu v zátěži.

Napětí hradla G – S

Maximální napětí bývá 20 V pro každý tranzistor je uvedeno v datasheetu. Přechod G - S se chová jako kondenzátor. Ve statickém stavu neteče proud, ale pro zavření nebo otevření MOSFETu je potřeba dodat dostatečný proud do hradla. Zvláště při zavírání MOSFETu je potřeba velký proud hradlem (tekoucí ven), protože se nevybíjí jen kapacita G - S ale také tzv. Millerova kapacita G - D. Ta je v případě obvodů napájených ze sítě nabita na 300 – 500 V a při vzrůstu napětí na D má tendenci zvyšovat napětí i na hradle. To může způsobit částečné otevření tranzistoru ve chvíli, kdy už má být zavřený, což vede k jeho nevratné destrukci.

Strmost nárůstu napětí na D (dU/dt)

Jedná se o rychlost nárůstu napětí na D v průběhu zavírání tranzistoru. Žádný tranzistor se nezavře okamžitě, ale přechází z vodivého do nevodivého stavu postupně. Problém dU/dt je spojen hlavně s Millerovou kapacitou a špičkovou ztrátou. Příliš velké dU/dt způsobuje z důvodu Millerovy kapacity vysoký proud do hradla (tendence pootevřit mosfet) a také vysokou špičkovou ztrátu.

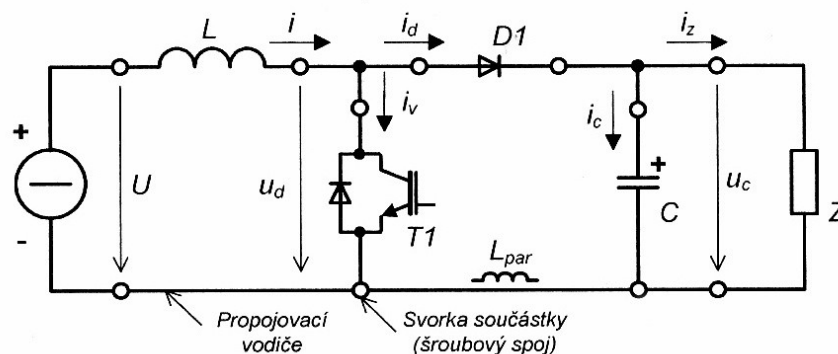
4.1.2 Parazitní indukčnosti a kapacity [2]

Vlivem vysokých spínacích frekvencí se stávají velmi kritické parazitní indukčnosti. Omezení parazitních indukčností a kapacit lze rozdělit do skupin:

- Volbou v hodných součástek pasivních i aktivních. Použitím tranzistorových modulů kde již výrobce vyřešil ideální spojení tranzistorů s nízkou parazitní indukčností.
- Mechanickou konstrukcí vlastního měniče rozložením součástek v prostoru. Zde jsme limitováni izolačními vzdálenostmi, prostorem a silovou částí měniče.

Výsledkem snahy o minimalizování parazitní indukčnosti a kapacity je vždy kompromis.

Při použití diskretních součástek je snaha o minimalizaci parazitních indukčností složitější. Snaha minimalizovat délku vývodů součástky je zde velmi komplikována nutnými izolačními vzdálenostmi mezi tranzistory a konstrukcí napájení, chlazení měniče i jeho proudového výstupu.



Obr. 4.4 - Snižovací měnič s parazitními indukčnostmi [2]

Pro názornost je uveden reálný příklad vzniklé parazitní indukčnosti viz Obr. 4.4. Na jednoduchém snižovacím měniči, který pracuje v oblasti nepřerušovaných proudů. Na Obr. 4.4 je naznačeno reálné zapojení s propojením vodiči, které mají reálné vlastnosti indukčnost a odpor. Indukčnost vodičů je, významná v obvodech s pulzními

proudy, kde ji považujeme za parazitní indukčnost. Parazitní indukčnost se nejvíce projevuje při komutaci proudu z diody D_1 na tranzistor T_1 .

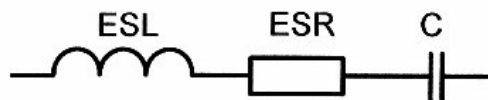
Důsledky plynoucí z procesu komutace:

- Vypínací ztráty diody rostou úměrně se spínací frekvencí.
- Proud i_{rr} protéká také tranzistorem tím, přispívá k jeho spínacím ztrátám.
- Proudová špička, která protéká L_{par} způsobí špičku napětovou (komutační přepětí), která se superponuje na napětí na spínací součástce T_1 . Tato špička může, dosáhnou kritické hodnoty napětí na tranzistoru. Hrozí nevratná destrukce tranzistoru.
- Takováto špička vybuzuje kmity v rezonančním obvodu, který vzniká z parazitních indukčností a kapacit v obvodu měniče. Hodnoty těchto prvků jsou malé, generované kmity jsou proto v oblasti mezi 10 MHz až 100 MHz. Signály o této frekvenci se šíří velice dobře jak po vodičích, tak i jako rádiové vlny.

Konstrukcí měniče lze tyto vlastnosti výrazně ovlivnit.

4.1.3 Kapacity (snubbry) v DC – Busu [2]

Kondenzátor v tomto případě pracuje v pulzním režimu, kdy je do něj střídavě část energie dodávána a odčerpávána. Na jeho svorkách je stejnosměrné napětí, na které je superponována střídavá složka napětí s frekvencí odpovídající spínací frekvenci měniče.



Obr. 4.5 - Parazitní části kondenzátorů

Vlastnosti kondenzátoru ovlivňující vznik přepětí:

- ESR - ekvivalentní sériový odpor

Hodnota je určena odporem přívodních vodičů a kontaktním odporem. Dále je ovlivňována pracovní frekvencí a teplotou kondenzátoru.

- ESL – ekvivalentní sériová indukčnost

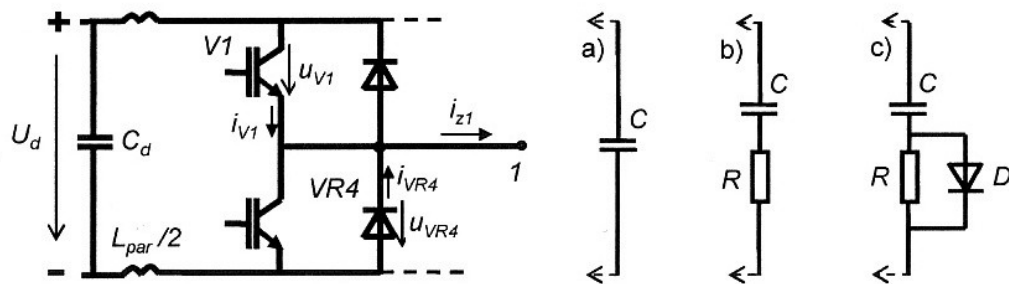
Reaktance indukčnosti při frekvencích 100 kHz je v porovnání s ESR řádově menší.

ESR má tedy při návrhu nejvyšší váhu.

V obvodu naznačeném na obrázku je patrný sériový rezonanční obvod. Existuje rezonanční frekvence při, které se kondenzátor chová jako odpor s hodnotou ESR. Pro frekvence $f < f_r$ má kapacitní charakter a pro $f > f_r$ má indukční charakter.

4.1.4 Přepětové ochrany pasivní [2]

Princip ochrany spočívá v převedení nahromaděné energie v parazitních indukčnostech L_{par} do obvodu komutačních ochran. Ochrany naznačené na Obr. 4.6 se připojují přímo na každou větev měniče. Kondenzátory používané v ochranách musí být kvalitní s nízkými parametry ESR, ESL.



Obr. 4.6 – Pasivní přepětové ochrany

C ochrana

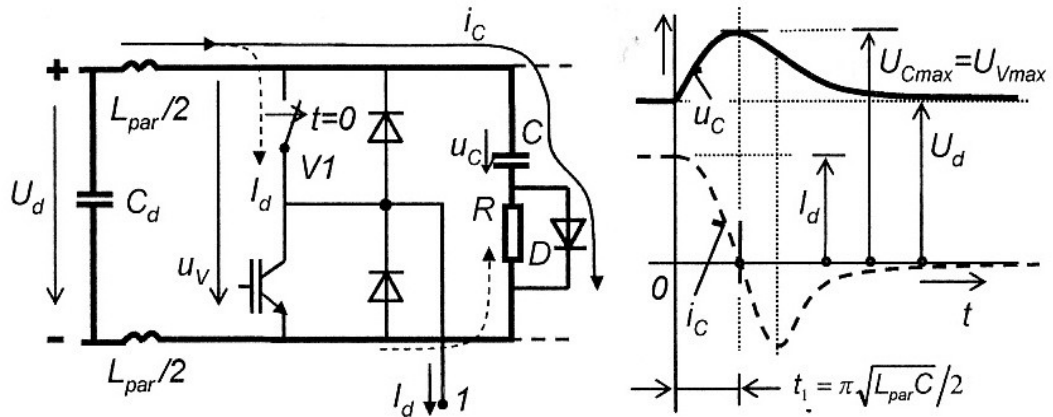
Pro omezení komutačních a vypínacích přepětí běžně používána u tranzistorových měničů. Kondenzátor pohltí přepětí vzniklé komutační proudy mezi tranzistorem a nulovou diodou.

CR ochrana

Pro omezení komutačních a vypínacích přepětí. Kondenzátor pohltí přepětí vzniklé komutační proudy mezi tranzistorem a nulovou diodou. Rezistor omezí strmou proudy tím zabrání dodatečným přepětovým kmitům vzniklých na parazitní indukčnosti měniče.

RCD ochrana

Z uvedených ochran nejkvalitnější. Proud I_d , který před vypnutím prochází tranzistorem, pokračuje přes kondenzátor a diodu jak je naznačeno na Obr. 4.7. Po změně směru proudu prochází proud i_c vlivem diody přes rezistor.

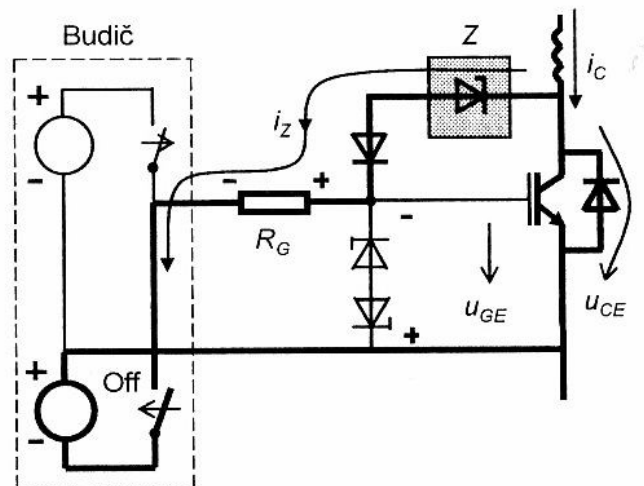


Obr. 4.7 - RCD přepětová ochrana

Kmity se utlumí za polovinu periody vlastních kmitů a doznívají zhruba, tak jak je naznačeno na obrázku. Tato ochrana se doporučuje pro nízkonapětové měniče konstruované pro velké proudy.

4.1.5 Aktivní přepětové ochrany [2]

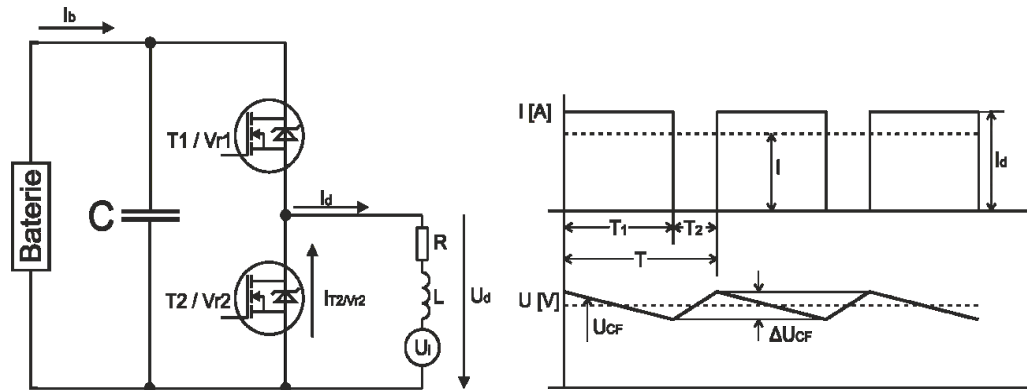
Zenerova dioda Z zastává funkci napětového čidla. Zvýší-li se na tranzistoru napětí nad průraznou hodnotu zenerovy diody, projde proud i_z hradlovým obvodem jak je naznačeno na Obr. 4.8. Vlivem úbytku napětí na R_G se změní napětí hradla U_{GE} tím se zpomalí zánik proudu vypínaným tranzistorem.



Obr. 4.8 - Aktive clamping

4.2 Filtrační kondenzátor

Baterie, vodiče a DC – Bus mají určitou indukčnost, ta způsobuje při periodickém spínání měniče rozkolísání napětí na vstupu měniče. To omezujeme vstupním filtrem kondenzátorem C připojeným na vstupní svorky pulzního měniče schéma je na Obr. 4.9.



Obr. 4.9 – Snižovací měnič s výstupním filtrem

Filtr je navržen tak, že maximální zvlnění napájecího napětí je do 5% napětí baterií. Za předpokladu této podmínky nesmí rozkmit napětí na filtračním kondenzátoru překročit hodnotu 4 V. Pomocí simulace v programu MATLAB Simulink byla navržena hodnota kondenzátoru 8,8 mF. Následně byla hodnota ověřena praktickým experimentem.

Měření proběhlo na funkčním vzorku měniče, jako zátěž byl použit stejnosměrný komutátorový motor s permanentními magnety brzděný mechanickou kotoučovou brzdou. Filtrační kondenzátor odpovídá požadovaným parametrům průběh napětí je znázorněn na Obr. 4.10.

Popis jednotlivých kanálů: Modrý – Napětí na horní skupině tranzistorů

Světle modrý – Napětí na dolní skupině tranzistorů

Zelený – Napětí na kondenzátoru

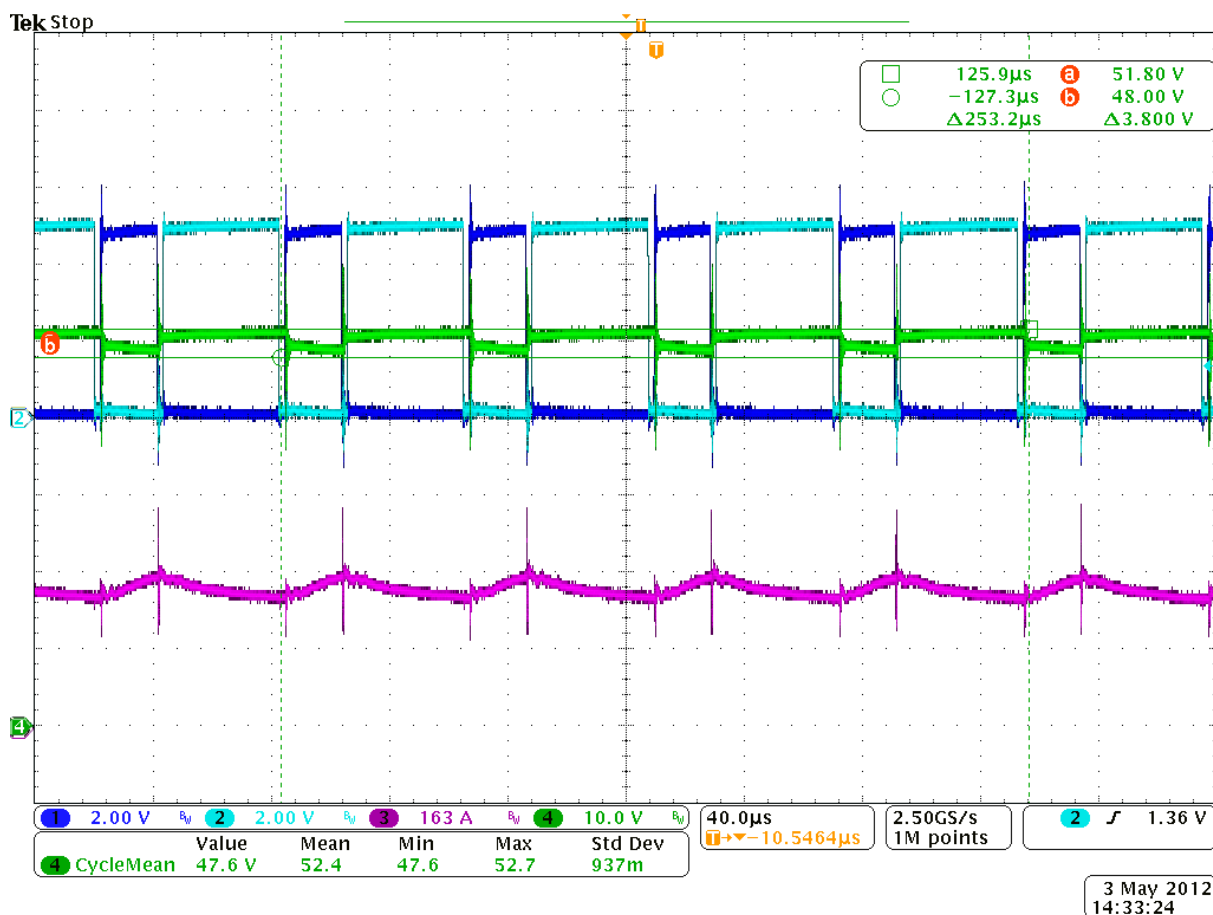
Fialový – Proud tekoucí motorem

Zvlnění napětí na filtračním kondenzátoru je vzniklé úbytkem napětí na parazitním odporu (ESR) kondenzátoru a baterií. Výrobce kondenzátoru udává hodnotu ESR $R_{ESR} = 13 \text{ m}\Omega$. Parazitní odpor baterií byl vypočítán dle rovnice (4.1) z naměřených hodnot.

$$R_B = \frac{\Delta u_{CF}}{I_d * z} \quad (4.1)$$

$$R_B = \frac{3}{300 * 0,64} \quad (4.2)$$

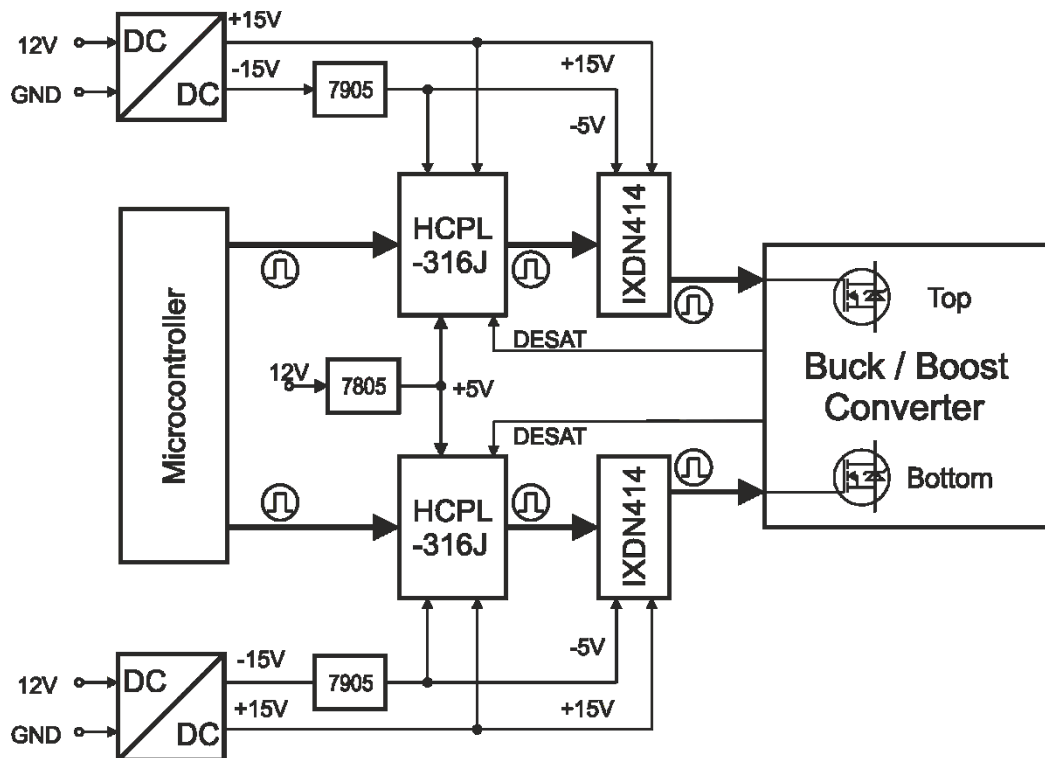
$$R_B = 15,625 \text{ m}\Omega \quad (4.3)$$



Obr. 4.10 - Zvlnění napětí na kondenzátoru a proudu motorem

5 Budící obvody (Driver)

MOSFETové tranzistory jsou řízeny polem (napětím). Jejich spínání je pro budící obvody náročné na špičkový proud nutný k rychlému otevření a zavření tranzistoru. Problémy vznikající při spínání jsou popsány viz *Kapitola 4.1.1*.



Obr. 5.1 - Blokové schéma budících obvodů

Schéma na *Obr. 5.1* popisuje celkové zapojení budících obvodů a zdrojů nutných k napájení. Jednotlivé části blokového schématu budou popsány v následujících kapitolách.

O řízení a vyhodnocování chyb se stará microcontroller. Řídicím algoritmem se zabývá diplomová práce. V této práci jsou popsány algoritmy tvorby spínacích pulzů, vyhodnocování chyb (FAULT) generovaných budícími obvody například od desaturačních ochran.

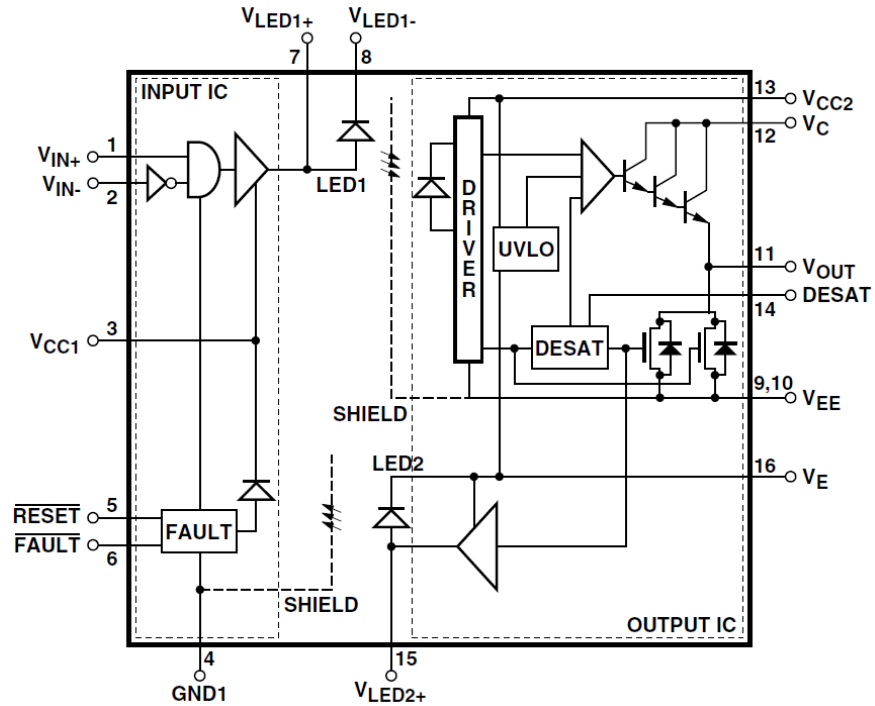
5.1 HCPL - 316J (optočlen)

Optočlen HCPL-316J je budicí obvod přímo navržený pro spínání tranzistorů řízených polem, jedná se o optické oddělení TTL logiky od výstupních budičů. Umožňuje pomocí vstupů TTL přímé spojení s microcontrollerem bez nutnosti použití dalších oddělovacích optočlenů.

Obvod tvaruje přesně definované spínací pulzy, každý pulz má potřebnou strmost náběžné (sepnutí) i sestupné hrany (vypnutí), je schopen dodat do hradla tranzistoru potřebnou energii pro rychlé a spolehlivé sepnutí.

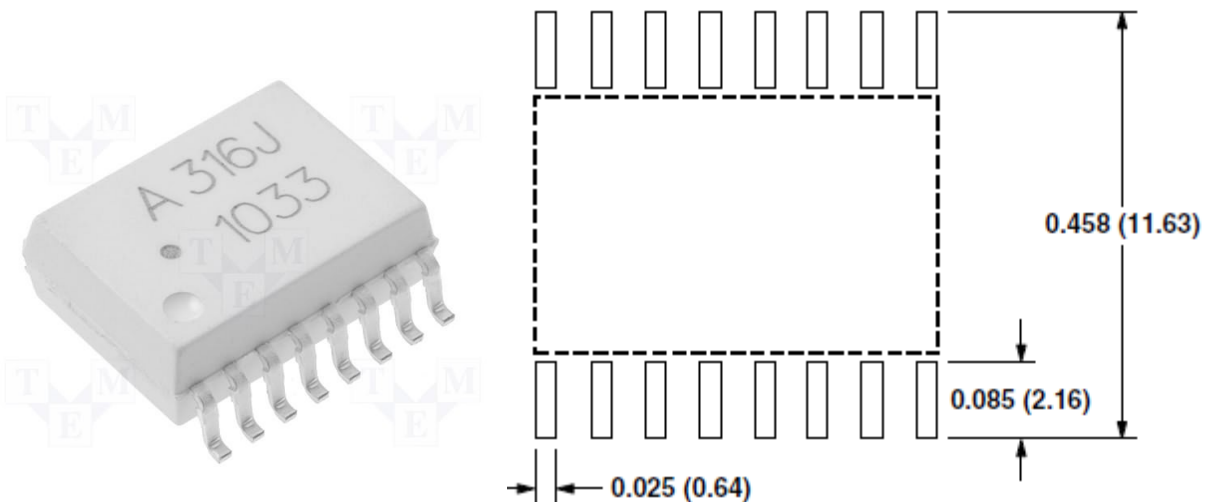
Tab. 5.1 Zajímavé parametry HCPL-316J

Parametr	Hodnota	Popis
$I_{o(\text{peak})}$	2,5A	Maximální výstupní spínací proud hradlem
VCC1	5V	Napájení TTL logiky
VCC2	15V	Napájení pro spínání proudu do hradla
VEE	-5V	Napájení pro vypínání proudu hradlem
VDESAT	7V	Hranice kdy zareaguje desaturační ochrana
t_{PLH}	300ns	Zpoždění náběžné hrany výstupního signálu
t_{PHL}	320ns	Zpoždění sestupné hrany výstupního signálu
t_{R}	100ns	Čas náběhu výstupního signálu v rozmezí 10% až 90% (L do H)
t_{F}	100ns	Čas doběhu výstupního signálu v rozmezí 10% až 90% (H do L)
$t_{\text{DESAT (90%)}}$	300ns	Čas od překročení desaturačního napětí do poklesu výstupního napětí na 90%
$t_{\text{DESAT (10%)}}$	200ns	Čas od překročení desaturačního napětí do poklesu výstupního napětí na 10%
$t_{\text{DESAT (FAULT)}}$	1,8 μ s	Čas od překročení desaturačního napětí do poklesu chybového signálu FAULT
$t_{\text{DESAT (LOW)}}$	250ns	Čas od překročení desaturačního napětí do poklesu desaturačního napětí na 50%



Obr. 5.2 - Vnitřní zapojení HCPL – 316J

Na Obr. 5.2 je znázorněna vnitřní struktura optočlenu. O galvanické oddělení části s TTL logikou se starají optočlenu LED1, LED2 a jejich přijímače. Blok DESAT je desaturační ochrana. Ta vyhodnocuje saturační napětí na IGBT tranzistoru, bližší popis funkce a nastavení desaturační ochrany je v *Kapitole 5.4.3*. Blok FAULT zajišťující zpětnou vazbu budiče s microcontrollerem. Poskytuje informaci o vyhodnocení desaturační ochrany a následném vypnutí výstupních signálů na tranzistory. Popis jednotlivých vstupů a výstupů budiče je uveden v *Tab. 5.2*.



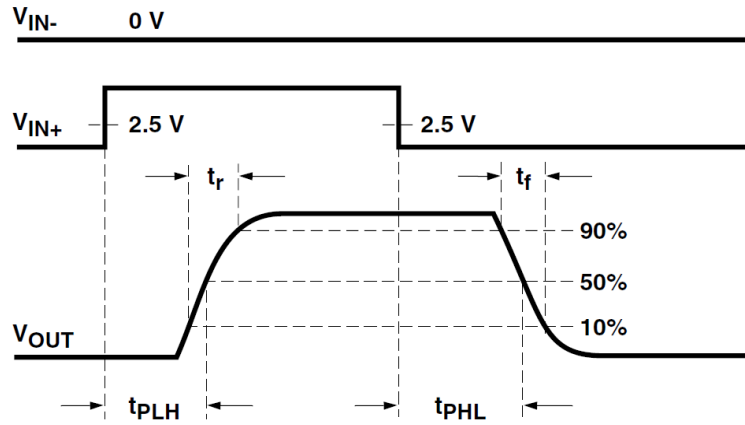
Obr. 5.3 - HCPL – 316J pouzdro a základní rozměry

Tab. 5.2 Popis jednotlivých pinů budiče HCPL – 316J

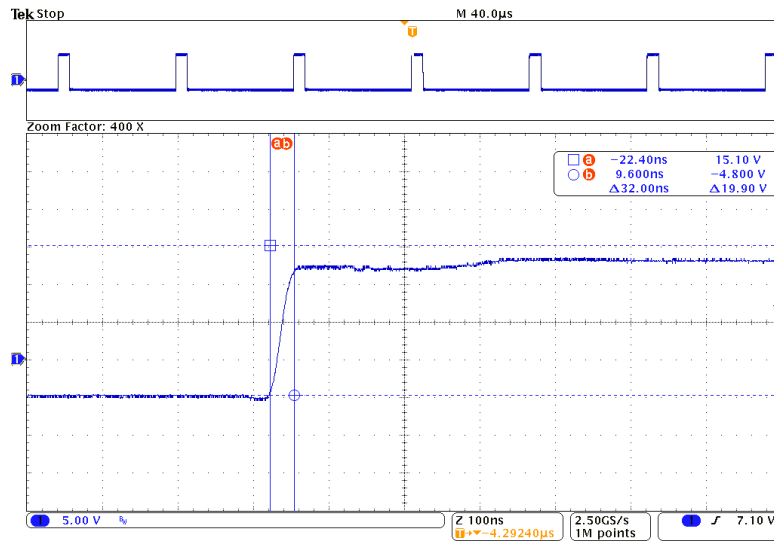
Parametr	Popis
V_{in+}	Neinvertované spínací pulzy z microcontrolleru.
V_{in-}	Invertované spínací pulzy z microcontrolleru.
V_{CC1}	Napájení TTL části (4,5V – 5,5V).
GND1	Vstupní zem (část s TTL logikou).
RESET	Zruší chybu (FAULT) spustí budič.
FAULT	Vyhlásí chybu při překročení desaturačního napětí 7V.
V_{LED1+}	Anoda LED1 (používá se při měření optického oddělení).
V_{LED1-}	Katoda LED1 musí být připojena na zem.
V_E	Společný napěťový výstup pro emitory IGBT tranzistoru.
V_{EE}	Napájení výstupní části.
V_{CC2}	Kladné napájení výstupní části.
V_C	Kolektor darlingtonova tranzistoru v budiči. Možné přímé připojení na V_{CC2} nebo přes rezistor pro omezení výstupního proudu.
DESAT	Vstup desaturační ochrany při nárůstu saturačního napětí nad 7V je vyhodnocena chyba na výstupu FAULT.
V_{LED2+}	Anoda LED2 (používá se při měření optického oddělení).
V_{out}	Výstup budiče pro spínání tranzistorů

Na Obr. 5.4 je znázorněn průběh sepnutí a vypnutí tranzistorů budičem HCPL – 316J, jednotlivé časy jsou popsány v Tab. 5.1.

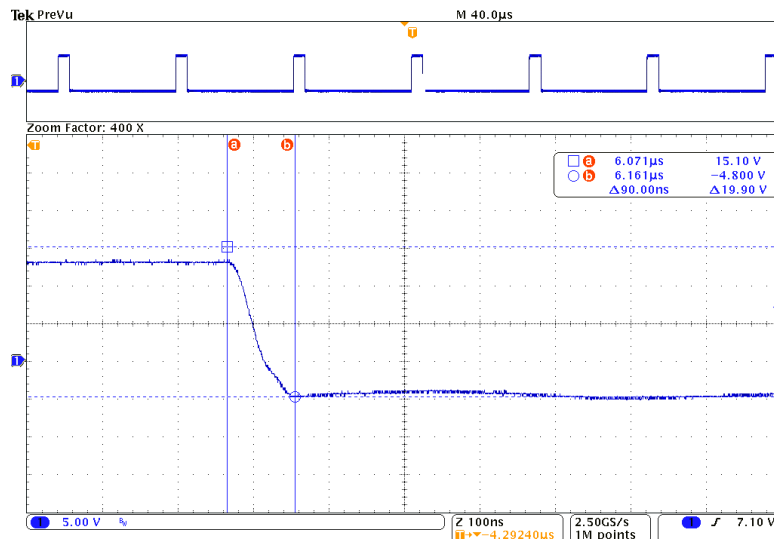
Na Obr. 5.5 a Obr. 5.6 jsou z měřené hodnoty na funkčním vzorku při spínání budiče IXND414 popsáno v Kapitole 5.2.



Obr. 5.4 - Ideální časový průběh sepnutí a vypnutí



Obr. 5.5 - Reálné sepnutí



Obr. 5.6 - Reálné vypnutí

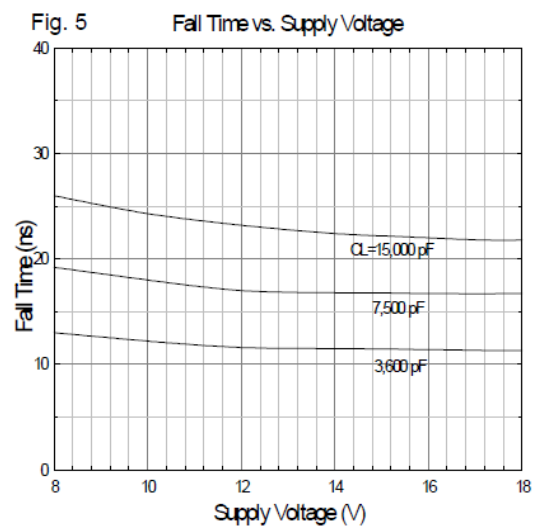
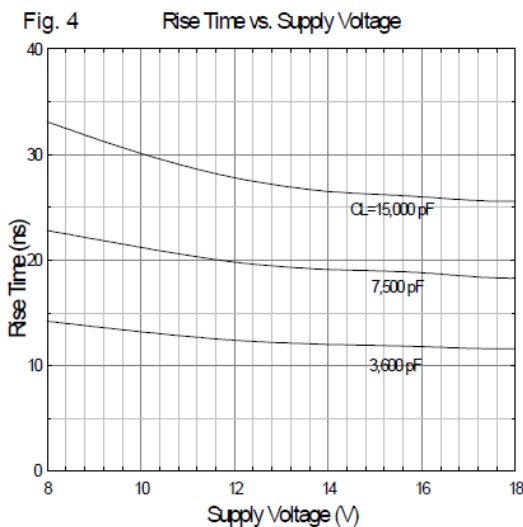
5.2 IXDN 414

Tento obvod od firmy IXYS je vysokorychlostní proudový budič speciálně určen pro posílení méně výkonných budičů, v případě této práce se jedná o optočleny HCPL – 316J. Budiče IXDN414 mají velmi nízkou vlastní spotřebu a nízkou výstupní impedanci. Stejně jako HCPL – 316J je možné tento budič spojovat s TTL nebo CMOS logikou bez nutných přizpůsobení logických úrovní.

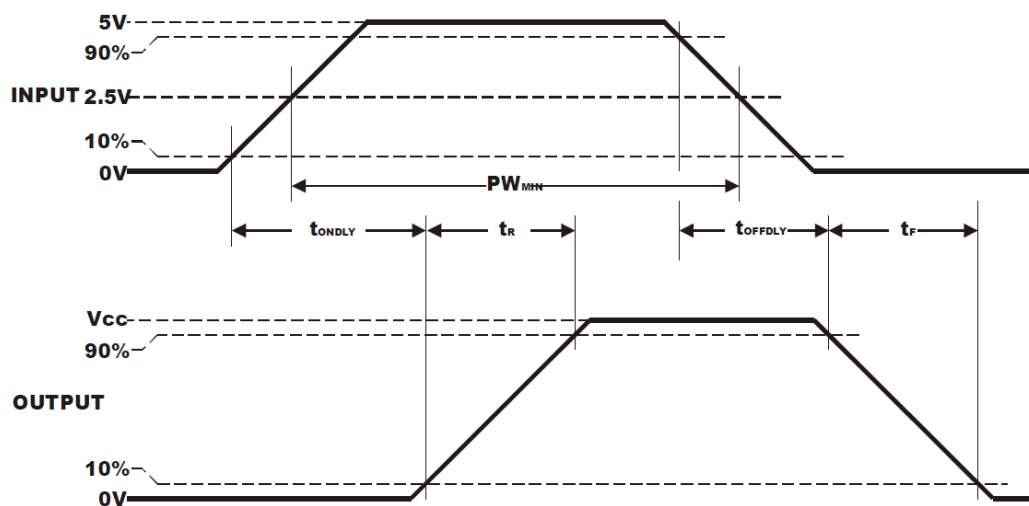
Tab. 5.3 Zajímavé parametry IXDN414

Parametr	Hodnota	Popis
V_{IN}	-5V až 20V	Rozmezí možného výstupního napětí
I_{PEAK}	14A	Maximální výstupní spínací proud hradlem
I_{DC}	4A	Trvalý výstupní spínací proud hradlem
t_R	27 ns	Čas náběhu výstupního signálu
t_F	25 ns	Čas doběhu výstupního signálu
t_{ONDLY}	33 ns	Zpoždění náběžné hrany výstupního signálu
t_{OFFDLY}	34 ns	Zpoždění sestupné hrany výstupního signálu

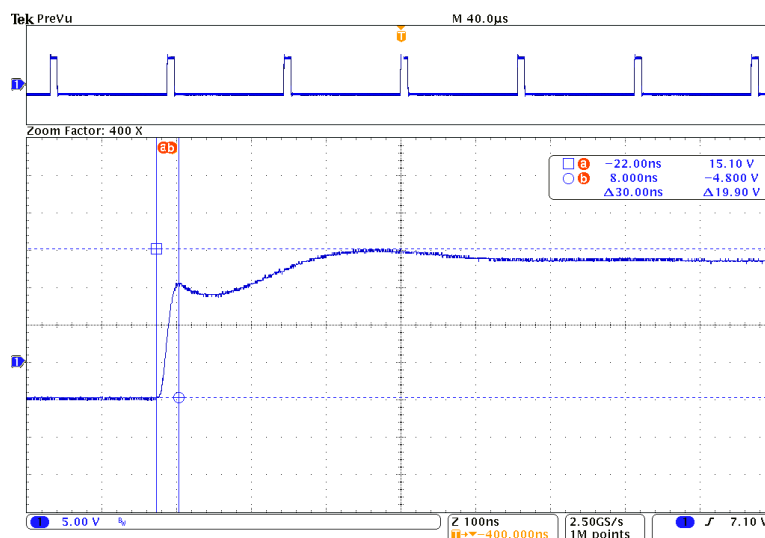
IXDN414 je vhodný pro spínání MOSFETových tranzistorů. Protože tranzistory IRFP4568PbF mají kapacitu hradla 10,4 nF je vhodné použít tento posilující budič. Jeho špičkový proud je 14 A, to zajistí velmi rychlé a spolehlivé sepnutí tranzistorů. Podrobnější informace o rychlosti spínání při různých kapacitách jsou dobře viditelné na Obr. 5.7.



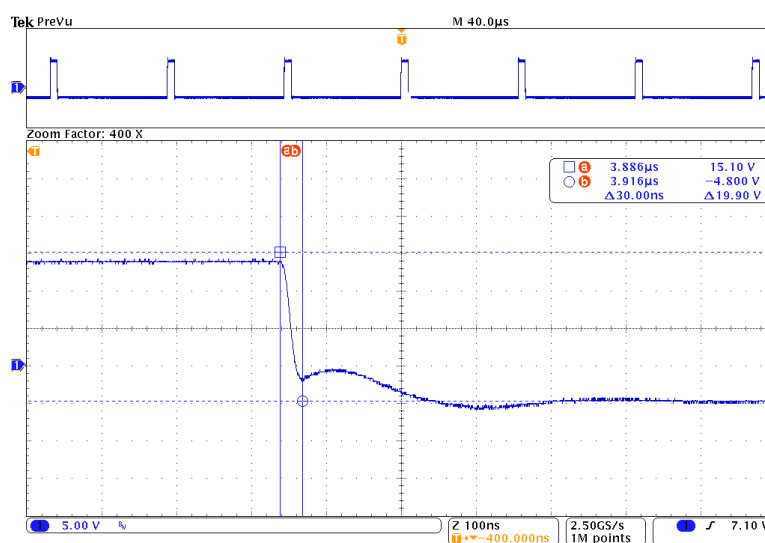
Obr. 5.7 - Časy náběžné a sestupné hrany v závislosti na kapacitě hradla



Obr. 5.8 - Ideální časový průběh sepnutí a vypnutí



Obr. 5.9 – Reálné sepnutí



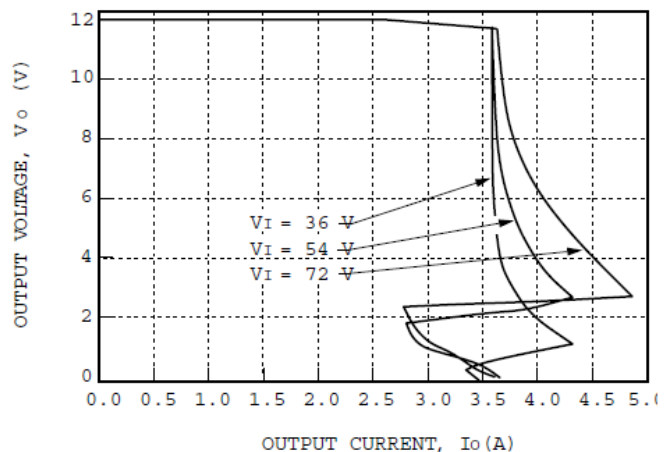
Obr. 5.10 – Reálné vypnutí

5.3 Stavba budících obvodů

V této kapitole se zabývám popisem jednotlivých částí budících obvodů a nastavením jejich parametrů například desaturačních ochran. Při stavbě budiče pro MOSFETové tranzistory je velmi důležité zabezpečit napájení proti zakmitávání. Rychlé spínání vyžaduje dostatečný proudový impuls do hradla (G), protože musí být co nejrychleji nabita kapacita C_{iss} , ta je zhruba 10,4 nF. Spínací obvody musí být schopny energii dodávat tak i odčerpávat důvodem je zajištění dostatečně rychlého sepnutí a vypnutí tranzistoru.

5.3.1 Napájecí zdroje

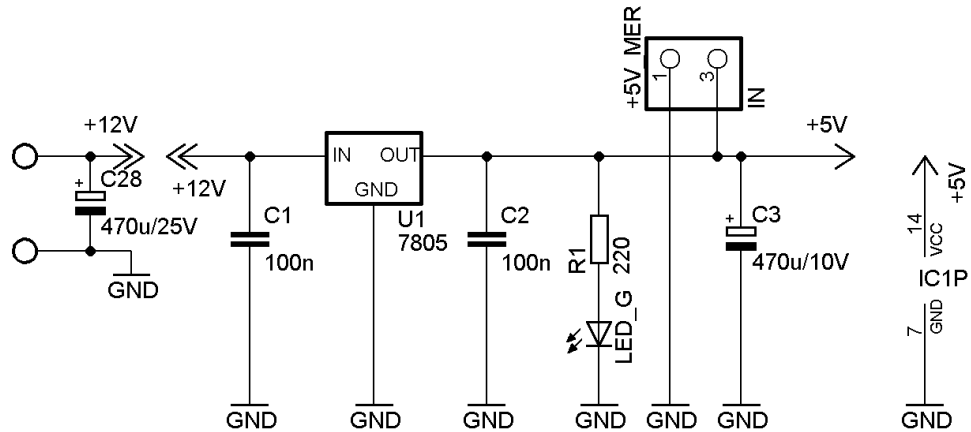
Koncepce budících obvodů využívá pro napájení centrální rozvod 12 V, ten zajistí spínaný zdroj na JW030. Zdroj je schopen pracovat v rozmezí napájecího napětí mezi 36 V až 75 V s výkonem okolo 30 W, výstupním napětím 12 V a proudem okolo 2,5 A viz Obr. 5.11. Zapojení zdroje je velice jednoduché, nebylo ani využito možnosti kompenzace úbytku napětí na výstupních vodičích (délka vodičů je zhruba 25 cm). Obvodové schéma zapojení je použito přímo od výrobce viz datasheet v příloze B na CD.



Obr. 5.11 - Spínací zdroj JW030 a charakteristika výstupního proudu

Zdroj zajišťuje napájení pro ventilátory sloužící k aktivnímu chlazení tranzistorů. V dalších aplikacích jsou již použity stabilizátory nebo DC/DC měniče pro úpravu napětí na vhodné hladiny.

Napájení +5V



Obr. 5.12 - Napájecí zdroj +5V pro TTL logiku

Na Obr. 5.12 je znázorněno napájení pro části obvodů s TTL nebo CMOS. Základním blokem je 5 V stabilizátor 7805, jehož zapojení vychází z datasheetu. Kondenzátory C28 a C3 slouží k vyhlazení napětí při špičkových odběrech, LED_G je zelená led dioda, která indikuje správnou funkci tohoto napájecího zdroje, předřadný odpor viz (5.1) se nenachází v - řadě, nejbližší možná náhrada je 220Ω.

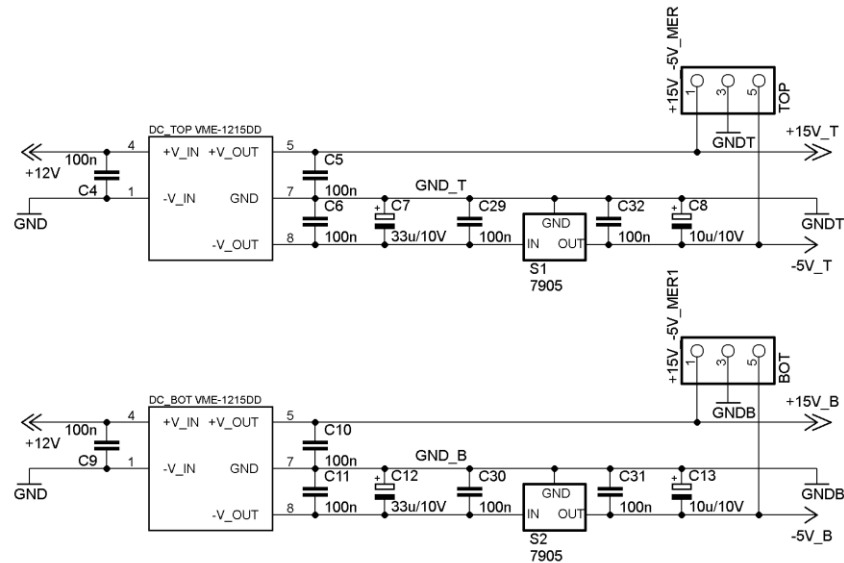
$$R_p = \frac{\Delta U}{I} = \frac{5 - 1,7}{16 * 10^{-3}} = 206,25\Omega \quad (5.1)$$

Napájení +15V / -5V

Budiče HCLP – 316J i IXDN414 jsou napájeny kladným napětím +15 V pro rychlé sepnutí tranzistorů a záporným napětím -5 V pro rychlé vypnutí tranzistoru. DC/DC měniče WME1215DD od firmy VITEC zajišťují galvanické oddělení (izolační pevnost 1000 V_{dc} měniče) centrálního 12 V napájení od napájení pro budiče tranzistorů.

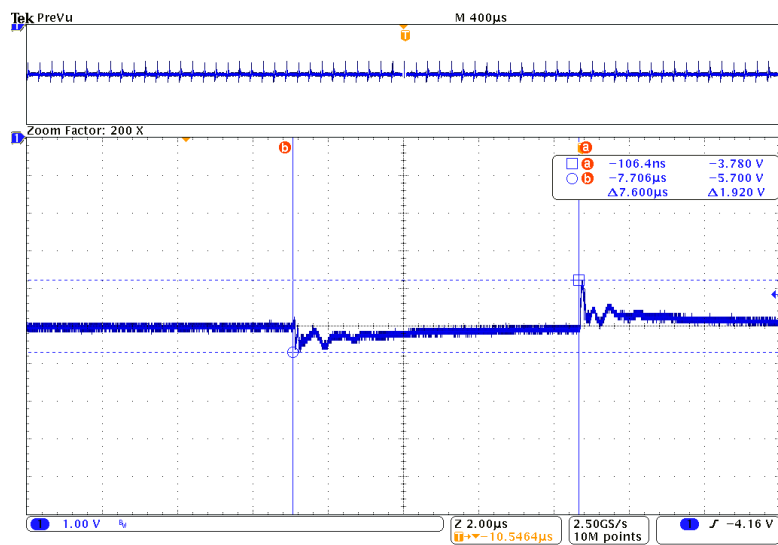
Tab. 5.4 Základní parametry DC/DC měniče

Parametr	Hodnota	Popis
V _{in}	12 V	Vstupní napětí DC/DC měniče
V _o	±15 V	Výstupní napětí 15 V na pinu 5 a -15 V na pinu 8
I	33 mA	Trvalý proud, který je možné odebírat z měniče
P	1 W	Maximální výkon měniče



Obr. 5.13 - Napájení pro budiče

Zapojení DC/DC měničů je na schématu Obr. 5.13. Blokovací kondenzátory 100 nF jsou, doporučeny výrobcem viz datasheet. Dále je na schématu záporný stabilizátor 7905 ten snižuje záporné napětí -15 V na -5 V pro budič IXND414. Z Obr. 5.14 je vidět zakmitávání záporného stabilizátoru přesně v době sepnutí tranzistoru. Kmity přinášely velké problémy v podobě falešných spínání. Budič HCPL – 316J nesprávně vyhodnotil vstupní signál při poklesu tohoto napájecího napětí a to zapříčinilo vypnutí tranzistoru a jeho následné sepnutí. Dodatečné přidání rychlých kondenzátorů pomohlo omezit kmity napájení a tím bylo nežádané spínání odstraněno.



Obr. 5.14 - Napětí na stabilizátoru 7905

Tab. 5.5 Seznam jednotlivých jumperů a popis funkce

Parametr	Hodnoty	Popis
JP1	ON/OFF	Desaturační ochrany možnost zablokování vyhodnocení chyby v obvodu HCPL – 316J (možnost provozu budiče bez připojených tranzistorů)
JP2	ON/OFF	
JP3	ON/OFF	Napájení řídicího microcontrolleru z DPS budiče
JP4	ON/OFF	Reset možnost přepínání mezi resetem z microcontrolleru a resetem pomocí tlačítka na DPS

5.4.1 Zobrazení chyb a spínání tranzistorů

Ve schématu Obr. 5.15 je červeně označená část týkající se zobrazení chyb (LED_R) a spínání tranzistorů (LED_Y). Optočlen HCPL – 316J je možné podle údajů od výrobce zatížit jen 8 mA na výstupu FAULT. Z tohoto důvodu jsou před LED_R zapojeny dva invertory, které se starají o napájení červené led diody bez zatížení výstupních pinů budiče. LED_Y slouží k zobrazení spínacích pulzů na vstupu do optočlenu HCPL – 316J invertor předřazený diodě slouží k pokrytí vlastní spotřeby led, tím nedochází k ovlivnění vstupních signálů z microcontrolleru.

5.4.2 Blanking Time (Slepý čas)

Ve schématu Obr. 5.15 je červeně označená část týkající se blankin time. Jmenovitý slepý čas udává dobu, po jejímž uplynutí začne pracovat desaturační ochrana. Během této doby doznívají kmity vzniklé sepnutím tranzistoru, zabrání tím falešné aktivaci desaturační ochrany. Výrobce udává čas 2,8 μs viz (5.2) výpočet pro IGBT tranzistor.

$$t_{BLANK} = \frac{C_{BLANK} \times V_{DESAT}}{I_{CHG}} \quad (5.2)$$

$$t_{BLANK} = \frac{(D_4 + D_3) \times (V_F + V_{DS})}{I_{CHG}} \quad (5.3)$$

$$t_{BLANK} = \frac{80e^{-9} \times (6,2 + 1)}{250e^{-6}} = 2,3e^{-6}s \quad (5.4)$$

$$t_{BLANK} = 2,3e^{-6}s \quad (5.5)$$

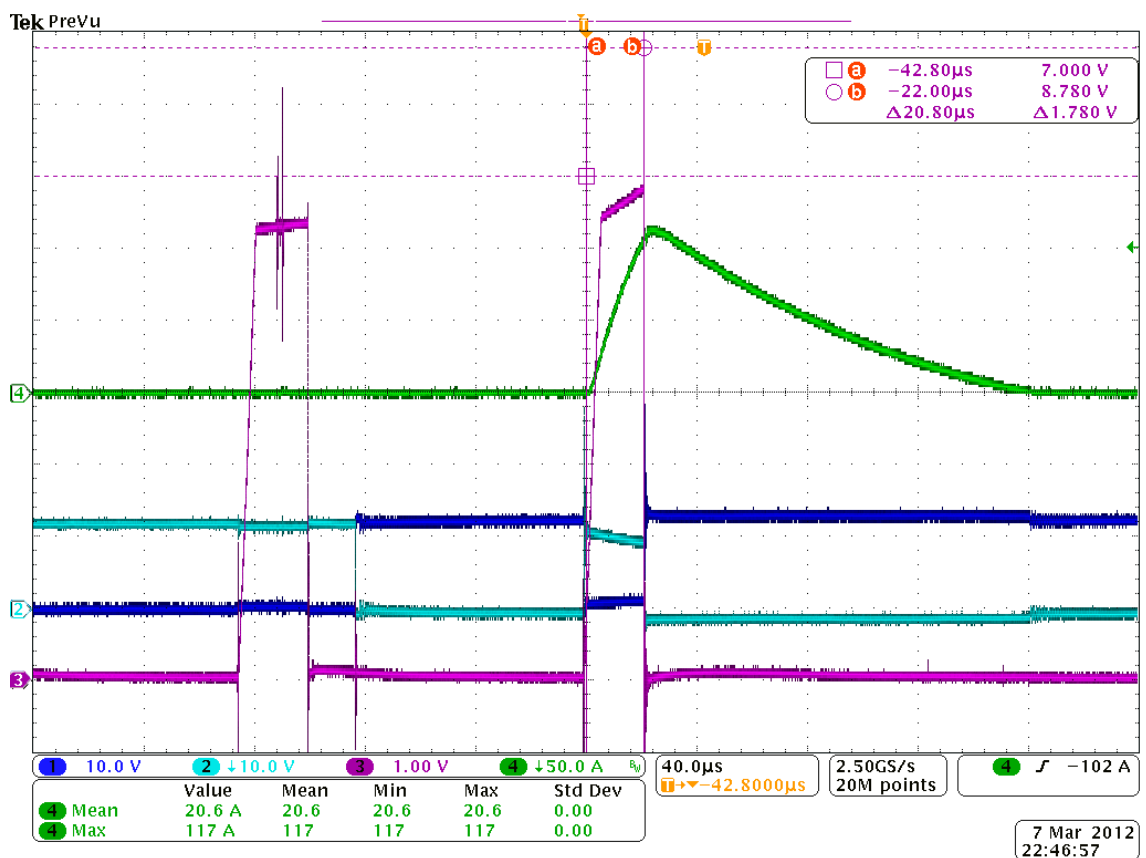
V případě navrhovaného budiče dochází ke změnám při výpočtu t_{BLANK} viz (5.3) (slepého času). Kondenzátor C_{blank} byl nahrazen kombinací diod D_2 (shottkyho dioda) a D_1 (zenerova dioda). Diody slouží jako přepětová ochrana vstupu HCPL - 316J, diody

mají v součtu kapacitu 80 pF. Dále je snížena hodnota desaturačního napětí na 1 V předřazením zenerovy diody D_4 a shottkyho diody D_3 . Díky této úpravě schématu bude spouštěna desaturační ochrana za 2,3 μs . Výpočet upravený pro MOSFETový tranzistor je dle rovnice (5.4).

5.4.3 Desaturační ochrana (nadproudová ochrana)

Ochrana reaguje na rostoucí saturační napětí ($U_{\text{desat}} = 7 \text{ V}$) u IGBT tranzistorů při překročení U_{desat} ochrana zareaguje a vypne tranzistor. Tento postup vyhodnocený desaturační ochrany nelze u MOSFETových tranzistorů použít, na vodivém kanále tranzistoru se zvyšuje odpor kanálu $R_{\text{DS(ON)}}$ vlivem rostoucí teploty.

Desaturační ochrana se dá jednoduše upravit pro použití s MOSFETovými tranzistory tak, že do cesty mezi pin DESAT a diodu D_3 (shottkyho dioda) je vložena zenerova dioda D_4 se zádržným napětím 6,2 V tím bylo sníženo U_{desat} ze 7 V na 0,8 V. Hodnota U_{desat} nyní odpovídá úbytku napětí na vodivém kanálu tranzistoru při proudu 125 A, hodnota proudu odpovídá zhruba teplotě 105°C.



Obr. 5.16 - Spuštění desaturační ochrany

Na Obr. 5.16 je názorně předvedena funkce desaturační ochrany na pulzním MOSFETovém měniči při zkratu zátěže.

Popis jednotlivých kanálů: Modrý – Napětí na horní skupině tranzistorů

Světle modrý – Napětí na dolní skupině tranzistorů

Zelený – Proud tekoucí zátěží

Fialový – Desaturační napětí

Na Obr. 5.16 je vidět první fialový pulz, který narůstá k hodnotě 6,5 V zde se nic nestane. Při dalším sepnutí již dochází ke zkratu zátěže. Proud začíná prudce narůstat a sním i desaturační napětí. V okamžiku, kdy proud doroste na hodnotu 125 A, překročí desaturační napětí hodnotu 7 V, aktivuje se ochrana a zablokuje spínací pulzy přiváděné na tranzistory. HCPL – 316J vyhlásí chybu FAULT signalizovanou červenou led diodou a zároveň se začne uzavírat proud zpětnou diodou viz Obr. 5.16.

5.4.4 Volba jednotlivých součástek

Výrobce jednotlivých budících obvodů udává v datasheteech typické zapojení ze kterého návrh vycházel. Většina součástek má parametry dané přímo výrobcem. Mezi součástky které, je nutné určit patří předřadné hradlové rezistory, předřadné rezistory signalizačních led diod.

Předřadné hradlové rezistory jsou nutné pro ochranu výstupních výkonových budičů. Rezistory je nutné doplnit k budičů HCPL – 316J i k budiči IXND414.

Hodnota předřadného hradlového rezistoru pro HCPL – 316J je $R_{GHCP L} = 100 \Omega$ ta je zvolena dle doporučení výrobce. Výstupní proud z budiče při zvoleném předřadném rezistoru je $I_{HCPL} = 198 \text{ mA}$ viz (5.9) a (5.10). Při výpočtu byl uvažován vstupní odpor budiče IXND414.

$$R_G = R_{GHCP L} + R_{INIXND} \quad (5.6)$$

$$R_G = 101 \Omega \quad (5.7)$$

$$R_{GHCP L} = \frac{V_{CC2} + V_E}{I_{HCPL}} \quad (5.8)$$

$$I_{HCPL} = \frac{V_{CC2} + V_E}{R_{GHCP L}} \quad (5.9)$$

$$I_{HCPL} = 198 \text{ mA} \quad (5.10)$$

Výpočet předřadného hradlového rezistoru pro IXND414 viz (5.11). Budič má maximální spínací proud 14 A. Výsledný předřadný rezistor byl snížen o hodnotu 1 Ω , který je již přítomen v hradle tranzistoru. Výsledný rezistor má hodnotu (5.15).

$$R_{GIXND} = \frac{V_{CC}}{I_{IXND}} \quad (5.11)$$

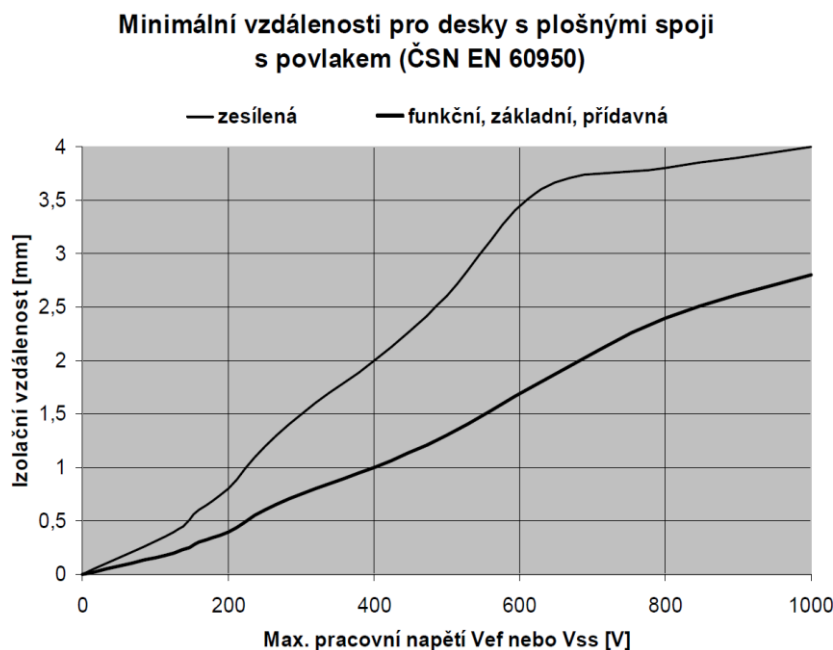
$$R_{GIXND} = \frac{20}{14} \quad (5.12)$$

$$R_{GIXND} = 1,42\Omega \quad (5.13)$$

$$R_G = R_{GIXND} - R_{GTR} \quad (5.14)$$

$$R_G = 0,42\Omega \quad (5.15)$$

5.5 Návrh desky plošného spoje



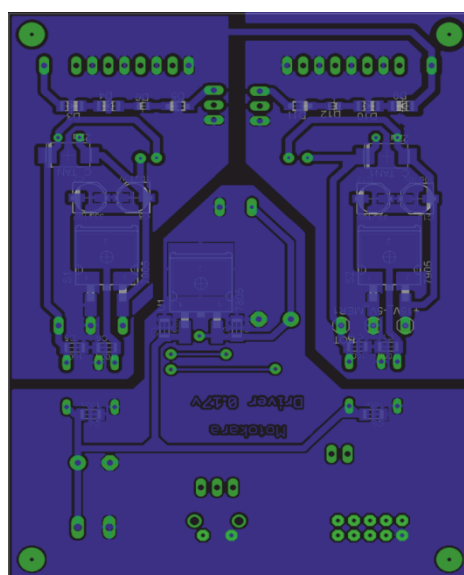
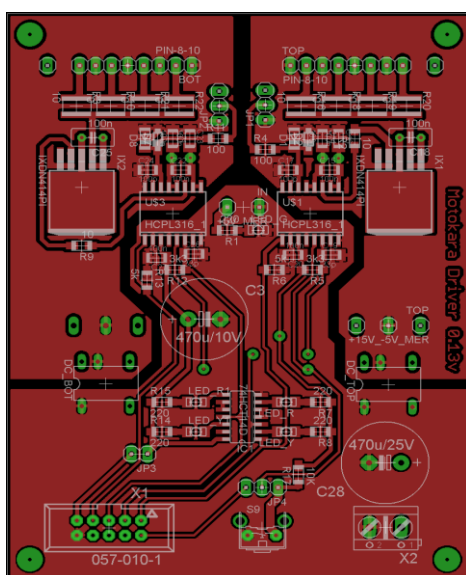
Obr. 5.17 - Izolační vzdálenosti na DPS

Při návrhu plošného spoje bylo vycházeno z požadavku na co možná největší univerzálnost výsledné desky. Schémata uvedená výše přesně popisují jednotlivé části DPS viz Obr. 5.18. Z důvodu zmenšení výsledných rozměrů a dodržení izolačních vzdáleností mezi jednotlivými napájecími zdroji je DPS oboustranná. Izolační vzdálenost mezi jednotlivými polygony odpovídá 1 kV_{DC} což je také izolační pevnost použitých DC/DC měničů.

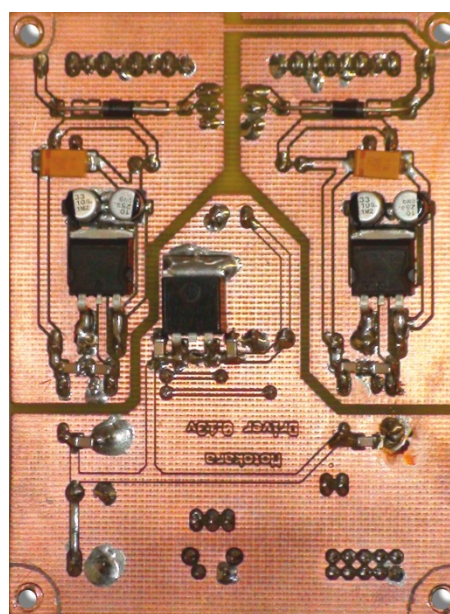
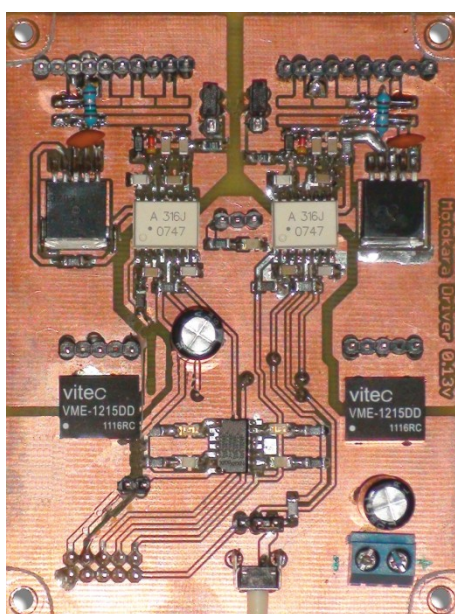
Horní strana desky (TOP - červená) obsahuje jednotlivé budící obvody, signalizační led diody a všechny součástky v pouzdrech THT. Spodní strana desky (BOT - modrá) obsahuje stabilizátory. Při návrhu byla snaha co nejvíce snížit profil desky z důvodu montáže. Na navržené DPS viz Obr. 5.18 je jasně patrné rozdělení jednotlivých částí dle zvoleného napájení. Jednotlivé polygony (rozlitá měď) znázorňují tři druhy zemí (GND) ty není možné spojit.

- GND – Polygon spojuje zemní piny signálových částí s TTL logikou
- GND_TOP – Polygon spojuje zemní piny budičů v horní skupině tranzistorů
- GND_BOT - Polygon spojuje zemní piny budičů v dolní skupině tranzistorů

Polygony na DPS byli rozděleny na jeden signálový (TTL část) a dva silové (část s budícími obvody). Rozlitá měď zvýší odolnost budiče proti rušení (EMC), také omezí vyzařování z krajů DPS. Použití rozlité mědi zjednoduší samotný návrh DPS.



Obr. 5.18 - DPS Budič MOSFETových tranzistorů



Obr. 5.19 - DPS Budiče osazené

6 Závěr

Cílem diplomové práce bylo realizovat pulzní MOSFETový měnič s budícími obvody pro pohon elektrické motokáry. Jednalo se tedy o konstrukční diplomovou práci zaměřenou na realizaci projektu pohonu elektrické motokáry.

Měnič byl navrhován s cílem najít kompromis mezi výkonem a váhou. MOSFETové tranzistory použité při stavbě měniče plně vyhovují požadovanému výkonu. Paralelní kombinací tranzistorů je zajištěn trvalý odběr proudu z měniče 300 A s možností přetížení na 400 A.

Budící obvody byly navrženy s požadavkem na co nevyšší spínací frekvenci. Použité optočleny obsahovaly desaturační ochrany, které se podařilo úspěšně naladit tak, že je měnič zkratu vzdorný.

Funkce měniče a budících obvodů byla ověřena nejprve v laboratorních podmínkách. Všechny části měniče pracují spolehlivě bez problémů. Nyní je měnič s budičem instalován v elektrické motokáře. Fotografie a video funkční elektrické motokáry jsou v příloze B na CD.

Seznam literatury

- [1] VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika: Svazek 3
2., rozš. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2003, 267 s. ISBN 80-7082-980-3.
- [2] VONDRÁŠEK, František, Jan LANGHAMMER. Výkonová elektronika: Svazek 6
1. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008, 216 s. ISBN 978-80-7043-653-6.
- [3] BLAKE, Carl a Chris BULL. IGBT or MOSFET: Choose Wisely.
<http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/choosewisely.pdf>
- [4] HCPL-316J
<http://www.avagotech.com/docs/AV02-0717EN>
- [5] IXYS: IXDN414.
<http://ixdev.ixys.com/DataSheet/99020.pdf>
- [6] HCPL Application Note AV02-0258EN: Desaturation Fault Detection.
<http://www.avagotech.com/docs/AV02-0258EN>
- [7] D. PATHAK, Abhijit. MOSFET/IGBT DRIVERS THEORY AND APPLICATIONS.
http://www.ixysrf.com/pdf/switch_mode/appnotes/5mosfet_driver_theory_and_applications.pdf
- [8] MOSFET Power Losses Calculation Using the Data - Sheet Parameters
http://www.btipnow.com/library/white_papers/MOSFET%20Power%20Losses%20Calculation%20Using%20the%20Data-Sheet%20Parameters.pdf
- [9] Synchronous buck MOSFET loss calculations.
<http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-6005.pdf>
- [10] Bednář, Bedřich
Diplomová práce, Implementace řízení pulzního měniče

Seznam příloh

Příloha - 1

- **Seznamy součástek pro DPS budících obvodů**
 - Seznam pasivních součástek
 - Seznam pasivních součástek
 - Seznam polovodičových součástek
 - Seznam součástek pro pulzní měnič
- **Osazovací výkres spodní (BOTTOM) vrstvy**
- **Osazovací výkres horní (TOP) vrstvy**
- **Schéma napájecích zdrojů**
- **Schéma budících obvodů**

Příloha - 2

- **Foto dokumentace**

Příloha - 1

Seznamy součástek pro DPS budících obvodů

Seznam pasivních součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro
C1	100nF	1206
C2	100nF	1206
C3	470uF/10V	E5-13
C4	100nF	1206
C5	100nF	1206
C6	100nF	1206
C7	33uF/10V	PANASONIC_C
C8	10uF/10V	PANASONIC_C
C9	100nF	1206
C10	100nF	1206
C11	100nF	1206
C12	33uF/10V	PANASONIC_C
C13	10uF/10V	PANASONIC_C
C14	100nF	1206
C15	100nF	1206
C16	100nF	1206
C18	100nF	THT
C19	33pF	1206
C20	100nF	1206
C21	100nF	1206
C22	100nF	1206
C23	100nF	1206
C25	100nF	THT
C26	33pF	1206
C27	100nF	1206
C28	470uF/25V	E5-13
C29	100nF	1206
C30	100nF	1206
C31	100nF	1206
C32	100nF	1206
C_TAN	22uF	D/7343-31W
C_TAN1	22uF	D/7343-31W

Seznam pasivních součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro
R1	220	1206
R2	100	1206
R3	10	1218
R4	100	1206
R5	3k3	1206
R6	5k	1206
R7	220	1206
R8	220	1206
R9	100	1206
R10	10	1218
R11	100	1206
R12	3k3	1206
R13	5k	1206
R14	220	1206
R15	220	1206
R16	10	1218
R17	10k	1206
R18	10	1218
R19	10	1218
R20	10	1218
R21	10	1218
R22	10	1218

Seznam polovodičových součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro
D1	1N5925A	SOD80C
D2	MBR0540	SOD123
D3	MBR0540	SOD80C
D4	6,2V	SOD80C
D7	MBR0540	SOD123
D8	1N5925A	SOD80C
D9	6,2v	SOD80C
D10	MBR0540	SOD80C
LED_G	Zelená	1206
LED_R	Červená	1206
LED_R1	Červená	1206
LED_Y	Žlutá	1206
LED_Y1	Žlutá	1206

IC1	74HCT14D	SO14
IX1	IXDN413	TO263-5
IX2	IXDN414	TO263-5
U\$1	HCPL316J	SO16W
U\$3	HCPL316J	SO16W
S1	7905	D2PAK
S2	7905	D2PAK
U1	7805	D2PAK

DC_BOT	VME-1215DD	DIL08
DC_TOP	VME-1215DD	DIL08

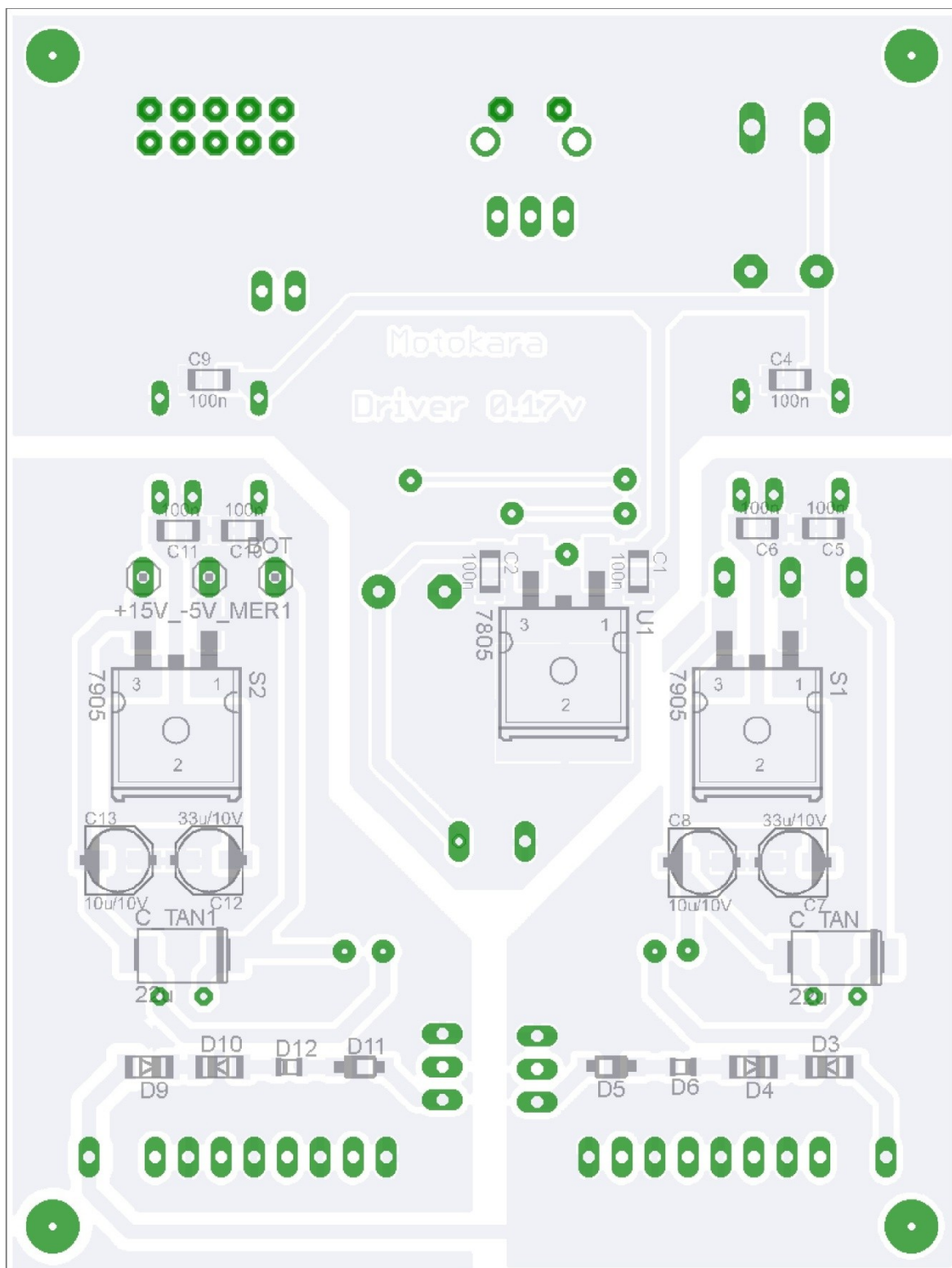
Seznam součástek pro pulzní měnič

Součástka	Hodnota	Pouzdro
C1	100nF	THT
C2	WIMA-MKP 100uF	THT
C3	100nF	THT
C4	WIMA-MKP 100uF	THT
C5	100nF	THT
C6	WIMA-MKP 100uF	THT
C7	100nF	THT
C8	WIMA-MKP 100uF	THT
C9	2200uF/100V	THT
C10	2200uF/100V	THT
C11	2200uF/100V	THT
C12	2200uF/100V	THT

D1	Transil 65V	THT
D2	Transil 65V	THT
D3	Transil 65V	THT
D4	Transil 65V	THT
D5	Transil 65V	THT
D6	Transil 65V	THT
D7	Transil 65V	THT
D8	Transil 65V	THT

Q1	IRFP4568	TO - 247AC
Q2	IRFP4568	TO - 247AC
Q3	IRFP4568	TO - 247AC
Q4	IRFP4568	TO - 247AC
Q5	IRFP4568	TO - 247AC
Q6	IRFP4568	TO - 247AC
Q7	IRFP4568	TO - 247AC
Q8	IRFP4568	TO - 247AC

Osazovací výkres spodní (BOTTOM) vrstvy



Osazovací výkres horní (TOP) vrstvy

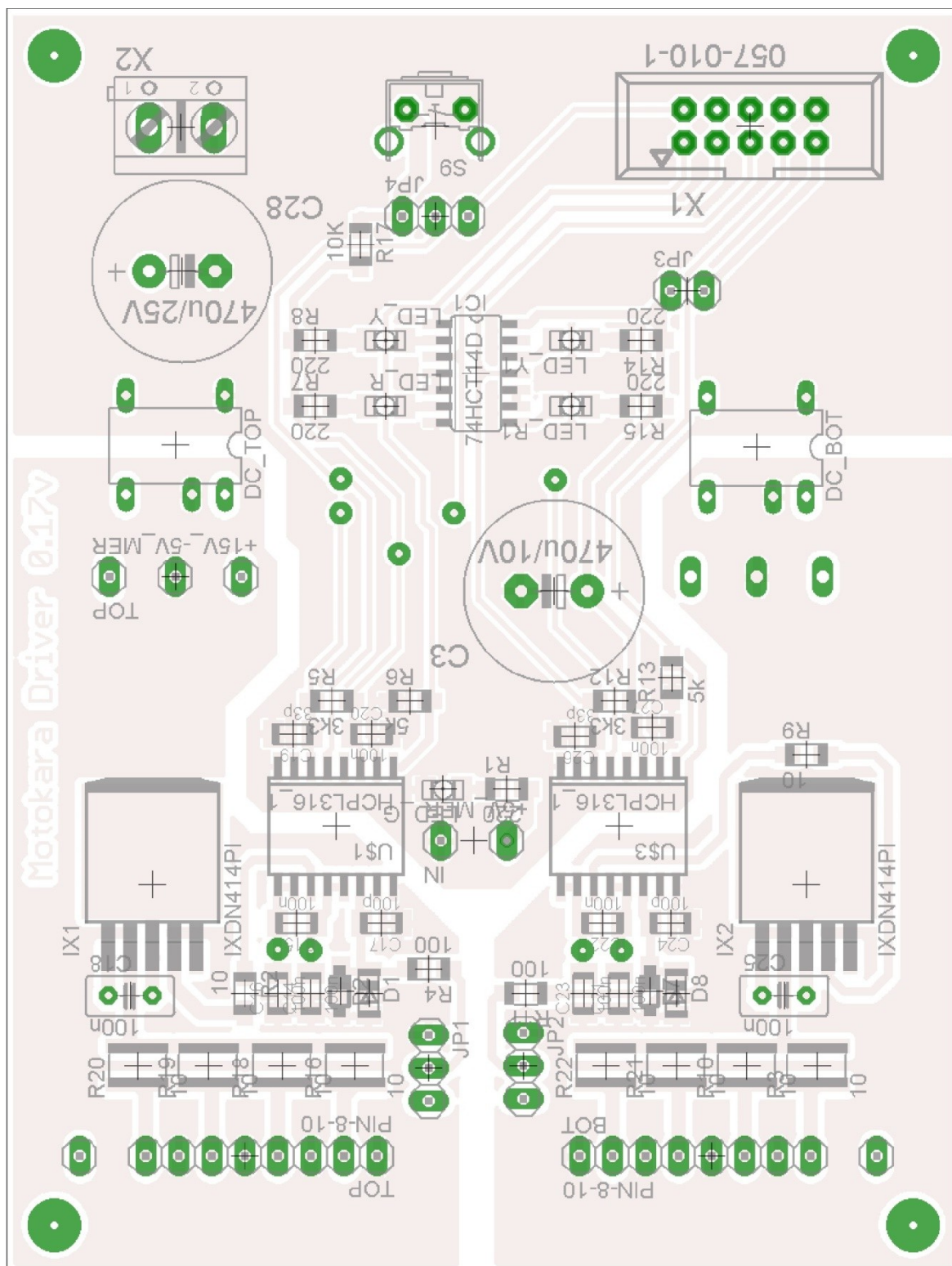


Schéma napájecích zdrojů

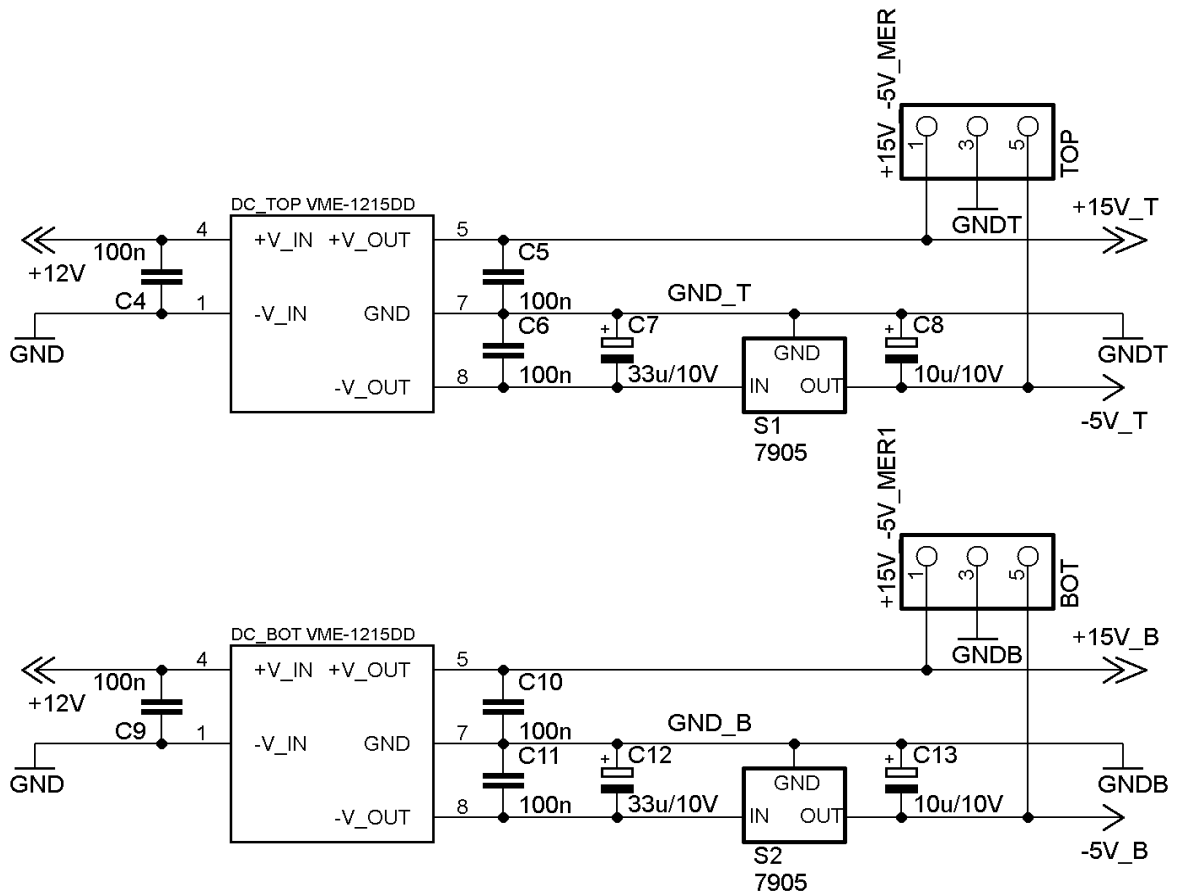
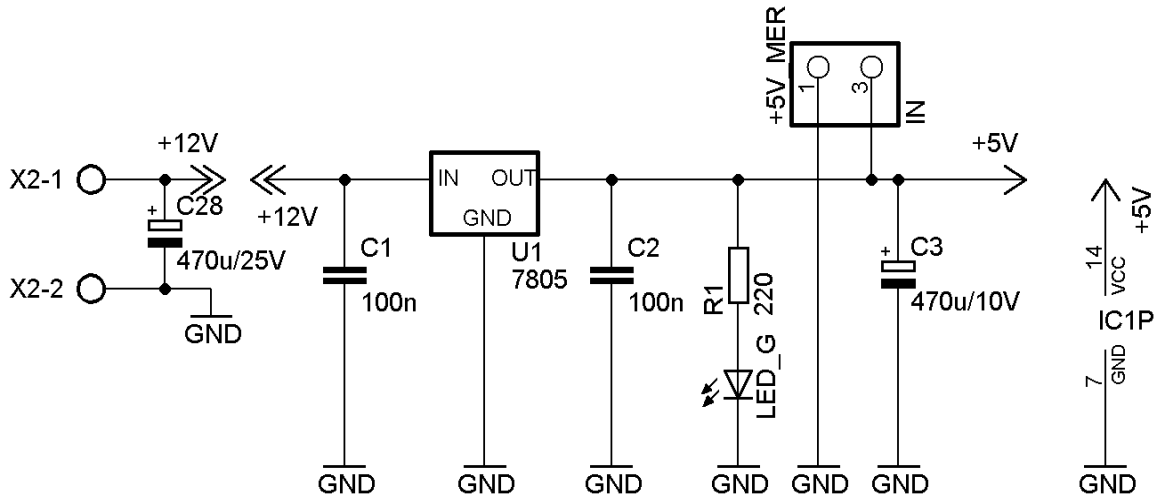
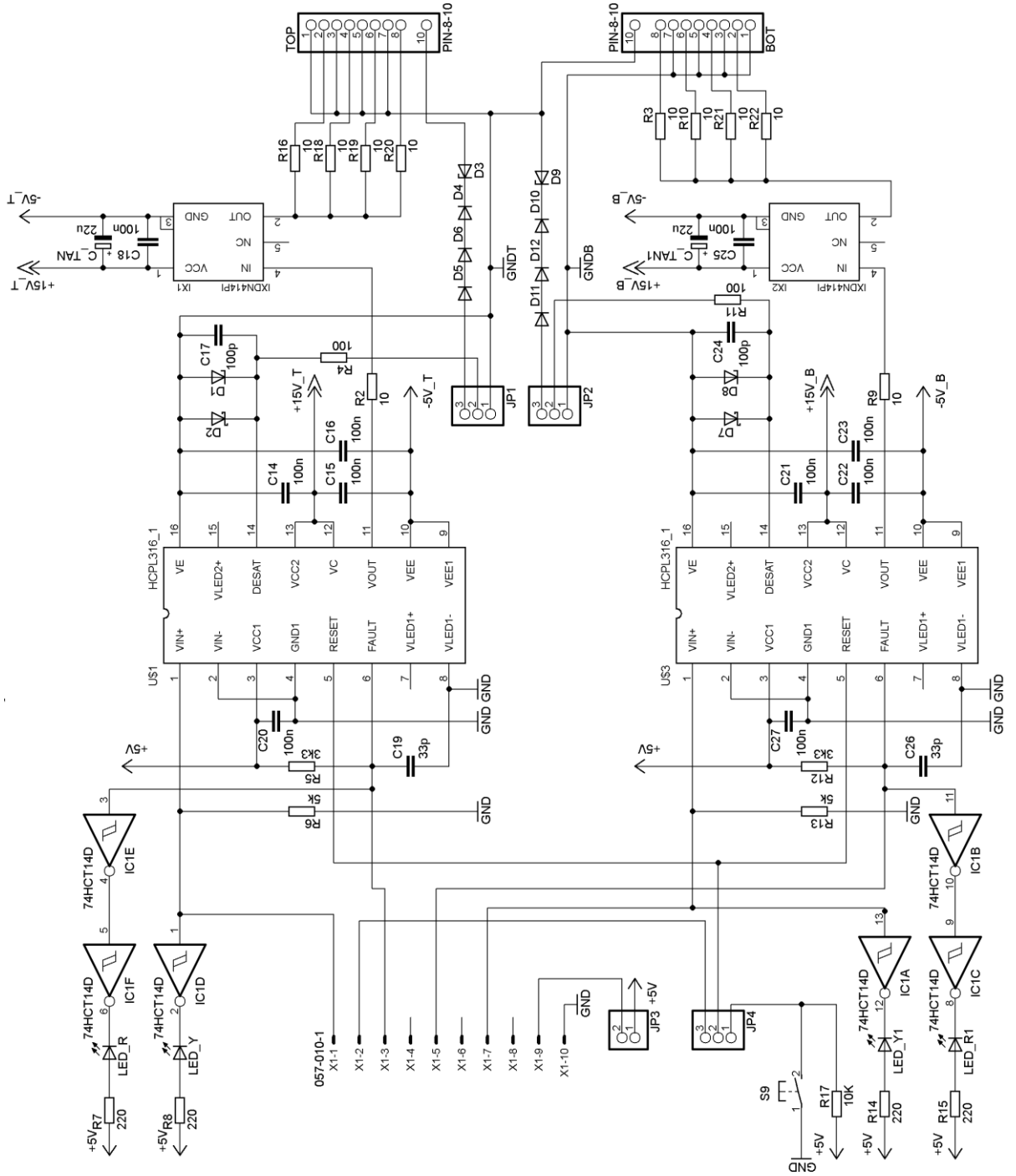
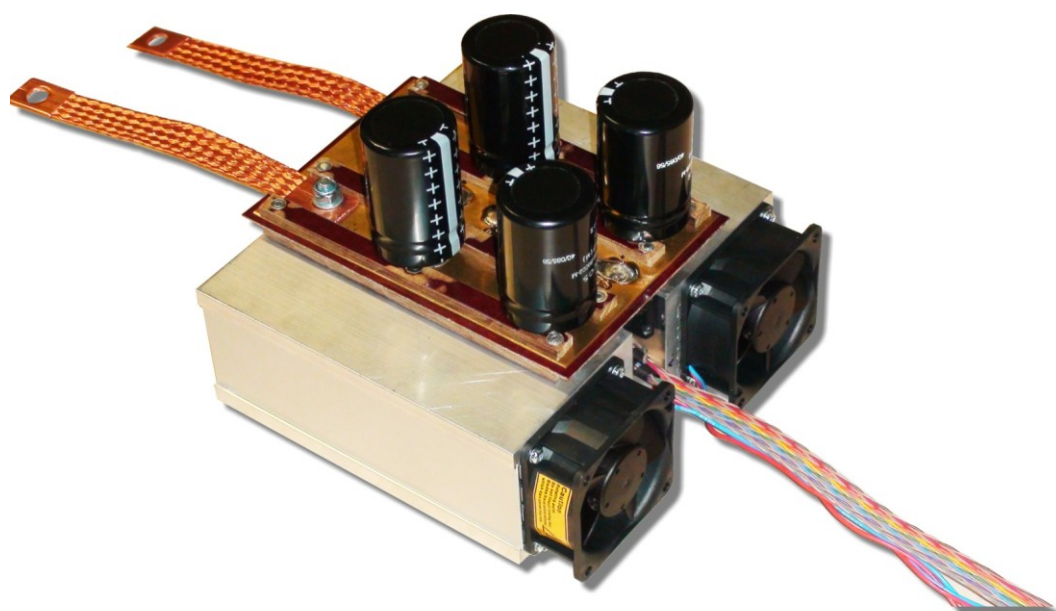


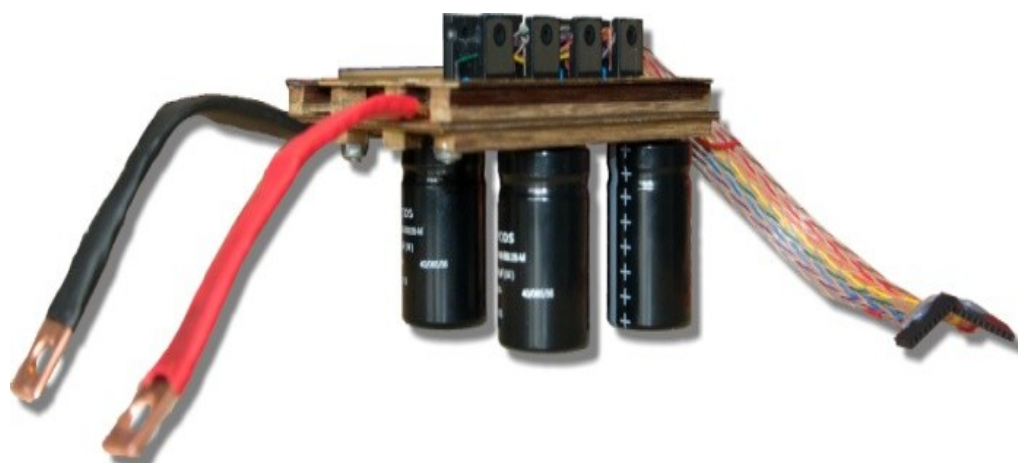
Schéma budících obvodů



Příloha - 2



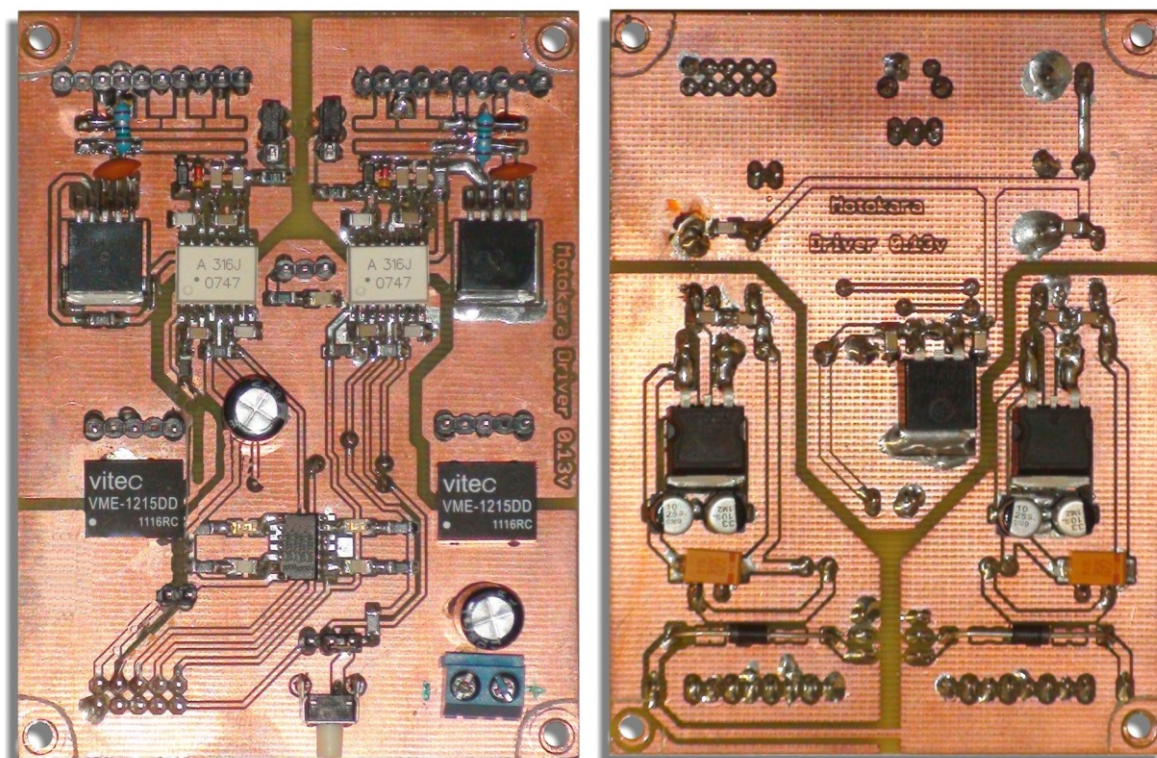
Pulzní MOSFETový měnič osazený chlazením



Pulzní MOSFETový měnič bez chlazením



Celková koncepce řízení pohonu



Osazené budící obvody



Elektrická motokára osazená elektro výzbrojí

