



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta Elektrotechnická

Návrh řídicího obvodu trakčního motoru elektromobilu

Diplomová práce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Vedoucí práce: Ing. Miroslav Lev

Autor práce: Jan Hošek

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra elektrických pohonů a trakce

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Jan Hošek**

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Název tématu: **Návrh měniče budícího obvodu trakčního motoru elektromobilu**

Pokyny pro vypracování:

- 1) Proveďte studii literatury a dostupných technických podkladů k problematice výkonové části měniče využívající tranzistory typu IGBT.
- 2) Studii zaměřte na stanovení parametrů výkonového obvodu a metody potlačení parazitních vlastností obvodu.
- 3) Vypracujte model soustavy pro zvolenou koncepci a navrhnete strukturu regulátoru soustavy.
- 4) Proveďte koncepční návrh výkonového obvodu a regulačního systému měniče.
- 5) Proveďte návrh obvodového řešení a programového vybavení.
- 6) Proveďte návrh testovacího přípravku.
- 7) Proveďte ověření navržených parametrů na přípravku.
- 8) Předpokládejte nominální parametry:
 - napájecí napětí kotevního obvodu do 200 V,
 - proud kotevním obvodem do 20 A,
 - předpokládejte komunikaci s nadřazeným řídicím systémem prostřednictvím sériového komunikačního kanálu (viz Košík, M.: Návrh nadřazeného řídicího systému pohonu elektromobilu).

Seznam odborné literatury:

- [1] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P.: Power Electronics; John Wiley & Sons, New York; 1995;
- [2] Rashid, M. H.: Power Electronics; Prentice Hall 1992;
- [3] Pavelka, J.: Elektrické pohony, Česká Technika-nakladatelství ČVUT, Praha 2007
- [4] Pavelka, J., Čeřovský, Z.: Výkonová elektronika, Česká Technika-nakladatelství ČVUT, Praha 2007
- [5] Košík, M.: Návrh nadřazeného řídicího systému pohonu elektromobilu, Diplomová práce ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2013-2014
- [6] Dalíba, J.: Návrh měniče kotevního obvodu trakčního motoru elektromobilu, Diplomová práce ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2013-2014

Vedoucí: Ing. Miroslav Lev

Platnost zadání: do konce letního semestru 2014/2015

L.S.

prof. Ing. Jiri Lettl, CSc.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 3. 12. 2013

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, že jsem řádně citoval všechny použité prameny a literaturu a že práce nebyla využita v rámci jiného vysokoškolského studia, ani k získání jiného nebo stejného titulu.

Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu §60 Zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změnách některých zákonů (autorský zákon).

V Praze dne 5. ledna 2015

Jan Hošek

Pod kování

Tímto bych rád pod koval mému vedoucímu práce panu Ing. Miroslavu Lvovi za trpělivost a cenné rady. Dále bych rád pod koval Ing. Janu Dalibovi a Ing. Michalovi Košíkovi za poskytnutí jejich diplomových prací a dalších podkladů .

Jan Hošek

Abstrakt

Podmíněm této diplomové práce je návrh pulzního měniče pro budič obvodu trakčního elektromotoru. V první části se zabývá teoretickými aspekty řízení stejnosměrného stroje, v druhé potom vlastní realizací měniče.

Měnič je tvořen několika samostatnými jednotkami nezbytnými pro svoji činnost. Výkonový obvod tvoří H-městeček z IGBT tranzistorů, dále měnič obsahuje budiče IGBT, potrubné zdroje napětí (oddělené, neoddělené) a řídicí desku s mikrokontrolérem PIC 18F87J11 a CPLD Xilinx XC9572XL.

Klíčová slova

pulzní měnič, PWM, regulace stejnosměrného motoru, IGBT, budiče

Abstract

Presented diploma thesis describes design of DC chopper for excitation winding of traction motor. The introduction is focused to the theoretical aspects of DC machine control, subsequent part deals with practical realization of converter.

DC converter contains several discrete units. Power part uses H-bridge of IGBT transistors, drivers are separated in other unit. Necessary voltage sources (galvanic separated, non-separated) and control unit equipped by microcontroller PIC 18F87J11 and CPLD Xilinx XC9572XL are included.

Key words

DC chopper, PWM, regulation of DC machine, IGBT, drivers

OBSAH

1. Úvod.....	8
2. Teoretické základy.....	9
2.1 Stejnosemnný stroj.....	9
2.2 Pulzní mni12	12
2.2.1 Možnosti řízení stejnosmnných mni13	13
2.2.2 Snižující pulzní mni16	16
2.2.3 Zvyšující pulzní mni17	17
2.2.4 H – mstek.....19	19
2.3 Regulace cize buzeného stroje.....21	21
3. Praktická realizace mni e.....24	24
3.1 Hardware.....24	24
3.1.1 Silový obvod mni e.....24	24
3.1.2 Budi e.....31	31
3.1.3 ídicí obvody.....36	36
3.1.4 Pomocné zdroje nap tí.....39	39
3.1.4.1 Neodd lený zdroj 3,3V/5V.....39	39
3.1.4.2 Odd lený zdroj ±15V.....42	42
4. Záv r.....50	50
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....51	51
P ÍLOHY:.....52	52
A - Desky plošných spoj	
A1 - Deska budi	
A2 - Procesorová deska	
A3 - Deska silového obvodu	
A4 - Deska odd leného zdroje	
A5 - Deska neodd leného zdroje	
B - Schémata	
B1 - Budi e	
B2 - Schéma silového obvodu	
B3 - Neodd lený zdroj 3V3/5V	
B4 - Zdroj odd lený ±15V (vstupní ást)	
B5 - Zdroj odd lený ±15V (výstupní ást)	
B6 - Napájení ídicí desky	

- B7 - Logické výstupy z řídicí desky
- B8 - Obvod AD převodníku signálu z LEM
- B9 - Konektory řídicí desky
- B10- Budiče komunikační linky RS485
- B11- Procesor a CPLD
- C - Fotografie měření
- D - Seznam signálů a konektorů
- E - Oscilografy a grafy
- E1 - Charakteristika pro určení Zenerovy diody D15 v silovém obvodu
- E2 - Kontrola mrtvých dob push-pull měření
- E3 - Průběhy napětí na primární straně push-pull měření

1. ÚVOD

Pulzní měniče je typický představitel počátečního období polovodičové výkonové elektroniky. Ačkoli jsou pulzní měniče známé a v praxi používané již od počátku 70. let, neznamená to, že by nebyly využity i v současných aplikacích. S postupným rozvojem a zdokonalováním polovodičových součástek a také s růstem výpočetní rychlosti řídicích integrovaných obvodů dochází k rozsáhlejšímu využívání složitějších měničů. Výkonová elektronika v posledních dvou desetiletích prostoupila téměř do všech elektrotechnických aplikací – elektrické pohony, zdroje UPS, elektrická kompenzace účinníku, přenos a rozvod elektrické energie, hutní průmysl atd., díky čemuž se vyvinula řada topologií měničů i způsobů jejich řízení. V oblasti pohonů je za současný standard považován asynchronní motor, napájený napájecím střídavcem.

Avšak i přes určité výhody střídavých strojů (mezi nejčastěji zmiňované patří absence někdy problematického prvku – komutátoru), najdou se stále příklady, kde má využívání stejnosměrných komutátorových motorů své důvody. V oblasti dopravních podniků dochází při zvažování jak postupovat k obnově vozového parku k rozhodnutí rekonstruovat stávající vozidla, namísto nákupu zcela nových. Při těchto rekonstrukcích často zůstane z původního vozidla pouze pojezd, podvozky a původní motory, tzn. strojírenská část. Důvodem je zejména finanční úspora. Původní motory se zpravidla pevnou na vyšší teplotní třídu izolace, čímž při nezmeněných rozměrech a drážkování mohou dosahovat vyšších výkonů. V případě potřeby je možné změnit zapojení ze sériového na cizí buzení, v těchto případech je možné upravit i přechyby vinutí. Z hlediska řízení a regulace je však zpravidla provedena zcela nová instalace, odpovídající současnému stavu vývoje polovodičových součástek a řídicí elektroniky.

Jako příklady takovýchto rekonstrukcí z České republiky je možné uvést tyto:

- tramvaje T3(DP v Praze) s odporovou regulací a sériovými motory
 - T3R.P s pulzním měničem (Cegelec) a sériovými motory
- vozy metra 81-71(DP Praha) s odporovou regulací a sériovými motory
 - 81-71M (Škoda Plzeň) s cizí buzenými motory a pulzními měniči
- lokomotivy 363 (D Cargo) s pulzní regulací a CB motory

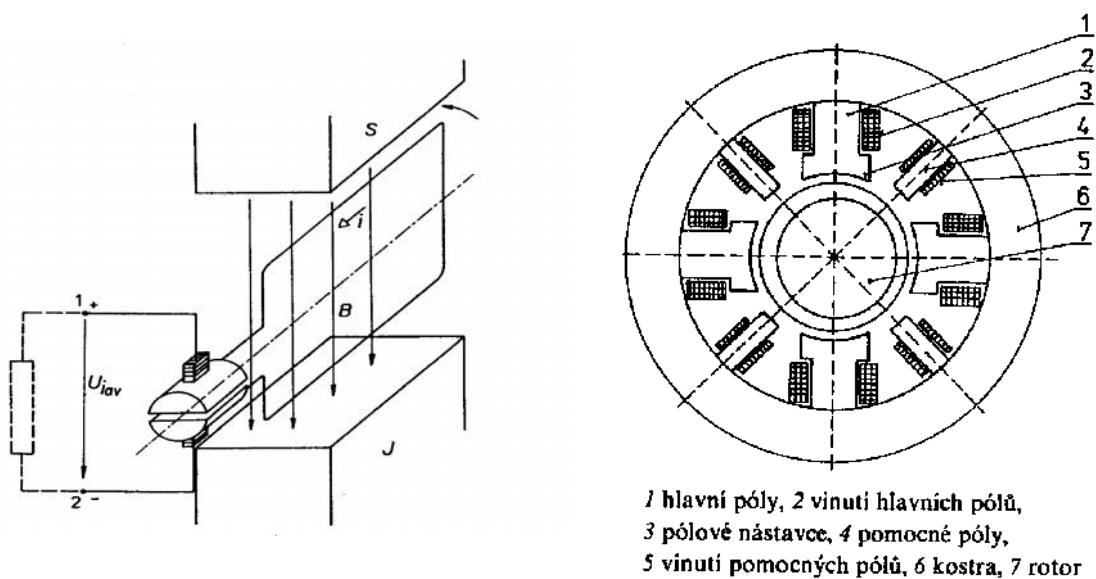
- 363.5 s pulzními usměrňovači, smlíci a cizí buzeními motory (Škoda Plzeň)

Jak plyne z předchozích údajů, pro provozovatele je stále lákavé relativně levné prodloužení životnosti vozidel se stejnosměrnými motory. Vzhledem k tomu, že i tato vozidla stále slouží nejen u nás, ale i v dalších státech na celém světě, lze předpokládat, že i regulace tohoto pohonu pomocí pulzních směrňovačů má svou budoucnost.

2. TEORETICKÉ ZÁKLADY

2.1 Stejnosem rný stroj

A kolí je v současné době v oblasti moderních řízených pohonů pro dopravní prostředky typickým představitelem asynchronní stroj s kotvou nakrátko nebo synchronní stroj s permanentními magnety, stejnosměrný komutátorový stroj byl dlouhá léta dominantní a ještě v současnosti se vyskytuje. Jeho teorie je propracovaná již řádu desetiletí a i jeho konstrukce se v zásadě příliš nezměnila a je popsána v celé řadě publikací (např. v [3]). Proto uvedu pouze základní vztahy, důležité z hlediska pohonu a jejich řízení.



Obr.1 – Vlevo princip stejnosměrného stroje a vpravo jeho reálný typ pólovým strojem

Stejnosem rný stroj má na statoru umístěno buďcí vinutí a na rotoru kotevní vinutí. Tato dvě vinutí mohou být vzájemně zapojena několika způsoby, což má vliv na provozní charakteristiky stroje. V pohonu vozidel byla v průběhu let využívána tato zapojení:

- kompaundní (budící vinutí áste n v sérii a áste n paraleln ke kotv)
- sériové (budící vinutí v sérii s kotvou)
- cize buzené (buzení jsou odd lena a mají samostatné zdroje)

Dlouhou adu let byl jako trak ní motor prakticky výhradn používán stejnosm rný sériový stroj a to pro svou p irozenou samoregula ní mechanickou charakteristiku, kdy s r stem zatížení hyperboly klesá rychlost a tím se samo inn omezuje p etížení. Kompaundní motory byly používány u prvních trolejbus zejména proto, že kombinovaly výhodnou m kkou hyperbolickou mechanickou charakteristiku sériového stroje s deriva ní charakteristikou, která p i odleh ení omezovala maximální dosažitelné otá ky. To bylo výhodné zejména p i skluzu kol. Nicmén pro komplikovanost vinutí se od toho zp sobu pozd ji ustoupilo. Nástup cize buzených motor v ízených pohonech byl umožn n až s rozvojem polovodi ové techniky a výkonové elektroniky. P irozené charakteristiky CB stroj jsou tvrdé a pro pohony dopravních prost edk nevhodné. Vhodným ízením m ní e je ovšem možné tyto charakteristiky upravit dle pot eb. Protože pro pohon daného elektromobilu je použit práv CB stroj, jsou v následujících odstavcích shrnuty základní vztahy (odvozeno nap . v [3]).

Pro indukované nap tí v kotv obecného stroje platí

$$U_i = k^* \cdot \dot{\Phi} \quad [V, Wb, rad/s] \quad (1)$$

kde $\dot{\Phi}$ je magnetický tok ve vzduchové meze e, $\dot{\theta}$ jsou úhlové otá ky motoru.

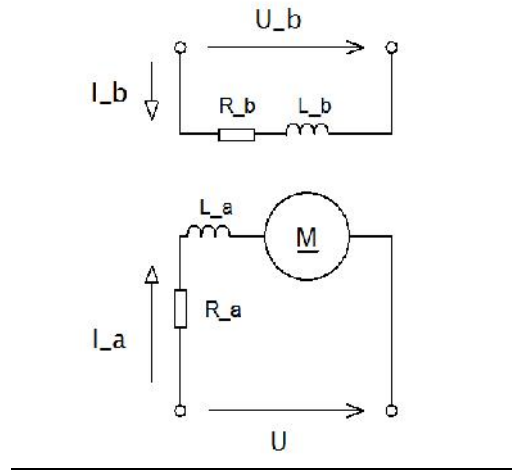
Pro vnit ní elektromagnetický moment platí vztah

$$M_i = k^* \cdot \Phi_a \cdot I_a \quad [Nm, Wb, A] \quad (2)$$

kde Φ_a je op t magnetický tok ve vzduchové meze e, I_a je kotevní proud a konstanta k , je v obou p ípadech stejná a vyjad uje ur íté nem nné parametry stroje, dané konstrukcí stroje takto

$$k = \frac{p \cdot N}{a \cdot \pi} \quad [-] \quad (3)$$

p í emž p je po et pól pár stroje, N je po et závit kotvy, a je po et dvojic paralelních v tví.



Obr. 2 – Schéma cize buzené stejnosm rného motoru

Pro náhradní schéma na obrázku 2 lze dále napsat rovnice podle 2. Kirchhoffova zákona. Pro obvod kotvy

$$U = R_a \cdot I_a + L \frac{dI_a}{dt} + U_i \quad (4)$$

kde R_a je odpor kotvy, L indukčnost kotvy a U_i indukované napětí kotvy.

Pro budicí obvod se sestaví rovnice

$$U_b = R_b \cdot I_b + L \frac{dI_b}{dt} = R_b \cdot I_b + N \frac{d\Phi}{dt} \quad (5)$$

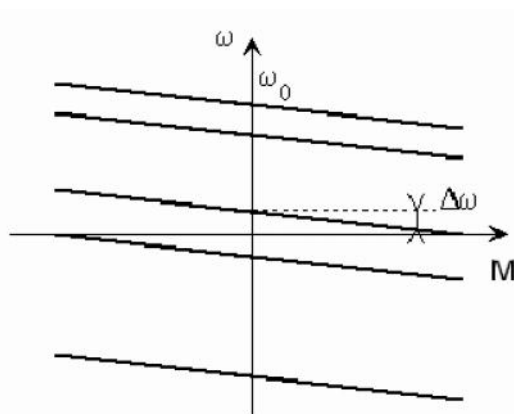
kde R_b je odpor budicího vinutí, L indukčnost budicího vinutí a N počet závitů budicího vinutí.

Uvažujeme-li ustálený stav, dosazením (4) do (1) a (2) získáme rovnici

$$= \frac{U}{k \cdot \Phi} - \frac{R_a \cdot M}{(k \cdot \Phi)^2} \quad (6)$$

Tato rovnice vyjadruje momentovou charakteristiku a má charakter klesající přímky, což je vidět na obr. 3.

Výraz $\frac{U}{k \cdot \Phi}$ představuje otáčky naprázdno a $-\frac{R_a \cdot M}{(k \cdot \Phi)^2}$ pokles otáček vlivem momentu zátěže.



Obr. 3 – Statické mechanické charakteristiky CB

Z tohoto je také zřejmé, že otáčky CB stejnosměrného stroje je možné regulovat velikostí napájecího napětí U , případně budícím tokem.

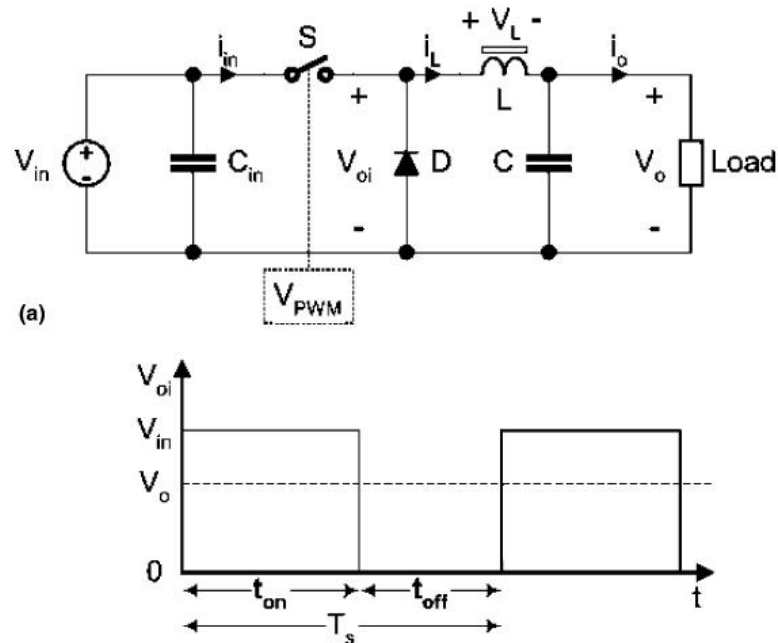
Reverzace otáček se provádí změnou proudu v budicím vinutí nebo kotevním vinutí. Obě možnosti jsou možné a používané, záleží na konkrétní aplikaci, která metoda je výhodnější. Vzhledem k tomu, že budící vinutí má větší počet závitů na menší proud než kotevní vinutí, má také větší indukčnost ($L \sim N^2$) a časovou konstantu ($\tau = L/R$) a reverzace trvá déle. To může být nevýhodné u dynamicky náročných pohonů s astou změnou směru točení, jako například servopohonů. Naopak výhodou je, že budícím vinutím teče menší proud, proto i spínací prvky (stykače, tranzistory) je možné dimenzovat na menší proudy a jsou tedy levnější. To je i případ trakčních pohonů, avšak v praxi se i zde využívají obě možnosti.

2.2 Pulzní řízení

Pulzní řízení (v anglické literatuře zvané chopper) jsou elektronická zařízení, která jsou schopná měnit velikost konstantního vstupního stejnosměrného napětí na jinou požadovanou hodnotu. Toho je docíleno střídavým spínáním a vypínáním spínacího prvku. Řízení je možné dále dle potřebné konfigurace obvodu, která má vliv na to, zda je možné napětí snižovat, zvyšovat, invertovat, případně zda umožní tok energie jedním nebo oběma směry. V následujících odstavcích budou zmíněny základní principy řízení využívaných v trakci. Jejich podrobný popis je možné nalézt v [2],[5].

2.2.1 Možnosti řízení stejnosměrných mni

Pro úvodní ilustraci principu řízení je na obrázku 4 zobrazena nejznámější verze mni a tzv. snižující pulzní mni, v anglické literatuře označovaná jako buck-converter, jehož náhradní schéma a průběhy napětí jsou zobrazeny na obr. 1.



Obr. 4 – Snižující pulzní mni

Místo mechanického spínače je v reálném obvodu použita vypínatelná polovodičová součástka – nejčastěji GTO tyristor, MOSFET nebo IGBT tranzistor. Při sepnutí této součástky proud ze zdroje napětí do spotřebiče, při rozepnutí je proud vlivem indukovaného napětí v indukčnosti (tlumivka) i parazitní vlastnosti obvodu) protlačen zátěží stále ve stejném směru a uzavírá se nulovou diodou.

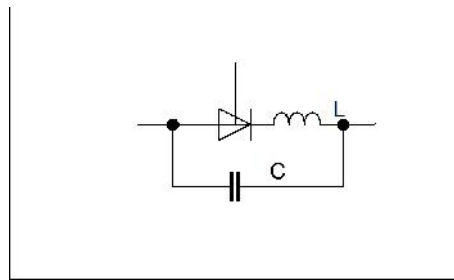
Principy regulace střední hodnoty napětí mohou být v zásadě tři a jsou použitelná i pro další typy stejnosměrných mni:

- s konstantní dobou sepnutí
- s konstantním spínacím kmitočtem (PWM)
- dvouhodnotové řízení

Řízení s konstantní dobou sepnutí se používalo především v počátečním období pulzních mni, kdy byl jako spínací prvek využíván klasický tyristor. Ten je možné zapnout proudovým pulzem

na hradlo, avšak vypnout ho lze pouze dostatečně dlouhým přerušením toku anodového proudu. Pro tyto účely byly nutné vypínací, tzv. komutační obvody. Jejich nejjednodušší variantou byl pouze rezonanční obvod s kondenzátorem a tlumivkou (mnohočetný typ Morgan). Po sepnutí tyristoru okamžitě nastává periodický děj na akumulacích prvcích a doba sepnutí je dána pouze hodnotami těchto součástí. Jedná se v podstatě o monostabilní klopný obvod, kde doba kyvu je dána rezonanční frekvencí

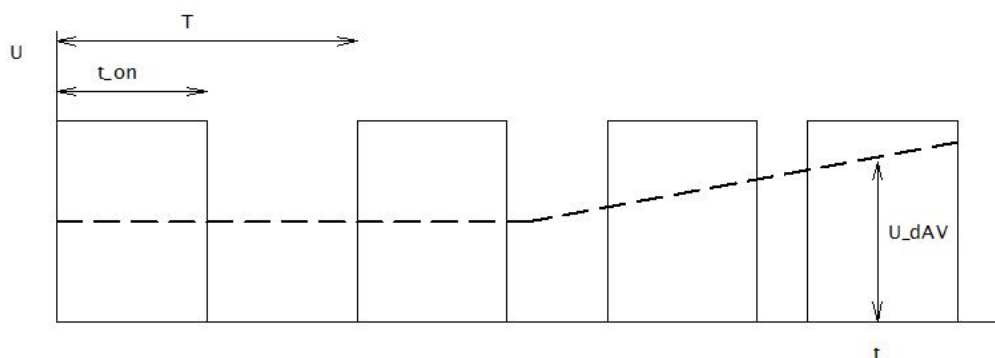
$$f_{\text{rez}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [\text{Hz, H, F}] \quad (7)$$



Obr. 5 – Jednoduchý LC komutační obvod

Vzhledem k tomu, že tato doba kyvu je pevně dána ($t_{\text{on}} = \text{konst.}$), je možné mít výstupní napětí mnohem pouze frekvencí spínání tyristoru.

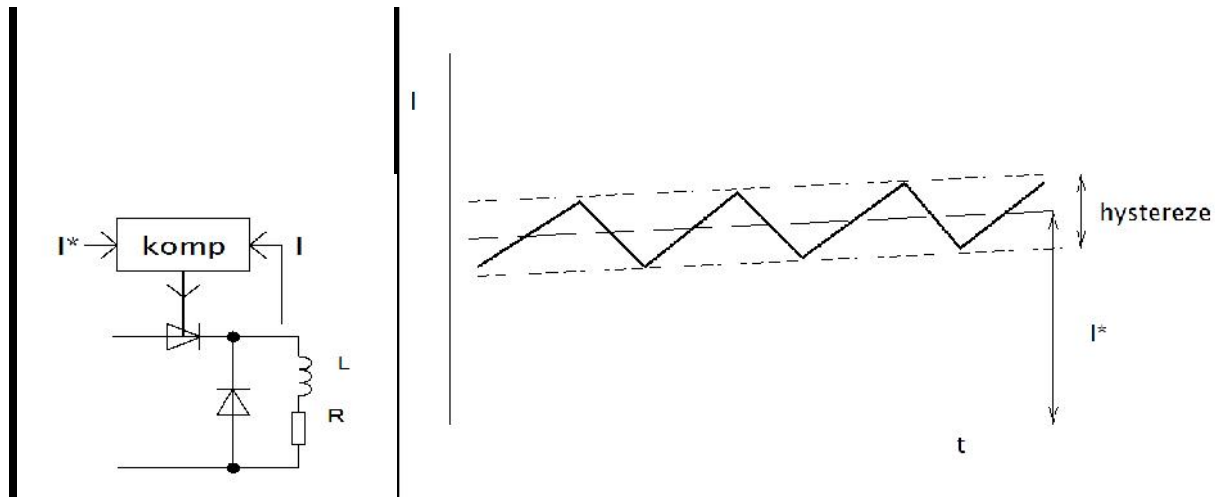
$$U_{\text{dAV}} = \frac{t_{\text{on}}}{T} * U_{\text{in}} = f * t_{\text{on}} * U_{\text{in}} \quad [\text{V, Hz, s, V}] \quad (8)$$



Obr. 6 – řízení s konstantní dobou sepnutí

Jak již bylo zmíněno, výhodou je jednoduchý obvod. V současné době se tohoto principu prakticky využívá výjimečně, například ve speciálních aplikacích jako jsou rezonanční měniče, u kterých je snaha vypínat součástku v nule proudu kvůli snížení vypínacích ztrát (viz [2]).

Dvouhodnotové řízení je takové, kde je regulovaná veličina (například proud) udržována kolem požadované hodnoty v určitém tolerančním pásmu pomocí komparátoru. Ten porovnává žádanou hodnotu (I^*) se skutečnou (I) a podle jejich relace vypíná nebo zapíná tyristor. Toleranční pásmo je dáno šířkou hystereze použitého komparátoru.



Obr. 7 – Dvouhodnotové řízení s komparátorem

Výhodou tohoto způsobu je poměrně jednoduchá realizace řídicích obvodů. V podstatě stačí pouze komparátor, v analogové formě tvořený operačním zesilovačem, který je často přímo součástí mikrokontroléru. Může také nemůže z principu své činnosti pracovat v režimu přerušovaných proudů, pokud je totiž žádaný proud menší než $\frac{I_{out}}{2}$, proud je trvale nulový. Za nevýhodu může být považována průměrná spínací frekvence (často v podstatě nepředvídatelná) závislá na druhu zatížení a zatížovacím proudem.

V současné době je nejužívanější princip pulzní šířkové modulace (PWM – pulse width modulation). Tato spočívá ve střídavém zapínání a vypínání spínače při konstantní periodě spínání. Zmínkou poměru délky sepnutí (t_{on}) k celkové periodě spínání (T), se míní střední hodnota napětí na zatížení. Tomuto poměru se říká střední zatížovatel D . Situaci lze vyjádřit následující rovnicí.

$$U_{dAV} = \frac{t_{on}}{T} * U_{in} = D * U_{in} \quad (9)$$

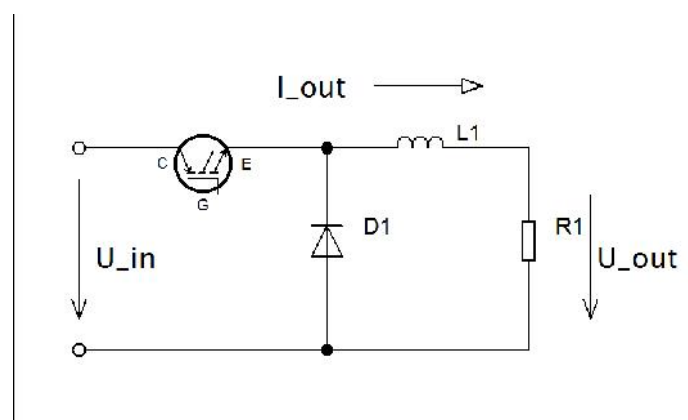
Hlavní výhodou tohoto způsobu řízení je, že frekvence spínání je konstantní (případně může být odstupňována v několika skocích, například u lokomotiv Škoda 69/71E), tedy je možné snáze odfiltrovat vyšší harmonické pronikající do sítě. To je žádoucí z hlediska elektromagnetické kompatibility

v těchto obvodech, které nesmí být rušeny – na železnici například vyloučené frekvence určené pro zabezpečovací zajištění (50, 75, 275Hz).

2.2.2 Snižující pulzní měniče

Jak již bylo zmíněno, snižující pulzní měnič je základní a typický představitel stejnosměrných měničů. Jak už název napovídá, dovoluje vstupní napětí pouze snižovat ($U_{out} < U_{in}$).

Princip funkce je následující: při sepnutí polovodičového spínače je na zátěž přivedeno napětí a začne jí procházet proud v naznačeném směru. V případě, že v zátěži dominuje induktivní charakter, po rozepnutí spínače má proud snahu udržet proudní směr a je protlačován indukovaným napětím přes nulovou diodu. Obecně má proud vlivem RL zátěže průběh exponenciálně klesající nebo rostoucí s časovou konstantou $\tau = L/R$. Vzhledem k tomu, že perioda spínání je desetkrát zhruba kratší než tato časová konstanta, je možné nahradit průběhy plynoucí. Dále mohou nastat dvě možnosti: v případě, že po dobu rozepnutí spínače proud nestí klesnout až na nulu, spínač sepne a proud opět narůstá. Tomuto režimu se říká nepřerušovaný proud. V opačném případě, kdy proud při rozepnutém spínači klesne na nulovou hodnotu, se říká přerušovaný proud. Z hlediska regulace je žádoucí provozovat měnič v režimu nepřerušovaného proudu a na tuto oblast proudu má vliv i způsob řízení (viz příslušná kapitola [1] nebo [2]).



Obr. 8 – Snižující pulzní měnič

Poměry v obvodu lze popsat již zmíněnou rovnicí

$$U_{outAV} = \frac{t_{on}}{T} * U_{in} = D * U_{in} \quad (10)$$

pro i emž zatřovatel D je v intervalu <0;1>, pak st ední hodnoty výstupního nap tí musí být menší nebo nejvýše rovna vstupnímu nap tí.

Pro i sepnutí tranzistoru je obvod popsán rovnicí dle 2. Kirchhoffova zákona

$$U_{out} = R \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (11)$$

a pro i rozepnutí

$$0 = R \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (12)$$

Pro st ední hodnotu proudu platí

$$I_{outAV} = \frac{U_{out} - U_i}{R} \quad (13)$$

kde U_i je indukované protinap tí, pokud by se na zát ži vyskytovalo (nap íklad rozto ený stroj).

V publikaci [2] je odvozen vztah platný pro dvouhodnotové ízení a ízení s PWM

$$(i \cdot f \cdot L)_{max} = \frac{U}{4} \quad (14)$$

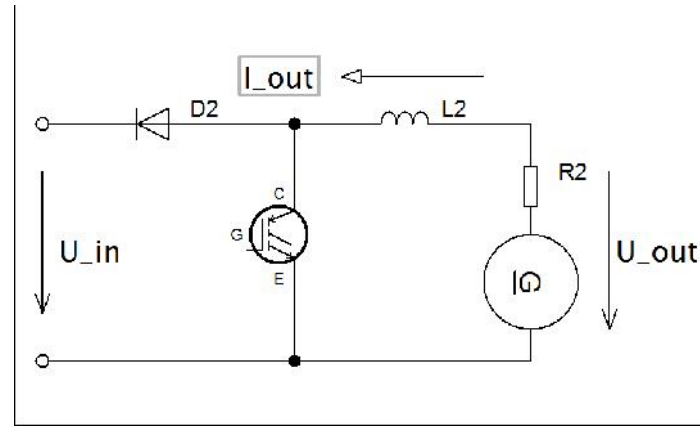
kde i je zvl ní proudu zát že, f je spínací frekvence, L induk nost obvodu a U napájecí nap tí.

Ze vztahu 14 plyne, že pro minimalizaci zvl ní proudu zát že pro daném nap tí a induk nosti zát že je třeba zvyšovat spínací frekvenci. Vysoké spínací frekvence mají p íznivý vliv na zmenšování rozm r vyhlazovací tlumivky a odrušovacích filtr (klesá hmotnost celého za ízení), pokud je nosná frekvence spínání navíc vyšší než cca 20kHz, je za prahem vnímání lidského ucha a případné nep íjemné mechanické rezonance nejsou slyšet. Vysoké spínací frekvence však vyžadují pat i n rychlé spínací sou ástky a dostate ný odvod tepla vznikajícího v polovodi ové struktu e pro i t chto rychlých procesech. Tomuto problému je áste n v nována kapitola 3.1.1.

2.2.3 Zvyšující pulzní m ni

V případě, že zát ž tvo í za ízení, které je schopné se chovat jako zdroj nap tí (v případě elektrické trakce typicky motor v generátorickém režimu), je možné zm nit tok energie z tohoto zdroje zp t

do napájecí sítě. Tohoto principu se užívá při rekuperačním brzdění vozidel. K tomu je potřeba právě zvyšující pulzní měnič, v anglické literatuře boost converter.



Obr. 9 – Zvyšující pulzní měnič

Při sepnutí tranzistoru je obvod popsán rovnicí

$$U_i = R \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (15)$$

proud se uzavírá ze stroje přes L, R a přes sepnutý tranzistor a exponenciálně narůstá. Po rozepnutí tranzistoru má proud snahu udržet svůj směr a velikost a je protlačován do napájecího zdroje.

$$U_{in} - U_i = R \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (16)$$

Proud exponenciálně klesá a v okamžiku kdy $U_{in} > U_{out}$ proud zaniká. Celý cyklus se opět opakuje.

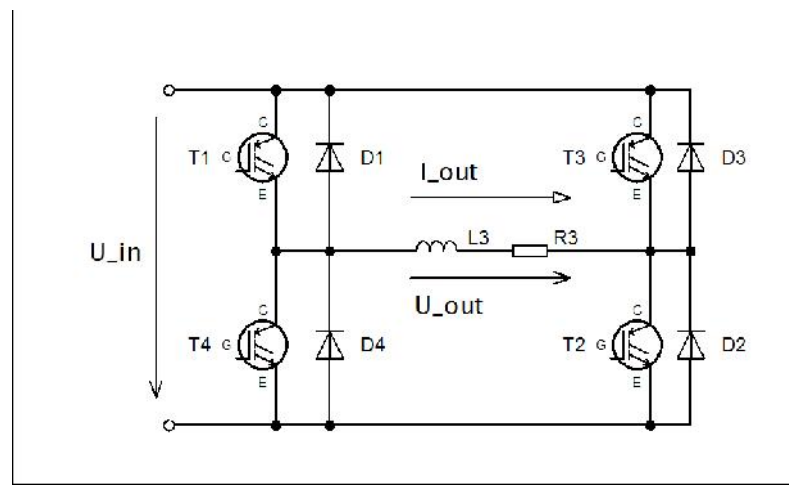
Vyjádření středních hodnot napětí na zátěži a proudu je možné pomocí rovnic

$$U_{outAV} = \frac{t_{off}}{T} * U_{in} = \frac{T - t_{on}}{T} * U_{in} = (1 - D) * U_{in} \quad (17)$$

$$I_{outAV} = \frac{U_i - U_{out}}{R} \quad (18)$$

2.2.4 H-m stek

Nevýhodou obou předchozích zapojení je, že proud a napětí mohou nabývat pouze jedné polarity. Někdy je ovšem potřeba proud, případně napětí na zátěži opačné polarity. To nám umožní topologie zvaná H-m stek neboli čtyřkvadrantový měnič. Toto zapojení umožňuje práci ve všech čtyřech kvadrantech voltampérové charakteristiky a je vhodné právě pro napájení kotvy nebo buzení CB stroje, protože umožňuje jejich reverzaci.



Obr. 10 – H-m stek tzv. čtyřkvadrantový měnič

Obvod popisuje obrázek 10, kde zátěž RL představuje buďcí vinutí motoru. H – m stek tvoří čtyři spínače a k nim antiparalelně připojené diody, které mají funkci nulových diod (pokud zátěž teče proud a není sepnutý žádný spínač, uzavírají proud do zdroje).

Spínají vždy dva spínače umístěné diagonálně, tedy $T1+T2$ resp. $T3+T4$ a podle sekvence spínání rozlišujeme několik druhů spínání. Podle toho, zda se na zátěži v jedné periodě vyskytují obě polarity napětí nebo jedna, rozlišujeme *bipolární* a *unipolární* řízení a podle toho, zda v diagonále spínáme oba tranzistory současně nebo necháme jeden trvale sepnutý po celou dobu periody a druhý spínáme (PWM), rozlišujeme *komplementární* a *nezávislé spínání*.

U bipolárního řízení komplementárním spínáním se střídají ve vedení střídavě současně sepnuté $T1+T2$ a v druhé části periody současně sepnuté $T3+T4$ a podle zvoleného poměru doby sepnutí (střídavě) převládá určitá střední hodnota napětí na zátěži. Ta může být kladná nebo záporná, stejně tak může být i proud kladný nebo záporný. V oblasti kolem nuly tak může docházet k přecházení z I. do III. kvadrantu VA charakteristiky. Tento způsob je z hlediska implementace řízení nejjed-

nodušší a využívá se například u servopohon menších výkonů, kde je důležitá rychlá dynamika a nevadí poměrně velká statická složka napětí a proudu na zátěži. Bipolární řízení H-motorku lze zapsat rovnicí

$$U_{\text{out}} = \frac{1}{T} (U^*T_1 - U^*T_2) = U^*(2D - 1) \quad (19)$$

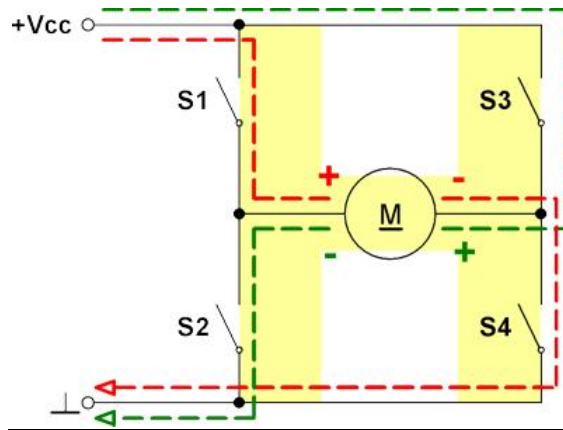
kde T je perioda spínání, T_1 je čas sepnutí jedné diagonály a T_2 čas sepnutí druhé diagonály. Nulové napětí je při zatřetí $D = 1/2$.

Při bipolárním řízení s nezávislým spínáním se při daném směru proudu spínají pouze spínače v jedné diagonále a po jejich vypnutí se během zbytku periody proud uzavírá antiparalelními diodami druhých dvou (vypnutých) spínačů.

U unipolárního řízení je vždy jeden spínač v diagonále sepnut se zpožděním o $T/2$ za druhým spínačem. Stejně jako u bipolárního řízení budeme spínat komplementární tranzistor ve vteřině, nebo zůstává vypnutý. V případě potřeby se provede reverzace proudu tak, že se obdobným způsobem spínají prvky v opačné diagonále.

Výhodou unipolárního řízení je dvojnásobná frekvence proudu na zátěži oproti spínací frekvenci a tedy i menší vlnění proudu, algoritmy řízení jsou však složitější.

Obecně při komplementárním řízení, kdy se v jedné vteřině stídají spínače ve vedení, je nutné vždy na určitou krátkou dobu oba spínače nechat vypnuté, aby obnovily svoji blokovací schopnost. Této době se říká dead time (mrtvý čas) a je nutná, aby při současném sepnutí obou spínačů nedošlo k tvrdému zkratu napájecího zdroje. Tato doba je závislá na typu polovodičové součástky a u IGBT tranzistorů se pohybuje v řádu jednotek μs . Mrtvé doby však vnášejí do systému nelinearitu, což může být z hlediska regulace komplikací.



Obr. 11 – Plně říditelný H-m stek

2.3 Regulace CB stroje

Pro odvození blokového schéma CB stroje vycházíme z rovnic z kapitoly o stejnosměrném stroji

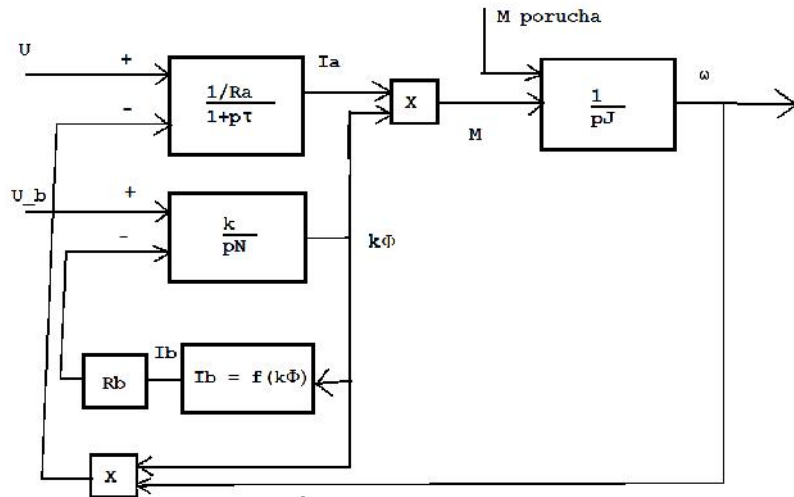
$$U_i = k_e \cdot \omega \quad [\text{V}, \text{Wb}, \text{rad/s}] \quad (1)$$

$$M_i = k_t \cdot I_a \quad [\text{Nm}, \text{Wb}, \text{A}] \quad (2)$$

$$U_b = R_b \cdot I_b + L \frac{dI_b}{dt} = R_b \cdot I_b + N \frac{d\Phi}{dt} \quad (20)$$

a doplníme ji rovnicí pro momentovou rovnováhu

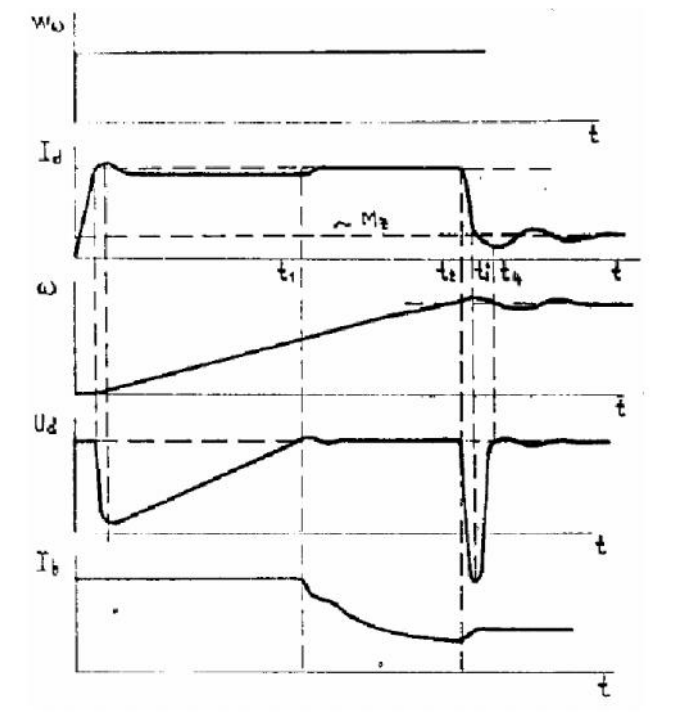
$$M_i - M_z = J \frac{d\omega}{dt} \quad [\text{Nm}, \text{kgm}^2, \text{rad/s}] \quad (21)$$



Obr. 12 – Blokové schéma cize buzeného stroje[6]

Blokové schéma CB stroje tvoří díky magnetizační charakteristice $I_b = f(k\Phi)$ a součinným nelineárním systémem. Ten lze linearizovat v blízkém okolí určitého pracovního bodu viz [6].

Při regulaci motoru se častokrát využívá nadřazená otáková a podřazená proudová regulace. Na obr 13 je možné sledovat průběhy jednotlivých veličin při takové regulaci. V první fázi regulace probíhá tak, že se motor jmenovitě nabudí ($\Phi = \text{konst}$, díky čemuž nemusíme uvažovat nelineární magnetizační charakteristiku) a začne se zvyšovat napájecí napětí kotvy (to je po prvotním skoku omezeno vlivem saturace regulátoru proudu). Napětí se zvyšuje při konstantním kotevním proudu (tedy i momentu) až na jmenovitou hodnotu. V této fázi již není možné zvyšovat napětí, aby nedošlo k poškození izolace vinutí a následnému přeskočení. Motor je však dimenzován tak, že tento bod nastává při 1/3 až 1/2 maximální rychlosti vozidla, proto je žádoucí otáčky ještě zvýšit. Toho můžeme docílit odbuzením stroje, což je vidět na průběhu I_b . Při odbuzování otáčky stoupají, až dosáhnou maximální hodnoty. Tato mez je dána schopností motoru pracovat v odbuzeném stavu. V závislosti na typu motoru (zda má komutační, případně kompenzační vinutí) je stejnosměrný stroj možné odbudit na zhruba 30 až 40 % jmenovité hodnoty. V tento okamžik již otáčky nestoupají, regulátor proudu je odsaturovaný a udržuje pouze potřebný moment na překonání momentu zátěže.



Obr. 13 – Průběhy veličin při regulaci otáček CB stroje [6]

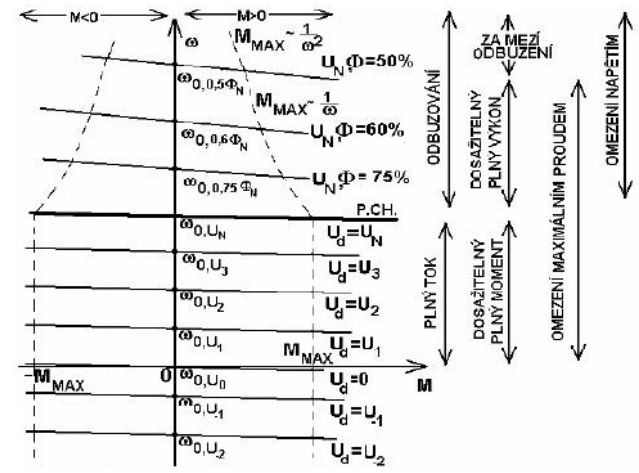
(ω_wžádané otáčky, I_dkotevní proud, ωskutečné otáčky, U_dnapájecí napětí kotvy, I_bbudicí proud)

Regulace cizí buzeného motoru je možné pozorovat na obrázku 13. Vodorovné křivky jsou pro různé charakteristiky motoru při daném napětí a budícím proudu. Plynulou regulací pomocí pulzního řízení je možné „složit“ z nekonečného množství těchto charakteristik výslednou charakteristiku tvořící obálku nazvanou přerušovanou čarou. Jak již bylo popsáno výše, nejdříve je plynule zvyšováno napětí, čímž se posouvá charakteristika k vyšším otáčkám. Při dosažení jmenovitého napětí již není možné ho dále zvyšovat, jedinou možností, jak otáčky zvýšit, je motor odbudit, čímž se charakteristika již neposouvá, ale mění se její sklon. Do této doby motor pracoval s konstantním momentem, dále motor pracuje s konstantním výkonem. Tomu odpovídá i to, že s rostoucími otáčkami hyperbolicky klesá dosažitelný moment. Vyjdeme z rovnice pro výkon motoru

$$P = M \cdot \omega \quad [\text{W, Nm, rad/s}] \quad (22)$$

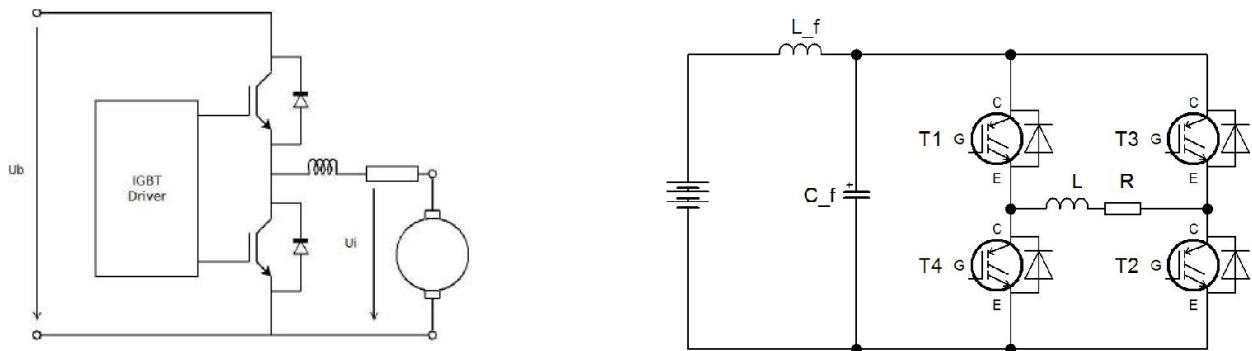
$$\Rightarrow M = \frac{P}{\omega} = \frac{\text{konst}}{\omega}$$

kde P je výkon, M je točivý moment stroje a ω jsou jeho otáčky.



Obr. 14 – Princip regulace CB motoru posunem charakteristik [7]

3. PRAKTICKÁ REALIZACE M NI E



Obr. 15 – Vlevo obvod napájení kotvy (práce Ing. Jana Daliby [13]), vpravo obvod napájení buzení (p edm t této práce)

3.1 Hardware

3.1.1 Silový obvod m ni e

Celkové schéma silového obvodu je na obrázku 17. Je použita deska plošných spoj se základovým materiálem FR4 tlouš ky 1,5mm se zesílenou m d nou fólií tlouš ky 70 μ m (ostatní desky mají 18 μ m) kv li vyššímu proudovému namáhání.

Obvod je napájen z trak ní baterie o nap tí 200V a jmenovitý výstupní proud je 10A.

Vzhledem k tomu, že reverzace motoru bude provád na v obvodu buzení, bylo zvoleno zapojení do H-m stku, které umož ũje tok proudu zát Źí v obou sm rech. Kv li rychlým zm nám p i spínání obvodu (spínací frekvence se p edpokládá 20kHz) a nezanedbatelné induk nosti p ívodních

kabel od akumulátorové baterie je potřeba zajistit vhodný „lokální“ zdroj napětí po pokrytí proudových špiček. Tomuto účelu slouží skupina elektrolytických kondenzátorů na vstupu minie. Jejich kapacita byla volena s ohledem na minimální zvlňení napětí takto

$$i = C \frac{du}{dt} \quad (23)$$

$$\Rightarrow C = I \frac{\Delta t}{\Delta u} = I \frac{1}{f \cdot \Delta u} = \frac{10}{20000 \cdot 1} = 500 \mu\text{F}$$

kde I je proud zatížení, f je spínací frekvence a u je zvolené zvlňení napětí.

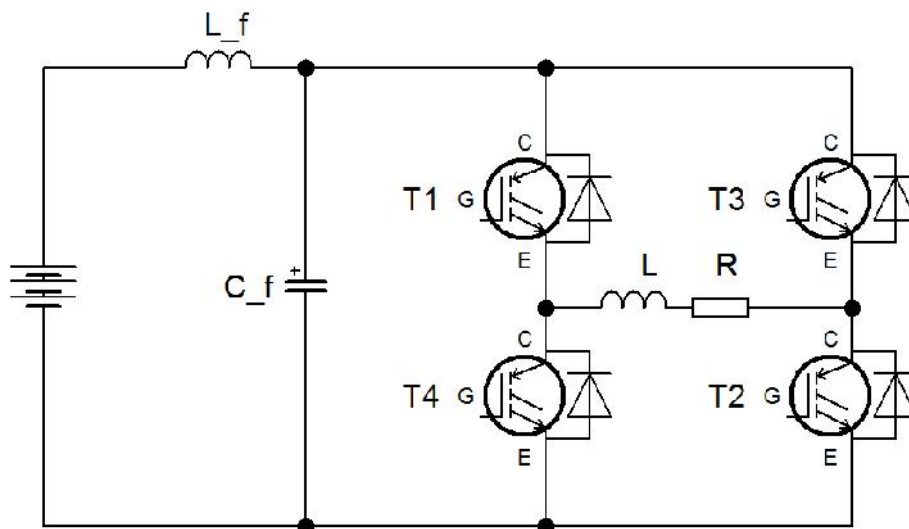
Volím tedy šest elektrolytických kondenzátorů $100 \mu\text{F}/400\text{V}$ zapojených paralelně a tvořících tak baterii $600 \mu\text{F}$. Při připojení na napájecí napětí 200V by byl nabíjecí proud kondenzátorů omezen pouze parazitní induktivitou a odporem obvodu, ovšem ten je zanedbatelný a mohlo by tak vlivem značného nárazového proudu dojít k jejich poškození. Proto je do obvodu zapojen odbíjecí odpor, který omezí maximální hodnotu proudu a zajistí tak pozvolné nabití kondenzátorů na jejich jmenovitou hodnotu (RC časová konstanta). Odpor jsem zvolil $2\text{k}\Omega$ a časová konstanta lze považovat za ukončenou za dobu 5τ . Konkrétně tedy

$$\tau = RC = 2000 \cdot 600 \cdot 10^{-6} = 1,2\text{s} \quad (24)$$

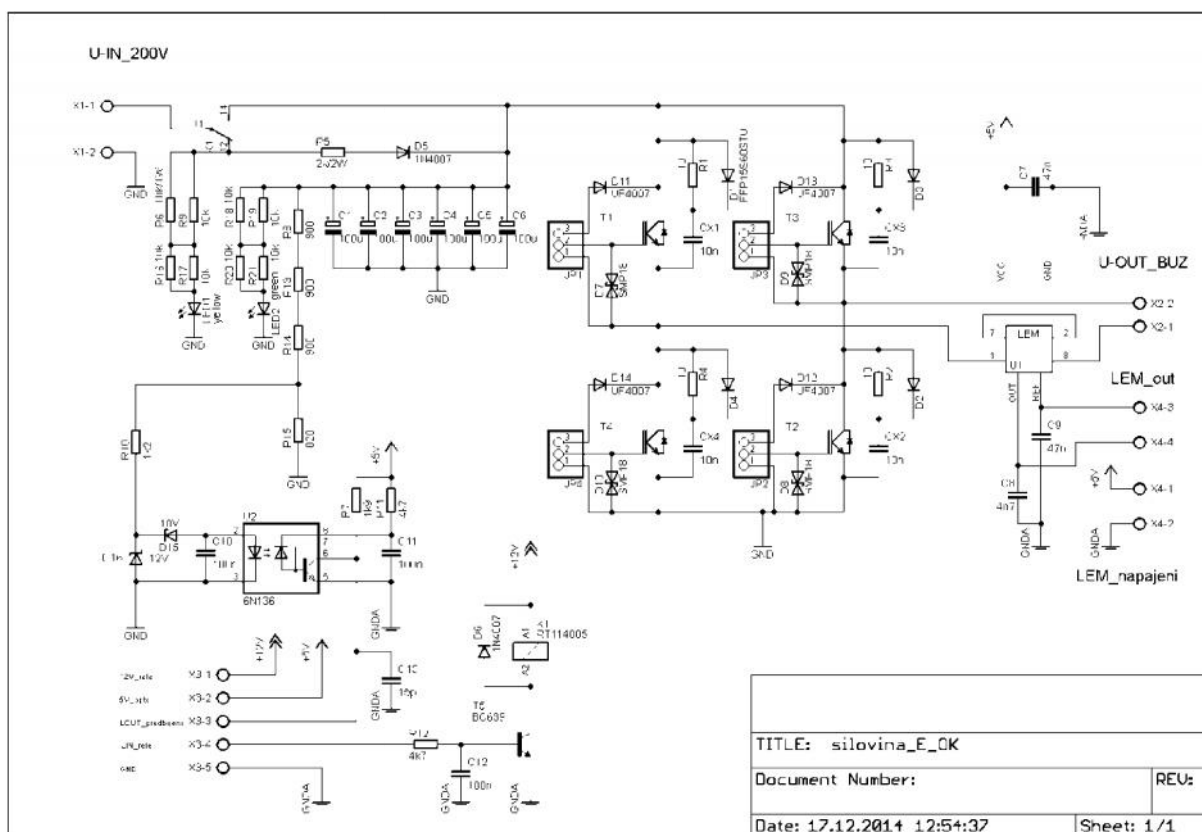
kde τ je časová konstanta, R je velikost odbíjecího odporu, C je nabíjená kapacita.

Během nabíjení nesmí být minie v provozu a je třeba zajistit blokování pulzů. Zároveň je stav odbíjení signalizován žlutou LED1 diodou. Existence napětí na kondenzátorové baterii je signalizována zelenou LED2 diodou.

Po nabití je nutné odbíjecí odpor překlenout, což je provedeno pomocí relé, které rovněž zajistí galvanické oddělení výkonového a řídicího obvodu. Relé má kontakt NC spojen s odbíjecím odporem a kontakt NO spojen přímo s kondenzátorovou baterií. Cívka relé je napájena z 12V (svorka X3-1) a je spínána pomocí tranzistoru T5. Jedná se o signálový bipolární tranzistor BC639, jehož báze je napájena z řídicí jednotky napětím $3,3\text{V}$ (svorka X3-4). K cívkce je antiparalelně zapojena dioda (D6), sloužící k omezení proudových špiček při vypínání.



Obr. 16 – Základní schéma zapojení silového obvodu (RL reprezentuje budící vinutí motoru)



Obr. 17 – Celkové schéma silového obvodu

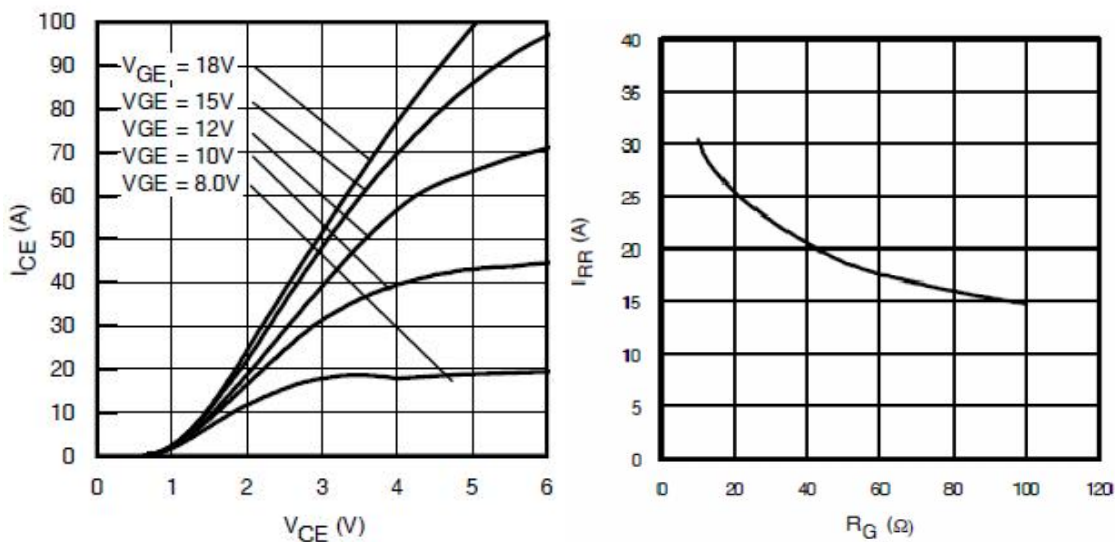
Signalizace dosažení provozního napětí na vstupní kapacitě je realizována pomocí odporového díle R8, R13, R14, R15 a optronu, který zajistí optické oddělení výkonové části od řídicí. Po dosažení napětí cca 160V bude na diodě i takové napětí, které překročí Zenerovo napětí diody D15 (10V) a ta pustí proud do optronu. Ten sepnou vnitřní tranzistor, a protože je jeho výstup typu otevřený kolektor, na logickém výstupu (svorka X3-3) se objeví logická 0 a signalizuje tak řídicímu

systemu dokonale přebíjení. Ten poté může vydat povel pro sepnutí relé. Pro správnou funkci je nutné optron napájet napětím 5V na svorku X3-2.

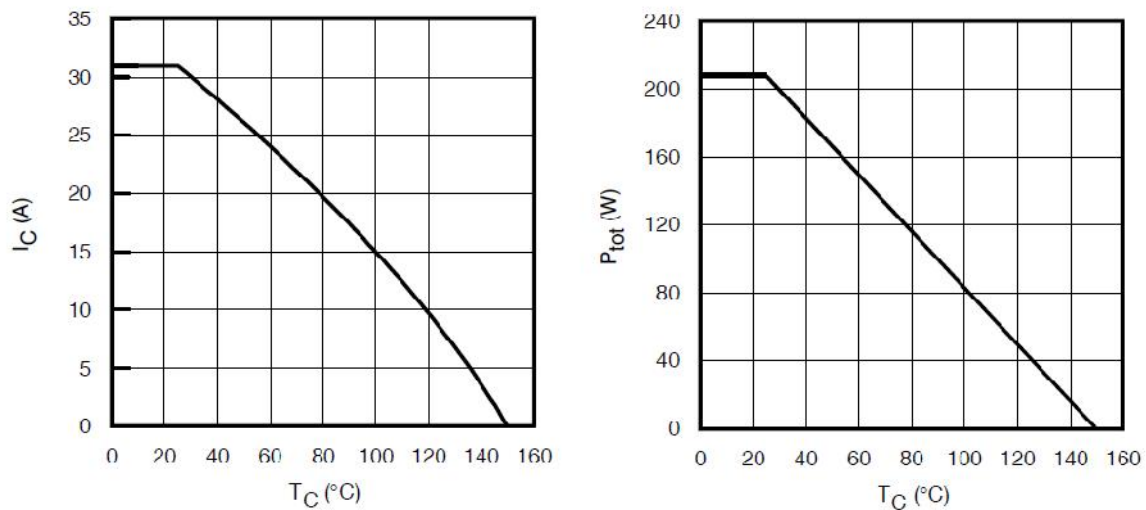
Jak již bylo zmíněno, spínací prvky tvoří tzv. H-možnost. Protože se jedná o obvod stejnosměrný, jako **spínací prvek** přichází v úvahu vypínatelná součástka. GTO tyristor pro tuto aplikaci není vhodný jednak vzhledem k jeho nízkým spínacími kmitočetmi (zde je předpokládána spínací frekvence 20kHz) a také kvůli vyšším požadavkům na výkon jeho budicích obvodů. V současné době se v této výkonové třídě pohybují i prvky MOSFET s obdobnými parametry, nicméně zejména z důvodu nižšího úbytku napětí U_{CE} v propustném stavu, padlo rozhodnutí použít IGBT tranzistor. Byl zvolen IGBT tranzistor IRGB15B60 od firmy International Rectifier, jehož základní parametry jsou shrnuty v tabulce 1. Společně s tranzistorem je v pouzdru zabudovaná antiparalelní zapojená dioda, která má funkci nulové diody a je pro správný chod tohoto modulu nezbytná.

Tab. 1 – Základní parametry tranzistoru IRGB15B60

V_{ces}	600V
I_c	31A
I_{c_peak}	62A
P_{tot}	208W
V_{CE_on}	1,8V
t_{sc}	10 μ s



Obr. 18 – Vlevo výstupní charakteristika IGBT a vpravo závislost zotavovacího proudu na odporu báze



Obr. 19 - Závislost dovoleného kolektorového proudu a tepelných ztrát na teplot

Na obrázcích je vidět závislost kolektorového proudu a celkových tepelných ztrát na teplotě pouzdra. Zdá se, že při edimenzování součástky má za pozitivní důsledek, že při jmenovitém zatížení 10A se může součástka více ohřát a není potřeba velké chlazení.

Kromě vodivostních ztrát není možné, vzhledem k vyššímu kmitočtu, zanedbat ztráty spínací. Hodnoty ztrátových energií při zapnutí (E_{on}) a vypnutí (E_{off}) je možné vyčíst z datového listu.

$$P_{spínací} = f * (E_{on} + E_{off}) = 20 * 10^3 * (330 + 455) * 10^{-6} = 15,7W \quad (25)$$

$$P_{vodivostní} = U_{CE_{on}} * I_C = 1,8 * 10 = 18W \quad (26)$$

$$P_{celkové} = P_{spínací} + P_{vodivostní} = 15,7 + 18 = 33,7W \quad (27)$$

Jak je zřejmé z výpočtu, zhruba polovinu ztrát tvoří vodivostní ztráty a polovinu spínací. Při nízké spínací frekvenci již spínací ztráty dominují a je žádoucí je omezit. Mezi klasické metody pro zamezení spínacích proudů a omezení ztrát během spínání tranzistoru patří tzv. snubbery – RCD odlehovací síť. Ty jsou tvořeny kombinací odporu, kondenzátoru a diody, paralelně ke každému tranzistoru. Jejich úkolem je zpomalit nárůst napětí U_{CE} během vypínání tranzistoru, čímž se omezí součin $I_C * U_{CE}$ a tím také spínací ztráty.

Při výpočtu kapacity vycházíme ze vzorce

$$I_C = C \cdot \frac{du_{ce}}{dt} \quad (28)$$

$$\Rightarrow C = \frac{I_C t_f}{2 \cdot U_{CE}} = \frac{10 \cdot 36 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 80} \approx 10 \text{ nF}$$

kde I_C je kolektorový proud, t_f je doba poklesu proudu I_C , U_{CE} je napětí mezi kolektorem a emitorem při přerušení proudu.

Kondenzátor musí být umístěn co nejbližší k tranzistoru a musí být dostatečně rychlý bez parazitní indukčnosti, čemuž vyhovují fóliové polypropylenové kondenzátory.

Po sepnutí tranzistoru je nutné proud omezit odporem, zároveň je nutné zajistit, aby odpor nebyl příliš velký a kondenzátor se stačil vybít.

$$R = \frac{U_{ce}}{I_{max}} = \frac{200}{20} = 10 \quad (29)$$

Ověříme ještě, že časová konstanta je kratší než nejkratší možná doba pulzu

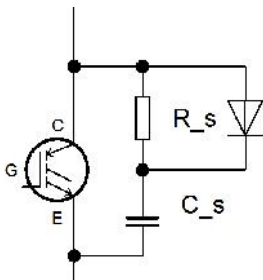
$$= RC = 10 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 100 \text{ ns} \quad (30)$$

$$4 \tau = 400 \text{ ns} < 1/10f = 1/(10 \cdot 20 \text{ kHz}) = 50 \mu\text{s}/10 = 500 \text{ ns}$$

Při vybíjení kondenzátoru se energie má v odporu a ten je třeba patřičně výkonově dimenzovat.

$$P = \frac{1}{2} CU^2 f = \frac{1}{2} \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 200^2 \cdot 20 \cdot 10^3 = 4 \text{ W} \quad (31)$$

Odpor volím 10 /5W drátový v keramickém pouzdru.



Obr. 20 – Odlehovací obvod tranzistoru

Diodu je třeba dimenzovat na shodné parametry jako tranzistor a je třeba volit takzvané rychlé diody s krátkou dobou zotavení a odolností proti $\frac{du}{dt}$. Byla vybrána dioda FFP15S60 s následujícími parametry.

FFP15S50

I (A)	15
U _R (V)	600
t _{rr} (ns)	35
U _F (V)	2,6

Jinou možností je diodu vypustit a osadit pouze prvky RC, případně odlehčovací obvod vůbec neosazovat a zvolit tzv. tvrdé spínání tranzistorů. Vhodná volba tohoto obvodu musí být provedena v úzké vazbě na způsob řízení a ověřena praktickým měřením.

Výkonové polovodičové (IGBT a snubberové diody) jsou umístěny ze spodní strany desky, aby mohly být položeny a přišroubovány na hliníkový chladič. Při návrhu vycházíme z dovoleného oteplení součástky a předpokládaných ztrát.

$$P_{\text{celkové}} = \frac{\Delta T_{ja}}{\Delta R_{th(ja)}} \quad [\text{W, K, K/W}] \quad (32)$$

Při měření $P_{\text{celkové}}$ jsou celkové ztráty v součástce, ΔT_{ja} je rozdíl teplot čipu a okolí, $\Delta R_{th(ja)}$ je celkový tepelný odpor mezi čipem a okolím (zahrnuje odpor přechodu z čipu do pouzdra, z pouzdra do chladiče a z chladiče do okolí). Okolní teplotu uvažujeme 40 °C a nejvyšší teplotu čipu 120°C (viz obr. 19). Při oteplení na 120°C je tranzistor možné zatížit ztrátami 40W, což vyhovuje, protože je to více, než vypočtená hodnota 33,7W. Hodnoty tepelných odporů přechodu získáme z katalogového listu součástek a chladiče. Chladič by měl mít tepelný odpor

$$R_{th(sa)} = \frac{\Delta T_{ja}}{\Delta P} - R_{th(jc)} - R_{th(cs)} = \frac{120-40}{40} - 0,6 - 0,5 = 0,9\text{K/W}$$

Propojení výkonových tranzistorů s jejich budiči je provedeno pomocí títinových vidlic délky 45mm. Rychlá dioda UF4007 (D11, D12, D13, D14) zapojení ke kolektoru je součástí desaturací ochrany, popsané v pasáži o budičích. Jako ochrana proti případnému přepětí a prázdnému přechodu gate-emitor (dle datasheetu je $U_{GE\text{max}} = \pm 20\text{V}$), je zařazen bipolární tranzistor s prázdným napětím 18V.

Poslední potřebnou součástí měřicího měřidla měření proudu, nezbytné pro způsob vazební regulaci. Jako měřidla proudu se standardně používají měřidla na bázi Hallovy sondy, jejichž nejvýznamnějším výrobcem je švýcarská firma LEM. Výhodou je galvanické oddělení měřeného obvodu od obvodu zpracování signálu. Konkrétně se jedná o typ HXS 10 – NP. měřidlo je schopné měřit proudy v rozsahu do

$\pm 10\text{A}$, resp. $\pm 20\text{A}$ (v efektivních hodnotách) dle způsobu zapojení vstupních vývodů. V tomto případě bylo zvoleno sériové spojení, které umožňuje proudy do jmenovité hodnoty 10A. Výhodné je také nesymetrické napájení +5V (svorka X4-1 +5V, X4-2 GND). V následující tabulce jsou základní údaje o idlu:

Tab. 2: Základní údaje LEM HXS-10

U_{cc}	+5V(5%)
I_{cc}	22mA
presnost	<1%
linearita	0,5%
šířka pásma	0-50kHz
výstupní impedance	<10

idlo také obsahuje výstup interního referenčního napětí 2,5V (svorka X4-3), v němž se vztahuje analogový výstup (svorka X4-4) a je tak možné na výstup připojit diferenciální zesilovač a napětí podle potřeby zesílit. Analogové výstupní napětí lze vypočítat na základě vzorce

$$U_{out} = U_{ref} \pm 0,625 \frac{I_p}{I_{pn}} \quad (33)$$

přičemž I_p je okamžitý primární proud idlem, I_{pn} je jmenovitý primární proud (zde 10A).

Vzhledem k tomu, že měřicí signál je z idla veden do A/D převodníku mikrokontroléru, který pracuje s napětím 3,3V, je třeba signál patřičně upravit pomocí operačního zesilovače tak, aby mohl měřit obě polarity proudu, jak je naznačeno v tabulce (více v části o řídicí části měření).

Tab. 3: Napětí vstupující do AD převodníku

budicí proud motoru I_b	vstupní napětí do AD převodníku
+10A	3,3V
0A	1,65V
-10A	0V

3.1.2 Budič

Budič je zařízení, které tvoří určitý interface mezi řídicími obvody a výkonovými spínači. Musí zajišťovat především správné spínání a vypínání polovodičových spínačů, tedy upravuje řídicí pulzy na požadované napěťové a proudové hladiny, pulzy tvaruje a může poskytovat další, především

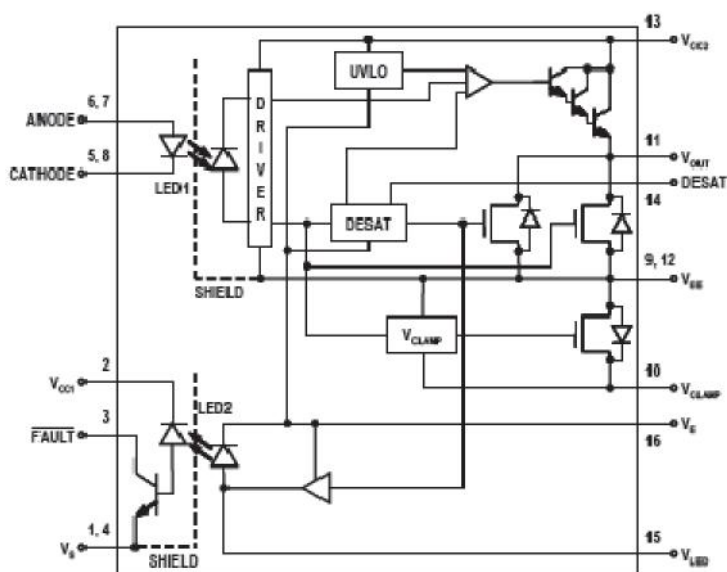
ochranné funkce. Existují specializované firmy (Concept), které takovéto obvody vyvíjí, ale v současné době už mají tzv. inteligentní moduly (IGBT) tyto pomocné obvody dostokrát v sobě přímo zahrnuté a je možné s nimi komunikovat klasickou TTL logikou. Pro menší výkony, kde jsou použity diskrétní tranzistory (což je i případ předkládaného modulu) je možné využít nabídky několika výrobců specializovaných integrovaných obvodů.

Jako budič byl vybrán integrovaný obvod ACPL331J. Ten je přímo určen pro buzení IGBT tranzistor se špičkovým hradlovým proudem 1,5A. Navíc v sobě obvod zahrnuje tyto ochrany:

- podpora (v případě poklesu hodnoty napájecího napětí budič se obvod odpojí)
- desaturace (nejrychlejší zkratová ochrana tranzistoru)
- „soft“ turn off (v případě požadavku se „jemně“ odbudí hradlo tranzistoru, čímž zabrání vzniku nežádoucích napěťových špiček v hlavním obvodu)

V případě zájmu o některé ochrany, aktivuje se signál FAULT, který má výstup s otevřeným kolektorem, a pomocí něhož je možné hlásit poruchu řídicímu obvodu.

Další značnou výhodou je, že IO v sobě přímo zahrnuje GaAsP opto-LED (jak pro vstupní signály pulzů, tak pro výstupní signály fault), který je zejména v případě horní skupiny tranzistorů nezbytný pro galvanické oddělení výkonové části od řídicí. Opto-LEDy mají tzv. míčku, která poskytuje minimální parazitní kapacitu mezi vstupem a výstupem (řádově desítky pF), ta je důležitá pro zamezení průchodných kapacitních proudů vlivem velkých $\frac{du}{dt}$ změn ve výkonovém obvodu.

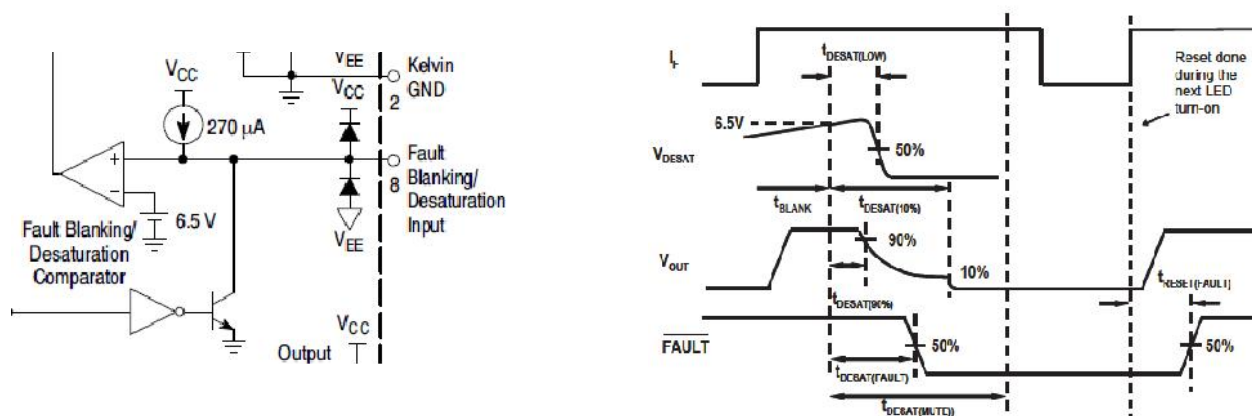


Obr. 21 – Blokový diagram budiče IGBT tranzistoru

Základní údaje o budiči jsou uvedeny v následující tabulce:

Tab. 4: Základní údaje budiče ACPL331J

napájecí napětí $V_{CC2} - V_{EE}$	33V
špičková hodnota výstupního proudu I_O	1,5A
zpoždění signálu t_{PHL}	250ns
zpoždění desaturační ochrany $t_{desatOL}$	1,5 μ s
zpoždění signálu FAULT po zaučinkování ochrany $t_{desatFAULT}$	0,5 μ s



Obr. 22 – Desaturační ochrana a časové průběhy při jejímu zásahu

$$I_g = \frac{Q_g}{t_{on}} = \frac{84nC}{66ns} = 1,27A \quad (34)$$

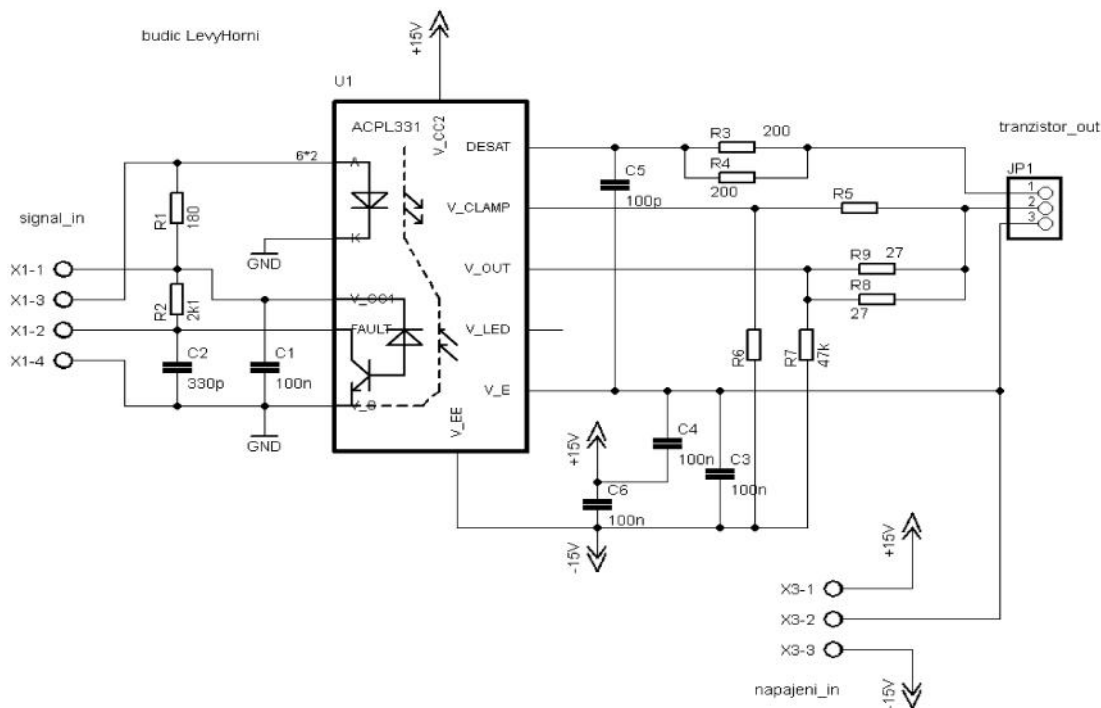
Zde je ve stručnosti zmíněn princip desaturační ochrany (obr. 22). Desaturační ochrana je rychlá hardwarová ochrana a má za úkol chránit tranzistor proti zkratovým proudům. Vychází z předpokladu, že v sepnutém stavu je při průchodu jmenovitého proudu I_c na tranzistoru úbytek napětí U_{CE} zhruba do 2V (situaci lze sledovat na obrázku 18). Avšak v případě, že tranzistorem začne procházet zkratový proud o vyšší než jmenovitý, napětí U_{CE} vzroste. Toto napětí porovnává komparátor uvnitř budiče s referenčním napětím, a pokud překročí hodnotu 6,5V, dochází k odstavení budiče a signalizaci faultu (chybovému hlášení).

Další ochrana, kterou budič ACPL 331J umožňuje, je podpínová ochrana. Kdyby totiž napájecí napětí budiče kleslo pod určitou mez, napětí U_{GE} by nestačilo na plné otevření tranzistoru a ten by začal pracovat v lineárním režimu, což by vedlo k jeho přehřátí a zničení (opět možné sledovat na obr. 18). U tohoto budiče je mez nastavena zhruba na 10,5V, při poklesu pod tuto hodnotu se budič odstává a hlásí fault.

IGBT tranzistor je možné sepnout p iložním nap tí cca 13 až 20V mezi gate a emitor. Vypnutí m že být provedeno spojením p echodu gate-emitor do krátka (tzv. Miller clamping) nebo se pro rychlejší „odsátí“ náboje z p echodu p ipojí záporné nap tí mezi gate a emitor. Tento zp sob byl uplatn n i zde, pro napájení budi e je tedy pot eba symetrické nap tí $\pm 15V$. Na obr. 23 je vid t konkrétní návrh zapojení budi e jednoho tranzistoru (na desce jsou ty i).

V levé ásti vidíme signální ást, která komunikuje s ídicím systémem – procesorovou deskou. Na svorku X1-1 je p ipojeno napájecí nap tí 3,3V. Na svorku X1-3 se p ivád í spouš í pulzy z ídicí desky, p i emž p i logické 0 te e proud z napájení 3,3V p es omezovací odpor R1 do GND, p i logické 1 te e p es LED diodu a tím spíná budící obvod.

Na svorce X1-2 je logický výstup z budi e (tzv. fault), který hlásí p ípadné zaú inkování ochran ídicímu systému. Obvod je typu otev ený kolektor, logika je tedy inverzní, p i zaú inkování ochran se vybudí tranzistor, který p ipojí svorku X1-2 na GND, což odpovídá logické 0. Odpor R2 je pull-up, který p i vypnutém fault tranzistoru definuje nap ovou úrove logické 1 na 3,3V. Kondenzátory C1 a C2 eliminují p ípadné rušení a s ním spojené falešné impulzy. Svorka X1-4 je spojena se „zemí“ GND.



Obr. 23 – Schéma zapojení budi e pro jeden tranzistor

V pravé části schématu je napájecí a výstupní část budi. Jsou zde blokovací keramické kondenzátory C3, C4, C6 (hodnoty 100nF) a jsou vzájemně propojeny mezi +15V, 0V a -15V.

Další součástky je možné modifikovat podle potřeby konkrétní aplikace. Kondenzátor C5 slouží k nastavení tzv. blanking time, což je čas po který po sepnutí nebude fungovat desaturací ochrana. To je důležité, protože při sepnutí IGBT trvá určitou dobu, než napětí U_{CE} poklesne pod komparací hladinu, při němž po tuto dobu by byl falešně hlášen nadproud.

$$t_{BLANK} = C_{BLANK} \frac{U_{desat}}{I_{CHG}} = 100\text{pF} \frac{6,5\text{V}}{240\mu\text{s}} = 2,7\mu\text{s} \quad (35)$$

kde C_{BLANK} je kapacita tohoto kondenzátoru (C5), U_{desat} je hodnota desaturacího napětí, které je nastaveno jako prahové pro interní komparátor (6,5V fixní) a I_{CHG} je nabíjecí proud. Odporů R3 a R4 omezují špičkový proud desaturací diodou, aby se nezničila (zvoleno 100 Ω).

Odporů R8, R9 slouží pro omezení špičkového proudu do báze při zapínání resp. vypínání IGBT. Tento odpor ovlivňuje jednak dobu zapínání tranzistoru, ale také velikost závěrného zotavovacího proudu antiparalelní diodou. S rostoucí hodnotou odporu se prodlužuje čas sepnutí, ale zároveň se

$$R_g < \frac{U_{ge(th)}}{Q_g \frac{du}{dt}} = \frac{5\text{V}}{84\text{pC} \cdot 3500\text{V}/\mu\text{s}} = 17 \quad (36)$$

kde $U_{ge(th)}$ je prahové zapínací napětí báze, Q_g je celkový náboj báze, a $\frac{du}{dt}$ je strmota nárůstu napětí na tranzistoru.

Zároveň výrobce udává jako nejvyšší proud budičem 1,5A, potom při napájení $\pm 15\text{V}$ vychází

$$R_g = \frac{U_{cc}}{I_{max}} = \frac{15}{1,5} = 10 \quad (37)$$

Jako vhodný kompromis je zvolen odpor 13,5 Ω realizovaný dvěma paralelními odpory 27 Ω . Paralelní kombinace je výhodná také kvůli omezení ztrátového výkonu (odporů velikosti 1206 mají trvalé dovolené ztráty 0,25W).

Odpor R7 je pull-down, který má za úkol odvádět určitý malý proud budičem, aby bylo napětí na gate definované. Po připojení napětí +15V na gate, protéká obvodem nárazový proud, ovšem vli-

vem kapacity p echodu gate-emitor poté zaniká (v podstat RC p echodový d j). Dle údaj výrobce je pot eba odvádět proud $650\mu\text{A}$, hodnotu odporu tedy dopo teme

$$R_7 = \frac{U_{CC} - 3U_{BE}}{I} = \frac{15 - 3 \cdot 0,65}{650 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ k} \quad (38)$$

Dále jsou zde odpory R_5 a R_6 hodnoty 0Ω . Ty nejsou nikdy osazeny sou asn a slouží pouze jako nulové propojky, které bu umožní innost tzv. Miller clampingu nebo zakázou. Miller clamping je popsán v [12] proto pouze stručné vysv tlení. Aby p i vypínání induk ních zát ží nedocházelo vlivem velké strmosti $\frac{di}{dt}$ k enormním p ep tím, budi nespoj gate s emitorem p ímo „natvrdo“. Zpo átku pouze pootvírá vnit ní tranzistor a proud je navíc omezen odporem v obvodu gate. Miller clamping umož uje v kone né fázi vypínání p ídavným obvodem p echod gate-emitor vyzkratovat a dokon it tak vypínací proces. Tímto vyzkratováním se zabrání nežádoucímu sepnutí tranzistoru, které m že nastat vlivem pr chodu proudu p es parazitní tzv. Millerovu kapacitu C_{GC} a odpor v obvodu gate. V p ípad vzniku tohoto jevu se totiž na odporu R_g objeví úbytek nap tí a je-li vyšší než prahové nap tí $U_{GE(th)}$ (to je v tomto p ípad cca 5V), tranzistor sepne. V p ípad , že tuto funkci chceme využít, osadíme odpor R_5 a R_6 necháme neosazený, v opa ném p ípad to ud láme p esn naopak.

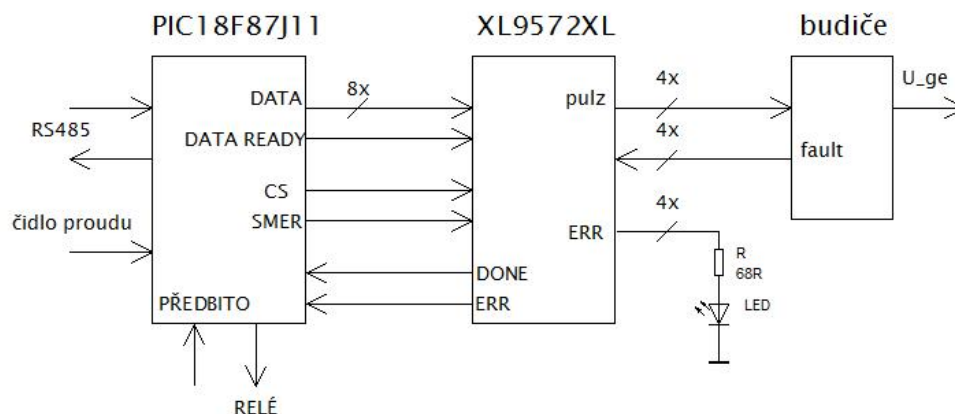
Výstupní piny jsou p ípojeny k výkonovému tranzistoru takto: pin 1 – kolektor (desatura ní ochrana), pin 2 – gate (pulzy), pin 3 – emitor.

3.1.3 ídicí obvody

ídicí obvod má tyto základní funkce:

- AD p evod signálu z ídla proudu
- komunikace s nad azeným ídicím systémem (linka RS485)
- realizace PS regulátoru proudu
- PWM modulátor a vysílání pulz budi m
- p íjem logických Fault signál z budi a jejich signalizace (datová nad azenému systému a vizuální pomocí LED diod)
- p íjem logického signálu o p edbití vstupní kapacity
- spínání p edbíjecího relé

V současné době je v tísni těchto funkcí schopný realizovat jeden výkonný signálový mikroprocesor, v tomto případě je však vlastní realizace funkcí rozdělena mezi dva typy integrovaných obvodů, a to 8bitový mikrokontrolér PIC18F87J11 od firmy Microchip a obvod CPLD XC9572XL od firmy Xilinx. Důvodem použití je především předchozí zkušenost s těmito součástkami [13][14].



Obr. 24 – Princip komunikace řídicího systému

Principiální schéma řídicího obvodu je na obr. 24. Do mikroprocesoru (PIC18F87J11) přicházejí povely od nadřazeného řídicího systému [14], signály z čidla proudu a logický signál z optronu o stavu nabití vstupní kapacity. V případě dostatečného napětí na vstupní kapacitě (cca 160V) je signalizována logická 0, a mikroprocesor vydá povel k sepnutí relé.

Výpočty PS regulátoru proudu probíhají v mikroprocesoru a na jejich základě je vysílán do hradlového pole CPLD (XL9572XL) 8bitový datový signál reprezentující žádanou setídu. Zároveň je vysílán 1bit určující žádaný směr točení, tedy i logiku spínání tranzistorů v H-mstku. CPLD realizuje PWM modulátor a vysílá pulzy pro budiče. Zároveň budič přijímá chybová hlášení (faulty), signalizuje je LED diodami a vysílá logický signál ERROR mikroprocesoru.

Komunikace mezi mikroprocesorem a CPLD využívá tzv. handshake. Mikroprocesor vystaví data na sběrnici, dále zvolí obvod pomocí chip select (CS), vybere žádaný směr točení motoru (tzn. spínání patřičné diagonály H-mstku) a nastaví bit DATA READY. V okamžiku, kdy obvod CPLD data přijme, nastaví bit DONE, aby o příjmu informoval mikroprocesor. Po zjištění, že CPLD data převzal, mikroprocesor vynuluje bit DATA READY. Poté CPLD vynuluje bit DONE

a celá situace se může opakovat (mikroprocesor znovu vysílá data). Takto se zajistí synchronizace přenosu dat.

Výstupy z PWM modulátoru (CPLD) jsou kvůli proudovému posílení vybaveny tranzistory (Q6, 7, 8, 9) a při stavu výstupu CPLD v logické 1 je tranzistor sepnut. Tím se na výstupním pinu pulzu objeví logická 0, což je potřeba mít na paměti v navazujícím obvodu budiče. Jedná se o malé signálové tranzistory N-MOS typu BSN 20 na 100mA a 50V, jejichž kolektory jsou vyvedeny na svorky SV1, SV2, SV3, SV4.

Logické vstupy od faultu budiče jsou vedeny opět na svorkovnice SV1, SV2, SV3, SV4 a odtud přímo do CPLD, přičemž výskyt faultu odpovídá stavu logické 0.

Analogová cesta pro měření proudu vede z idla LEM na svorkovnici X2. Sem jsou přivedeny signály referenčního napětí 2,5V a měřicího signálu $2,5 \pm x$ (kde x je úměrné měřenému proudu). Zapojení operačního zesilovače je typu diferenčního zesilovače (tj. zesiluje rozdíl vstupních napětí). Za tímto operačním zesilovačem následuje dolnofrekvenční antialiasingový RC filtr (vyladěný na 10Hz) s navazujícím impedančním oddělením pomocí operačního zesilovače zapojeného jako napávací sledovač.

Obvod mikroprocesoru obsahuje jeden logický vstup (signalizace napětí na vstupní kapacitě odpovídá logické 0 – svorka X5-3) a jeden logický výstup (spínání relé při odbíjení je aktivní v logické 1 – svorka X5-4).

Komunikace s vnějšími zařízeními je pomocí dvou linek RS485, přičemž předpokládá se využití pouze jedné [14]. V mikrokontroléru jsou pro tento účel využity dvě jednotky UART, které vysílají/přijímají signál na budiči MAX3483. Ten při napájení 3,3V zajistí požadované napávací hladiny linky RS485 ($\pm 15V$). Signály nejsou galvanicky odděleny a na datovém konektoru je proto vyvedena zem (GND) pro možné propojení s ostatními prvky systému.

Řídící deska je napájena napětím 3,3V (svorky X3), pouze část s operačním zesilovačem je napájena 5V (svorky X5). Mikroprocesor je taktován krystalem 40MHz a CPLD je taktováno krystalovým oscilátorem 10MHz (ten je umístěn v patičce, takže ho lze dle potřeby vyměnit). Detailní schéma obvodu řídicí jednotky je v příloze.

3.1.4 Pomocné zdroje napětí

Protože se v m ní i nachází ada r zných obvod a za ízení, která vyžadují r zné hodnoty napájecího nap tít, je nutné použít zdroje, které budou požadované nap tít vytvá et z napájecího nap tít 12V baterie.

Jeich p ehled s p edpokládanými odb ry je uveden v následující tabulce.

Tab. 5: Výkonové požadavky na zdroje

za ízení	U_{cc} (V)	I_{cc} (mA)	$\sim P$ (W)
budi e (pro 4 IGBT) - trvale	± 15	20	0,3
budi e (pro 4 IGBT) - pulzn	± 15	1500	22,5
idlo LEM HX10-NP	5	22	0,11
optron 6N136	5	10	0,05
opera ní zesilova e	5	30	0,15
	5	62	0,31
μ Processor PIC18F87J11	3,3	300	0,99
CPLD XILINX XC9572	3,3	100	0,33
budi RS485 - MAX3483	3,3	2	0,0066
	3,3	402	1,3266

Zde je pot eba zvážít další okolnosti, jakým je také požadavek na galvanické odd lení výstupního nap tít zdroje. Galvanické odd lení pot ebujeme všude tam, kde vyžadujeme plovoucí hladiny nap tít (což je i p ípad horní skupiny IGBT tranzistor , jak bylo popsáno v kapitole o silovém obvodu) nebo odd lení signál ídicího a výkonového obvodu z bezpečnostních d vod .

Pro jednotnost bylo rozhodnuto, že napájení všech budi bude galvanicky odd lené. Zdroje pro 5V a 3,3V budou neodd lené.

3.1.4.1 Neodd lený zdroj 3,3V/5V

Neodd lený zdroj je zapojen kaskádn , kdy první stupe bude tvo it stabilizátor na 5V a z jeho výstupu bude vedena odbo ka na vstup stabilizátoru na 3,3V. Výrobci integrovaných stabilizátor

je celá sada, přičemž principy a parametry stabilizátorů jsou obdobné. V zásadě je možné rozdělení na

- lineární stabilizátory
- spínané stabilizátory

Lineární stabilizátory pracují na principu „zavírání“ a „otvírání“ tranzistoru na základě zpětné vazby z výstupu obvodu. Tranzistor pracuje v lineárním režimu, a proto na něm vznikají značné ztráty. Ty jsou navíc závislé na rozdílu napětí na vstupu a výstupu stabilizátoru, a to je hlavní nevýhoda tohoto druhu regulace (účinnost se udává okolo 30%) a je někdy nutné součástku doplnit hliníkovým chladičem. Za výhodu lze považovat rychlou odezvu na impulzní zátěž (jednotky μs).

Spínané stabilizátory pracují na principu snižujícího pulzního měniče, který byl popsán v kapitole 2.2.2. Jejich předností je právě vysoká účinnost (výrobci udávají 75-90%), proto je výhodný všude tam, kde je velký rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím.

Z těchto důvodů je pro první stupeň stabilizátoru z 12V na 5V použit spínaný zdroj (National Semiconductors LM2576), a na něj navazující zdroj 3,3V bude lineární (Texas Instruments LM1084). Protože tyto zdroje nebudou zatěžovány svým maximálním dovoleným proudem (LM2576 dovoluje 3A, LM1084 dovoluje 2A), není nutné je osazovat chladiči.

Schéma zapojení zdroje je na obrázku 25. Na vstupu je vidět varistor R1 (pro různé napětí 24V), který chrání navazující obvod proti případnému přepětí – vstupní napětí LM2576 je maximálně 37V. Dále navazuje elektrolytický stabilizační kondenzátor C5 a blokující kondenzátor C1 (odstraní rušení dané frekvencí spínání stabilizátoru – $f_s=52\text{kHz}$). Na integrovaný stabilizátor LM2576 navazuje nulová dioda D1. Zde je třeba zmínit, že se nejedná o klasickou diodu 1N4007, ale její „rychlou“ verzi UF4007, která má stejné parametry (1000V/1A), ale podstatně kratší dobu zotavení - 75ns. Ta je potřebná kvůli vysokému spínacímu kmitočtu zdroje 52kHz. Dále navazuje vyhlazovací tlumivka L1 a stabilizační kondenzátor C4. Hodnoty součástek C4, C5 a L1 jsou určeny dle katalogového listu LM2576 z přílohy grafů.

Z tohoto výstupu je vedena odbočka na zdroj 3,3V LM1084, ten má na svých vstupech a výstupech blokující kondenzátory C2, C3 a stabilizační kondenzátory C6 a C7. Stabilizační kondenzátory slouží pro pokrytí špičkových proudových odběrů a zabezpečí tak rychlejší reakci, než by po-

skytl samotný stabilizátor. Zjednodušený výpočet kapacity stabilizačního kondenzátoru vychází z obecně známého vzorce

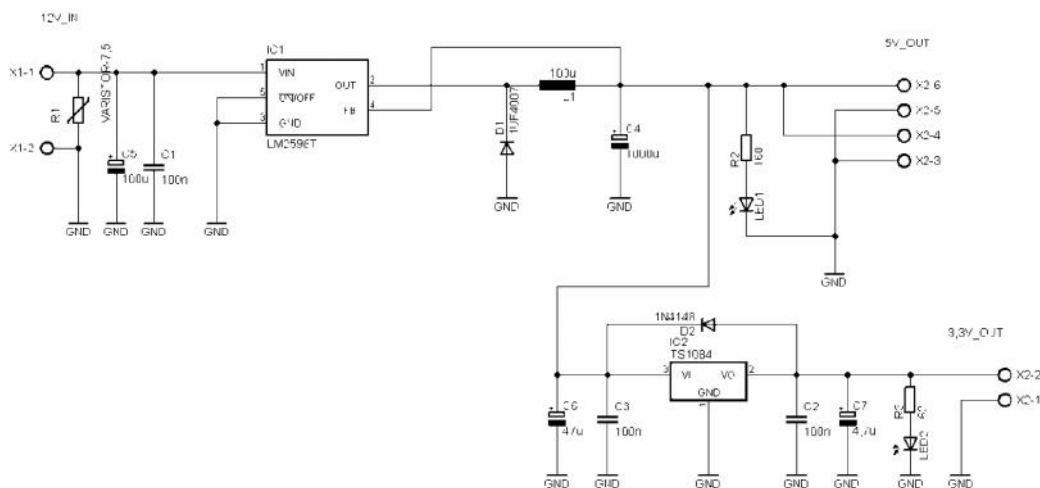
$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad [A, F, V, s] \quad (39)$$

$$\Rightarrow C = I_{cmax} \frac{\Delta t}{\Delta u_c} \quad (40)$$

kde I_{cmax} je špičkový odebíraný proud, Δt je časový interval této špičky, u_c je dovolený pokles napětí a C je potřebná kapacita kondenzátoru.

Dioda D2 chrání obvod TS1084 v případě, že na jeho vstupu je menší napětí než na výstupu, což se snadno může stát při zkratu v obvodu 5V, případně při odpojení od zdroje a rychlém vybití vstupního kondenzátoru. Regulační tranzistor v obvodu TS1084 by byl namáhán napětím $U_{CE} < 0$ a to by mohlo poškodit jeho PN strukturu. Proto je k obvodu umístěna zmíněná bypass dioda, která tranzistor v případě zkratu a výstupní kondenzátor vybije do zkratu.

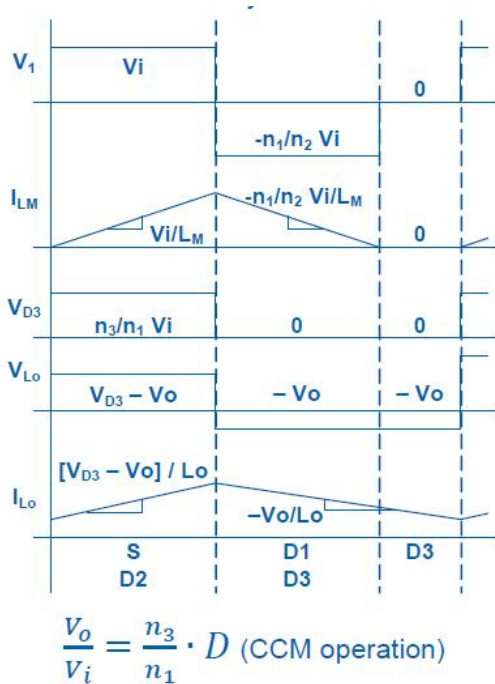
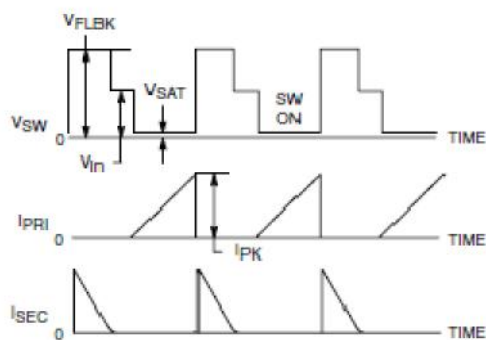
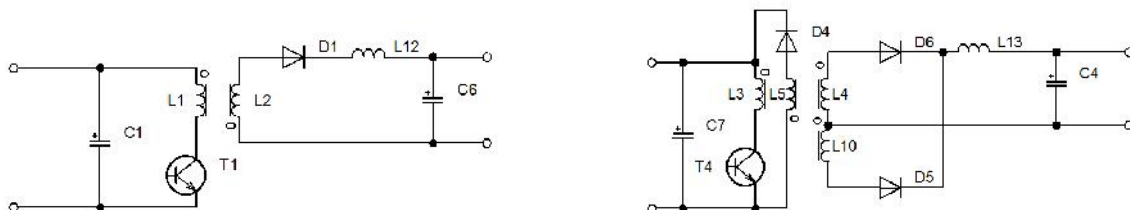
Na obou výstupech jsou ještě umístěny signalizační LED diody s ochrannými odpory R2 a R3, které signalizují napětí na výstupu.



Obr. 25 – Schéma neoddělného zdroje pro obvody 3,3V a 5V

3.1.4.2 Odd lený zdroj ±15V

Protože jsou obvody napájeny z baterie a galvanické oddělení je provedeno pomocí transformátoru, který jak známo transformuje pouze stídatává napětí, je nutné toto stídatové napětí vytvořit. Možností zapojení je mnoho, přičemž ty nejznámější jsou zde uvedeny. Detailnější rozbor lze nalézt například v [4].



Obr. 26 – Vlevo akumulativní (flyback) a vpravo propustný (forward) a pod nimi časové průběhy jejich veličin [9]

Nejjednodušší možností je takzvaný akumulativní neboli flyback měnič, zobrazený na obr. 26 vlevo. Při sepnutí tranzistoru prochází primárním vinutím proud, který indukuje v sekundárním vinutí napětí, které však působí jako záporné napětí na diodu, dle sledkem jehož neteče v sekundárním obvodu

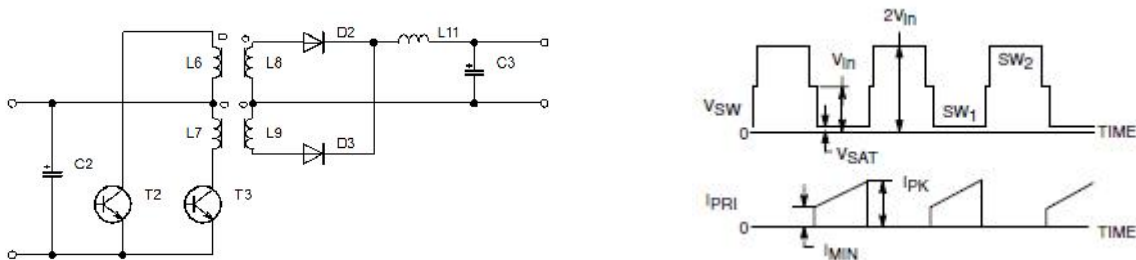
proud. Zde je důležité zmínit, že primární a sekundární vinutí jsou zapojena proti sobě.

V následující části periody je tranzistor zavřen a nepropouští proud, naopak v sekundárním vinutí se indukuje takové napětí, které působí na diodu v propustném směru a proud může téci, přičemž nabíjí kondenzátor a nateče do zátěže. Na výstupu tohoto zapojení i všech dalších je zobrazena tlumivka, která má za úkol vyhladit proud a kondenzátor, který má funkci zdroje napětí v době, kdy transformátor nedodává proud. Zároveň tato dvojice tvoří LC filtr typu dolní propust a slouží k odfiltrování vřesnění.

Toto zapojení je sice nejjednodušší, má však značnou nevýhodu a to velmi malou účinnost. To je způsobeno zejména stejnosměrnou magnetizací jádra transformátoru, další nevýhodou jsou značné nepřesnosti, na které musí být tranzistor dimenzován.

Další možností je *propustný* neboli *forward* módu, zobrazený na tomtéž obrázku vpravo. Zde jsou primární a sekundární vinutí navinuta ve stejném směru. To znamená, že při sepnutí spínače, protéká primárním vinutím (L3) proud, který v sekundárním vinutí (L4) indukuje napětí, které polarizuje diodu D6 v propustném směru a ta umožní tok proudu. V druhé části periody, kdy je spínač rozepnut, není na sekundární straně energie odebírána, takže v primárním vinutí by se indukovalo napětí, které by v součtu s napájecím napětím mohlo poškodit spínací prvek. Jako ochranu je možné použít buď Zenerovu diodu nebo RCD členy [4], avšak výhodné je použít terciální vinutí (L5), které je vinuto v opačném smyslu než vinutí primární. Tak se v něm při rozepnutí spínače indukuje napětí, které působí proti primárnímu, a tím chrání jednak spínač proti nepřesnostem, zároveň však umožňuje hospodárně využít i tuto část periody a přes rekuperační diodu vrátit energii nahromaděnou v magnetickém obvodu do zdroje (vstupního kondenzátoru).

Terciální vinutí v důsledku zvyšuje účinnost celé přeměny, nicméně z hlediska konstrukce působí komplikace.



Obr. 27 – Mni typu push-pull a jeho časové průběhy

Těto možnosti zapojení je protitaktní neboli push-pull mni. Tento mni má na primární straně dvě vinutí orientovaná v opačném směru a k nim přislušející dva spínače. V první části periody je sepnut spínač T3, který propouští proud vinutím L7 a zároveň se indukuje napětí v sekundárním vinutí L8 v propustném směru diody D2. V druhé části periody vypne T3 a sepne T2, čímž propouští proud skrz vinutí L6 a na sekundární straně se indukuje napětí L9 v propustném směru diody D3. V okamžiku, kdy je spínač vypnut, je na něj přiloženo napětí dané součtem napájecího napětí a napětí indukovaného v příslušném primárním vinutí. S tím je potřeba počítat při volbě tranzistorů.

Výhodou protitaktních mni je snázejší sycení jádra transformátoru a tím lepší využití magnetického obvodu a tedy vyšší účinnost. Zároveň je však pro správnou funkci nezbytné dodržet, aby každý spínač byl sepnutý nejdéle po dobu $T/2$ (T je perioda spínání), přičemž tato doba musí být u obou tranzistorů stejná. Důvodem je to, aby nedocházelo ke stejnosměrné magnetizaci obvodu.

Z těchto důvodů jsem zvolil zapojení typu push-pull. Výstupní napětí bude symetrické $\pm 15V$, proto i zapojení výstupní strany se bude odlišovat od obrázku 27.

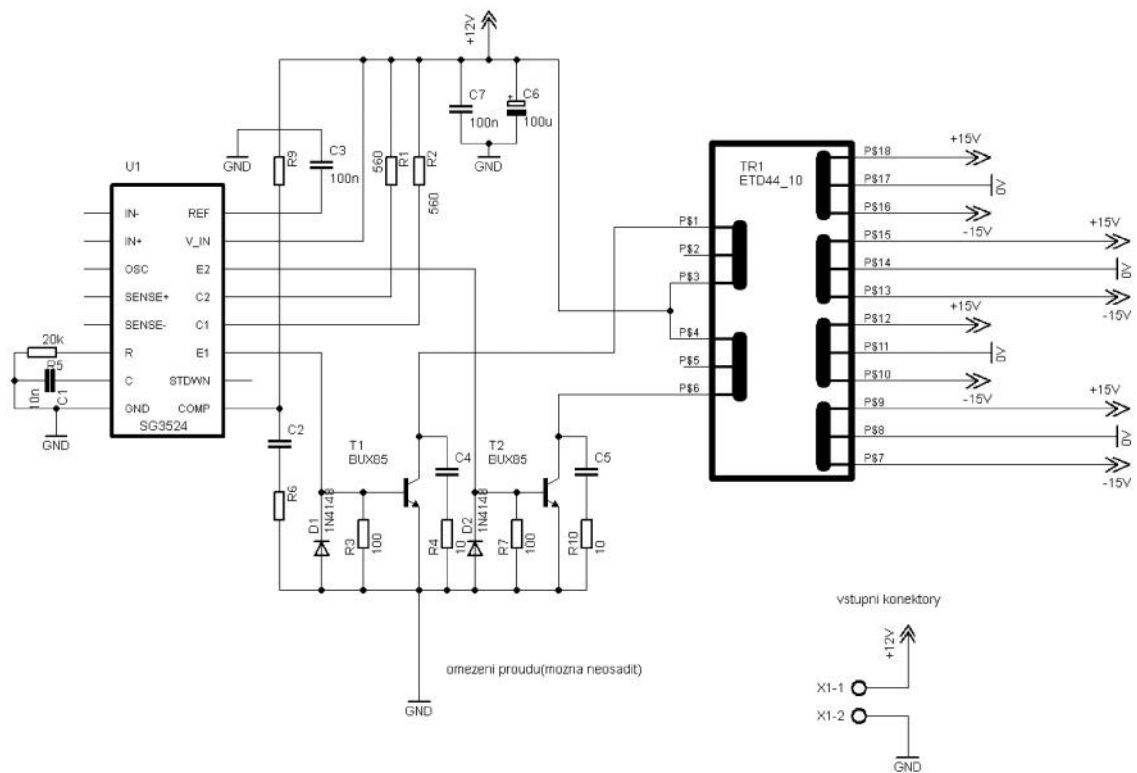
Vstupní obvod je zobrazen na obr. 28. Napájení je stabilizováno elektrolytickým kondenzátorem C6 s kapacitou $100\mu F$. Keramický kondenzátor C7 $100nF$ je blokovací kondenzátor integrovaného PWM obvodu buzení tranzistorů. Výkonové tranzistory T1 a T2 jsou typu BUX85 bipolární technologie NPN s parametry $I_c = 2A$ a $U_{CE0} = 450V$. To se může zdát naddimenzované, ovšem vzhledem k možnému vzniku přepětí vlivem spínání indukčnosti, mohou takto dimenzované tranzistory pracovat bez odlehčovacích obvodů nebo ochran (C4, C5, R4, R10).

Tab. 6 – Základní parametry bipolárního tranzistoru BUX85

Tranzistor
BUX85

I_c (A)	2
U_{ce0} (V)	450
U_{ce_sat} (V)	1,1
t_s (μ s)	2
t_f (μ s)	0,5
h_{fe}	50

Rozhodujícím prvkem obvodu je obvod řízení spínání tranzistor . V současné době se vyrábí řada různých integrovaných obvodů , které splní výše popsané požadavky, například obvod SG3524, který je určen pro spínání zdroje a poskytuje řadu užitečných funkcí jako PWM regulaci na základě zpětné vazby, nastavení frekvence spínání, nastavení mrtvých časů , proudové omezení nebo řízené odstavení.

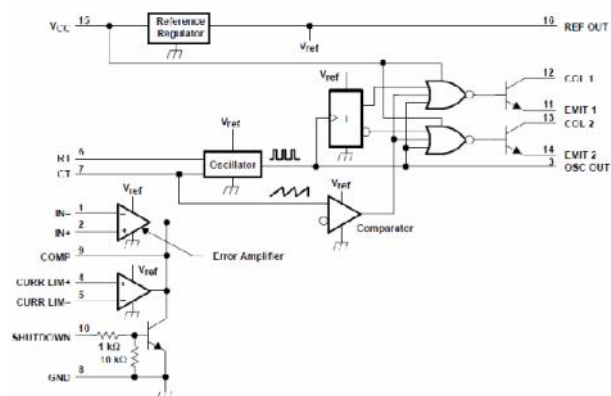


Obr. 28 – Vstupní část odděleného zdroje ±15V

SG3524

I_c (mA)	100
U_{cc} max(V)	40
I_{cc} (mA)	10
f_{max} (kHz)	300
t_f (μs)	0,1

Tab. 7 – Základní parametry obvodu SG3524



Obr. 29 – Vnitřní struktura SG3524

Základem obvodu je oscilátor, který pokrývá dvě vzájemně inverzní hradla, která spínají dva výstupní tranzistory. Tyto tranzistory, tak použijí proud do báze externích výkonových tranzistorů a

spínají je. Dále jsou zde dva diferenční zesilovače pro zavedení zpětné vazby, vnitřní reference 5V nebo vstup pro nastavení mrtvých časů.

Nastavení frekvence se provádí pomocí vnějšího rezistoru R5 a kondenzátoru C1. Pro určení hodnot součinitele lze použít buď vzorec

$$f = \frac{1,18}{RC} \quad [\text{kHz, k}\Omega, \mu\text{F}] \quad (41)$$

nebo tabulky z katalogového listu. Spínací frekvenci jsem volil 52kHz (hodnoty R5 = 20kΩ, C1 = 10nF), přitom je potřeba vzít v úvahu, že spínací frekvence tranzistorů bude poloviční, protože spínání je v časovém T/2 posunuto.

Dále bylo třeba zvolit odpory omezující proud do báze výkonových tranzistorů. Tady vycházím ze vzorce

$$h_{21} = \frac{I_C}{I_B} \quad (42)$$

$$\Leftrightarrow I_B = \frac{I_C}{h_{21}} \quad (43)$$

kde h_{21} je proudový zesilovací koeficient, I_C kolektorový proud a I_B bázev proud.

Po dosazení parametrů tranzistoru BUX85 vychází

$$I_B = \frac{1}{50} = 0,02\text{A} = 20\text{mA}$$

což při napájení 12V vede na odpor

$$R_{1,2} = \frac{12}{0,02} = 600 \quad \Rightarrow \quad 560$$

Odpory R3 a R7 jsou pulldown rezistory a slouží k pasivnímu vypnutí tranzistorů a při odpojení budičů definují na bázi nulové napětí. Hodnota 100Ω byla určena vyzkoušením, nicméně lze vycházet z toho, že před vypnutím bylo napětí $U_{BE} = 1,1\text{V}$, pak proud tímto odporem bude

$$I_{3,7} = \frac{1,1}{100} = 110\text{mA}$$

což je řádově podobná hodnota proudu I_b .

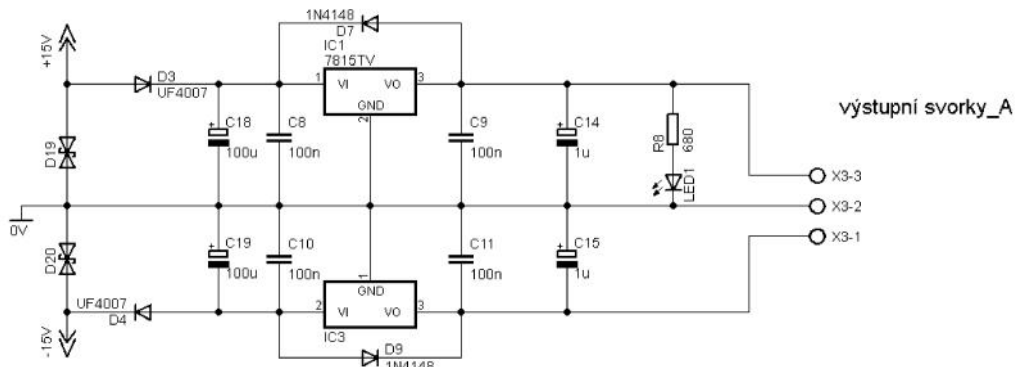
Diody D1, D2 slouží jako ochrana proti přepětí na přechodu báze-emitor. Ten má pro různé napětí cca 5V ve směru E-B, tyto diody ho při vzrůstu $U_{EB} > 0,7\text{V}$ překlenou.

Prvky R4, R10, C4, C5 umístěné paralelně k výkonovým tranzistorům jsou odlehčovací obvody, ale v současné době nebylo potřeba je osadit.

Kondenzátor C3 je blokovací pro potřeby vyvedení referenčního napětí 5V z obvodu SG3524.

Odporovým dílem R6, R9 připojeným na pin 9 se nastavuje prodleva mezi vzájemným sepnutím tranzistorů (deadtime). S ohledem na vypínací doby bipolárních tranzistorů je nastavena na $2\mu\text{s}$ odpovídajícími parametry: $R6 = 1,65\text{k}\Omega$, $R9 = 8,8\text{k}\Omega$.

Tento vstupní obvod napájí dvě primární vinutí transformátoru. Výstupní obvody jsou uzpůsobeny pro maximálně 4 symetrické výstupy, tedy pro 8 sekundárních vinutí. Jeden blok symetrického výstupního obvodu je na obrázku 29. Oscilografy s průběhy napětí jsou uvedeny v příloze.



Obr. 30 – Výstupní část odděleného zdroje $\pm 15\text{V}$ (1/4 výstupního obvodu)

Transily D19 a D20 jsou bipolární, mají hodnotu přepětí 24V a slouží jako přepětí ochrana následujících obvodů proti nepředvídatelným napěťovým špičkám.

Diody D3 a D4 tvoří jednopulzní usměrňovač (pro kladnou a pro zápornou sekci). Jsou to rychlé diody typu UF4007, stejné jako u neodděleného zdroje 5V/3V3. Rychlost diod ($t_{tr} = 75\text{ns}$) je vykoupen vyšším úbytkem napětí v propustném směru (cca 1,7V), i proto jsem se rozhodl použít jednopulzní usměrňovač namísto mstkového (úbytek by byl dvojnásobný tj. cca 3,4V). Na diody navazuje lineární stabilizátor 7815 (resp. 7915 pro záporné napětí) a filtrační elektrolytické resp. blokovací keramické kondenzátory. Stabilizátory jsou opatřeny antiparalelní bypass diodou, která obvod chrání v případě, že na výstupu je vyšší napětí než na vstupu. U výstupních svorek je umístěna zelená signalizační LED dioda s omezovacím odporem.

Chceme-li na výstupu napětí $\pm 15\text{V}$ a uvážíme-li všechny úbytky napětí tj. dioda 1,7V, stabilizátor 2V, je potřeba navinout sekundární vinutí tak, aby se v něm indukovalo napětí

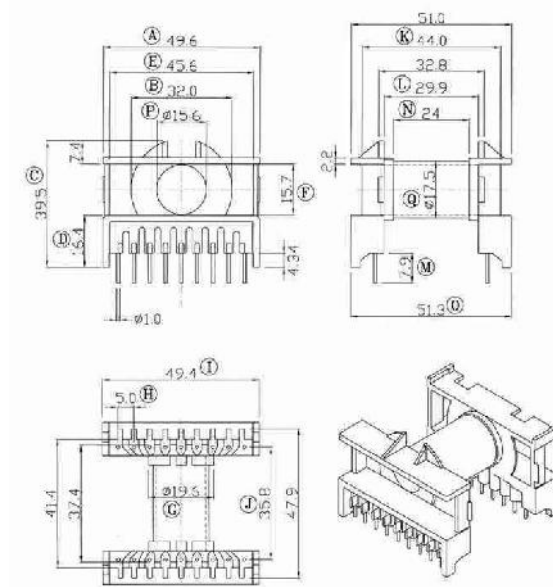
$$U_{\text{sek}} = 15 + 1,7 + 2 = 18,7\text{V} \Rightarrow 19\text{V} \quad (44)$$

Je třeba uvést, že výstupní stabilizátory je možné z obvodu vynechat, ovšem v tom případě je potřeba vynovat zvýšenou pozornost preciznímu návrhu a navinutí transformátoru.

Transformátor je normalizovaných rozměrů ETD 44/22/15 s magnetickým jádrem tvaru E (dvojitě) z materiálu typu N87, což je manganozinový ferit s těmito základními parametry:

typ	N87
materiál	MnZn
l_{Fe} (mm)	103
S_{Fe} (mm ²)	173
V_{Fe} (mm ³)	17800
μ_e	1630
P_v (kW/m ³)	375
podmínky	
B (T)	0,2
f (kHz)	100

Tab.8 – Parametry magnetického jádra



Obr. 31 – Kostra transformátoru typu ETD44

Pro prvotní vyzkoušení funkce byl transformátor navinut 2x10 závitů na primární straně a 2x20 závitů na straně sekundární. Závitky vinutí jsou vyvedeny na pinech 1 a 4 (primární vinutí) a na pinech 7 a 8 (sekundární vinutí).

Dá se říci, že zmíněný zdroj je pro danou aplikaci poměrně naddimenzovaný, nicméně teoreticky je možné přenášet jím výkon 12W, což by se dalo využít například pro napájení spínacích obvodů menších tyristorů.

4. ZÁVĚR

Na základě známých požadavků a teoretického rozboru jsem navrhnul, zkonstruoval a vyrobil čtyřkvadrantový pulzní měnič s IGBT tranzistory. Jeho součástí jsou potěbné zdroje napětí, budiče a řídicí jednotka. Každý z těchto dílčích celků tvoří samostatnou jednotku, takže je možné měnič v případě potřeby modifikovat, bez zásahu do jeho ostatních částí.

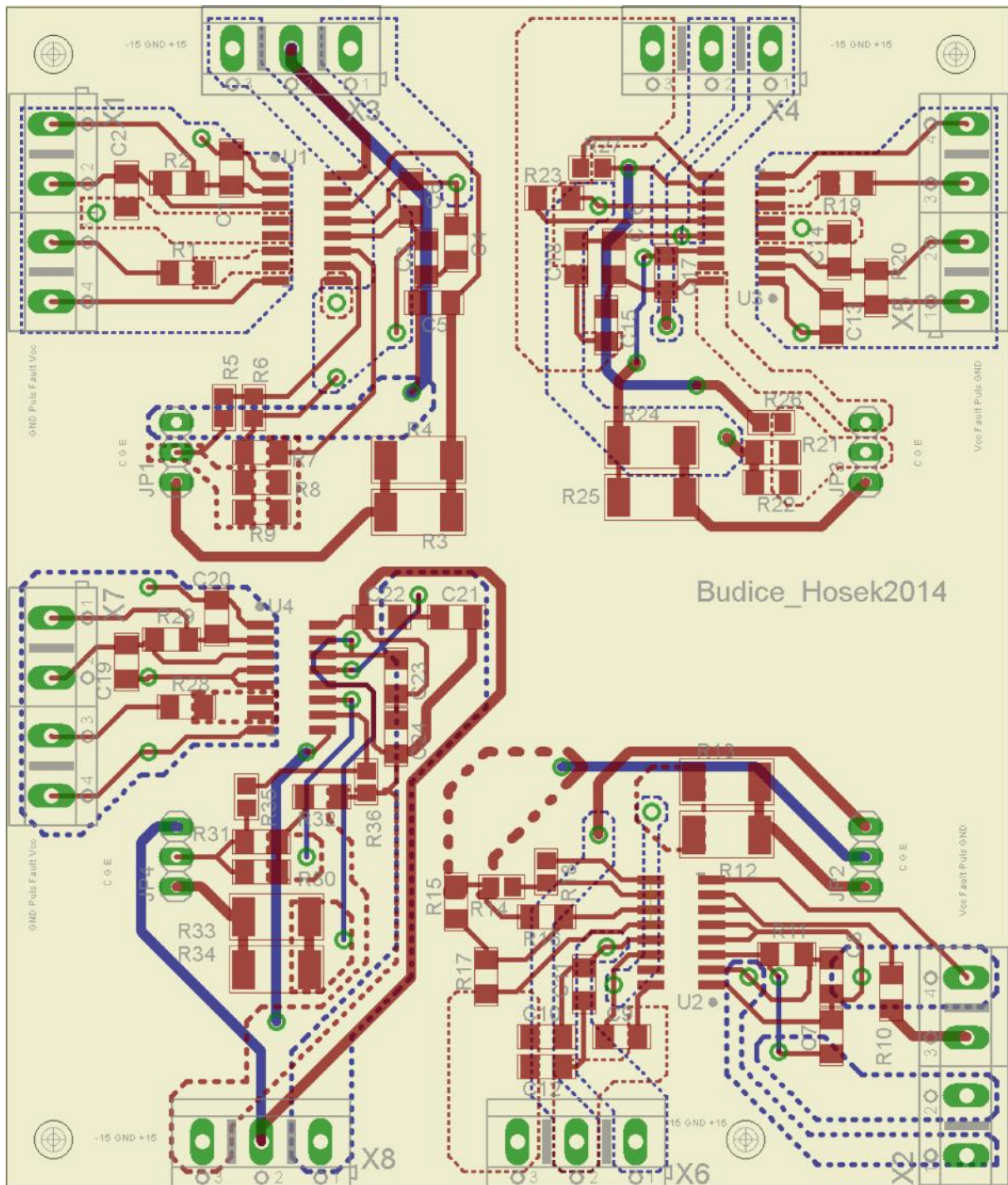
Během ožívání jsem vyzkoušel a ověřil funkčnost zdroje, logických vstupů a výstupů a signalizačních LED diod. Také byla ověřena programovatelnost mikrokontroléru, nicméně vzhledem k tomu, že se nepodařilo dokončit software do data odevzdání této práce, nebylo možné vyzkoušet kompletní funkčnost měníče jako celku.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

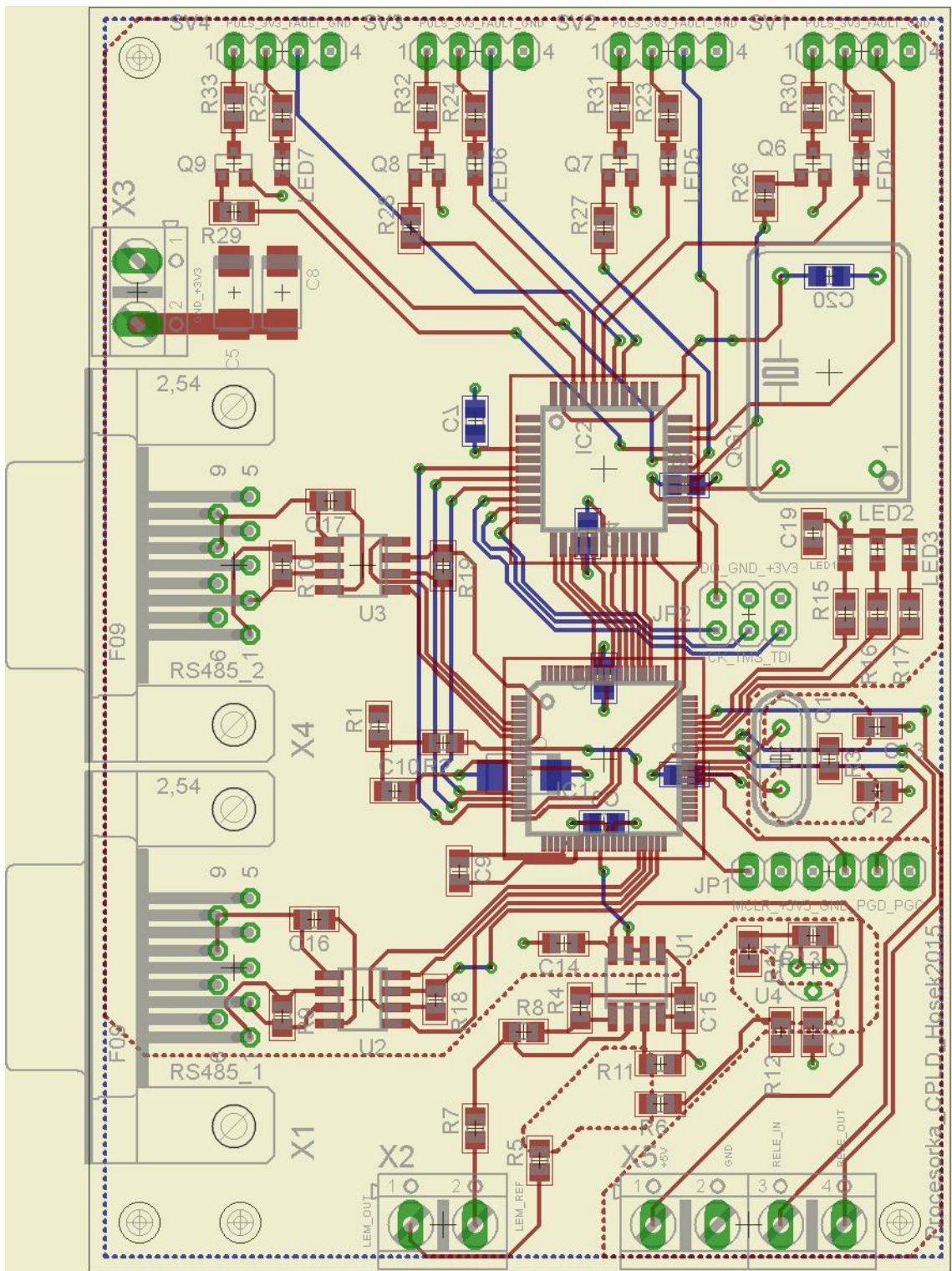
- [1] Javrek, J.: *Regulace moderních elektrických pohonů*. Grada Praha, 2003.
- [2] Vondrášek, J.: *Výkonová elektronika – Mění se s vlastní komutací a bez komutace*. Vydavatelství ZČU Plzeň, 2012
- [3] Měřák, J., Hamata, V., Voženílek, P.: *Elektrické stroje*. Vydavatelství VUT Praha, 2000
- [4] Husák, M.: *Návrh napájecích zdrojů pro elektroniku*. Vydavatelství VUT Praha, 2006
- [5] Pavelka, J., Štěpánek, Z., Lettl, J.: *Výkonová elektronika*. Vydavatelství VUT Praha, 2007
- [6] Kule, L. a kolektiv: *Technika elektrických pohonů*. SNTL Praha, 1983
- [7] Pittermann, M.: *Elektrické pohony - základy*. Vydavatelství ZČU Plzeň, 2008
- [8] Foit, J., Vobecký, J., Záhlava, V.: *Elektronika – Laboratorní cvičení*. VUT Praha, 2005
- [9] Williams, B.: *Power Electronic: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components*. Dostupné ke dni 2. 1. 2015 na WWW: <http://homepages.eee.strath.ac.uk/~bwilliams/book.htm>
- [10] Microchip Technology: *PIC18F87J11 FAMILY*. Dostupné ke dni 2. 1. 2015 na WWW: www.microchip.com
- [11] Xilinx: *XC9572XL High Performance CPLD*. Dostupné ke dni 2. 1. 2015 na WWW: www.xilinx.com
- [12] ON Semiconductors: *IGBT Application Handbook*. Dostupné ke dni 2. 1. 2015 na WWW: www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD871-D.PDF
- [13] Daliba, J.: *Návrh měničové kotevního obvodu trakčního motoru elektromobilu*. Diplomová práce VUT FEL Praha, 2014
- [14] Košík, M.: *Návrh nadřazeného řídicího systému elektromobilu*. Diplomová práce VUT FEL Praha, 2014

P ílohy

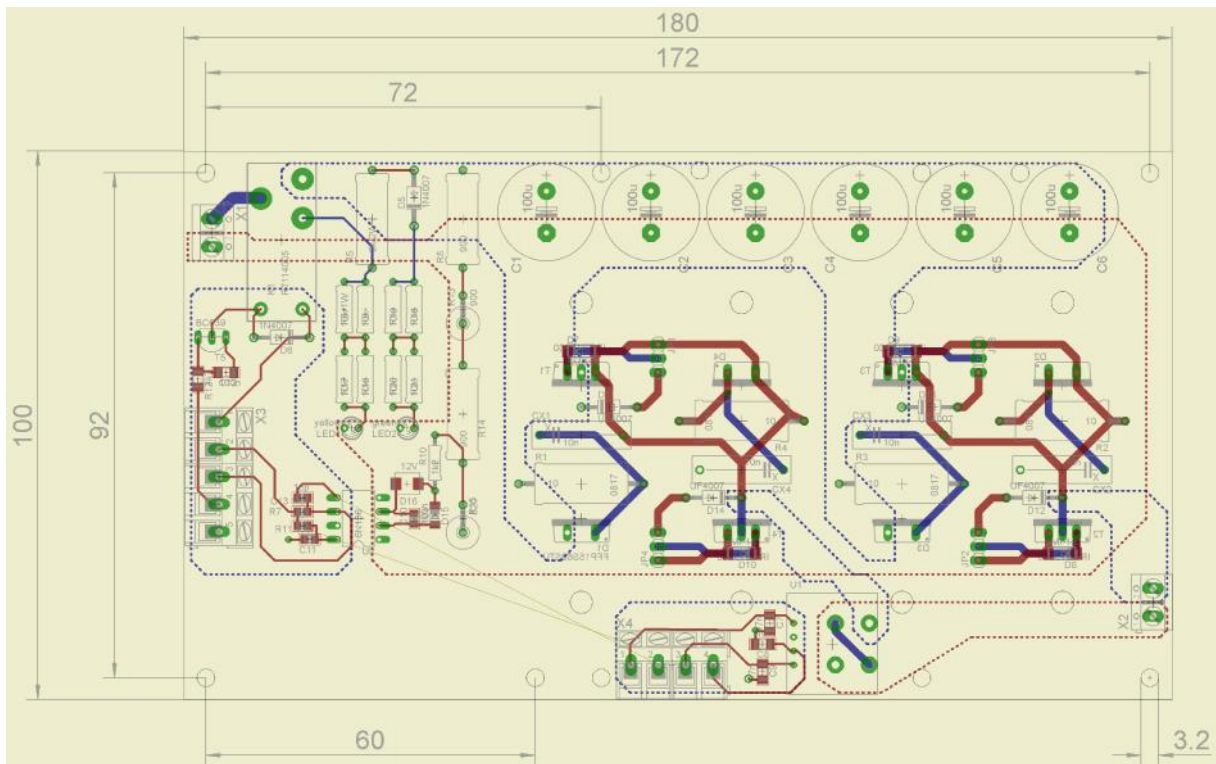
A – desky plošných spoj



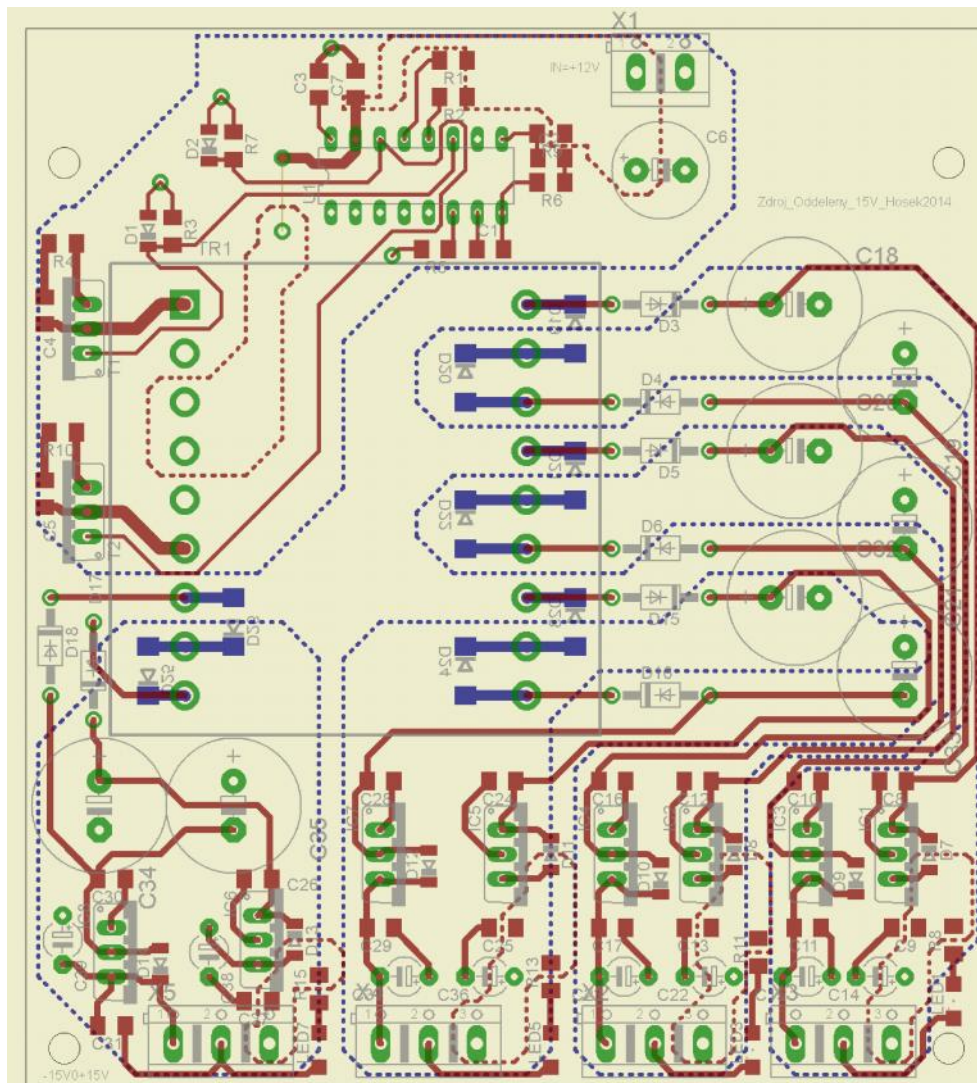
A1 – deska budi



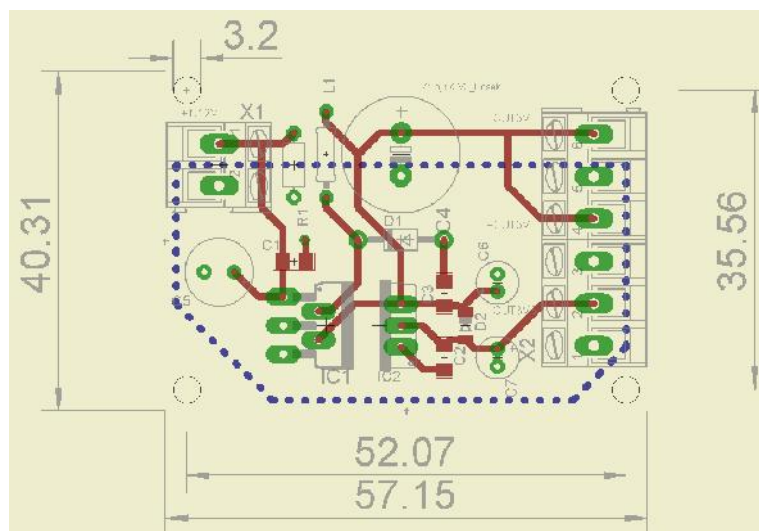
A2 – procesorová deska



A3 – Deska silového obvodu

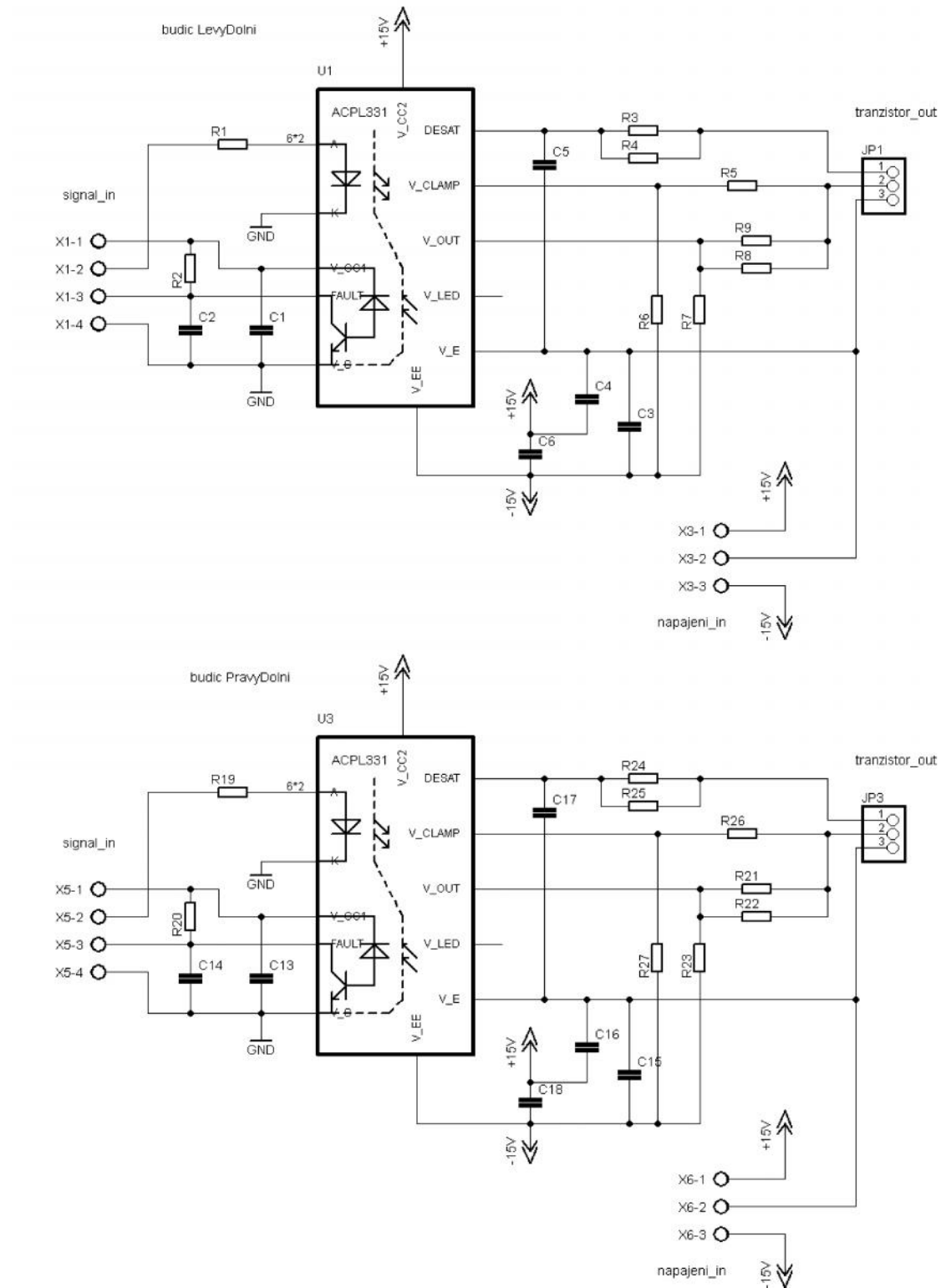


A4 – Deska odd leného zdroje

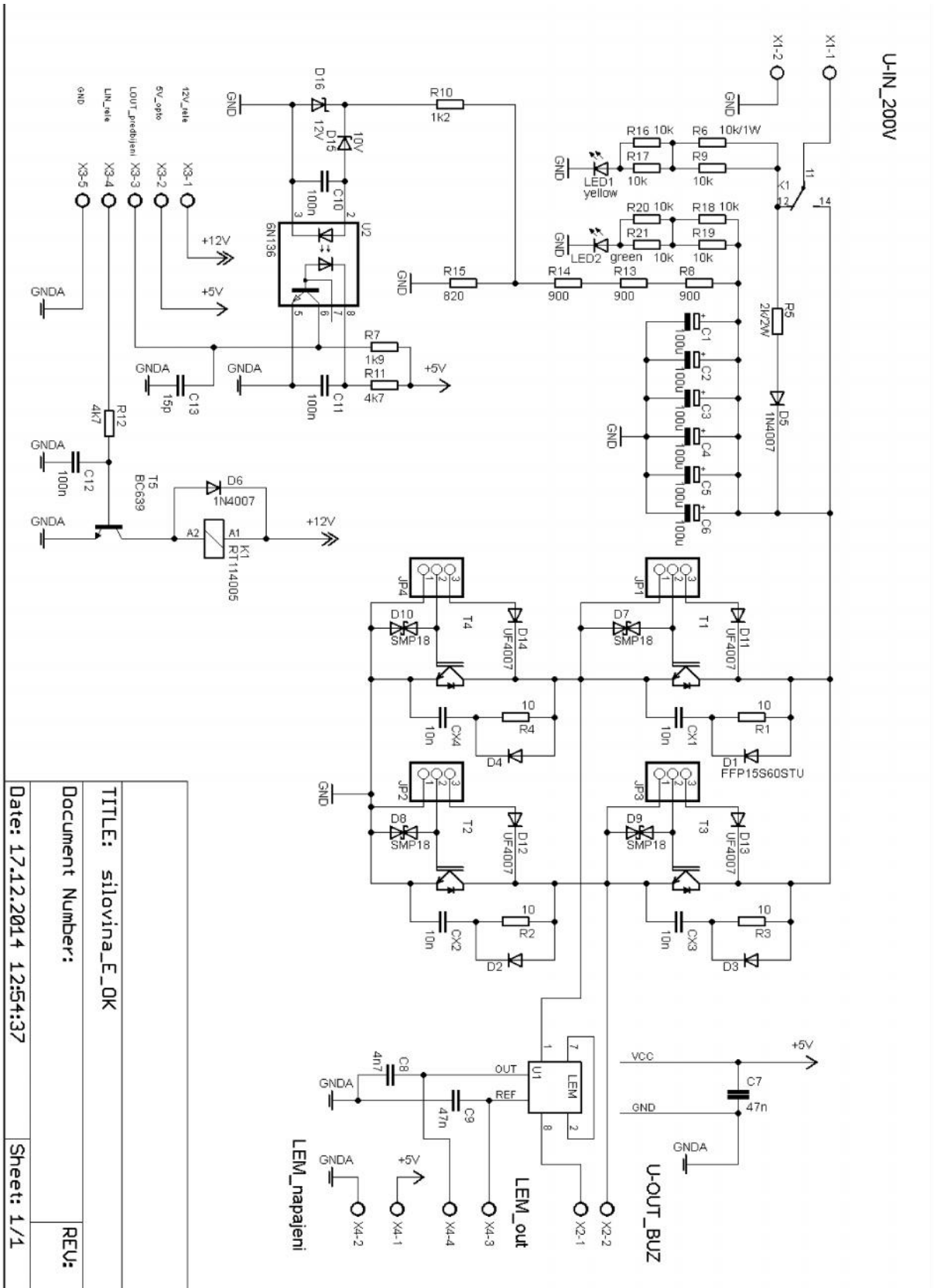


A5 - Deska neodd leného zdroje

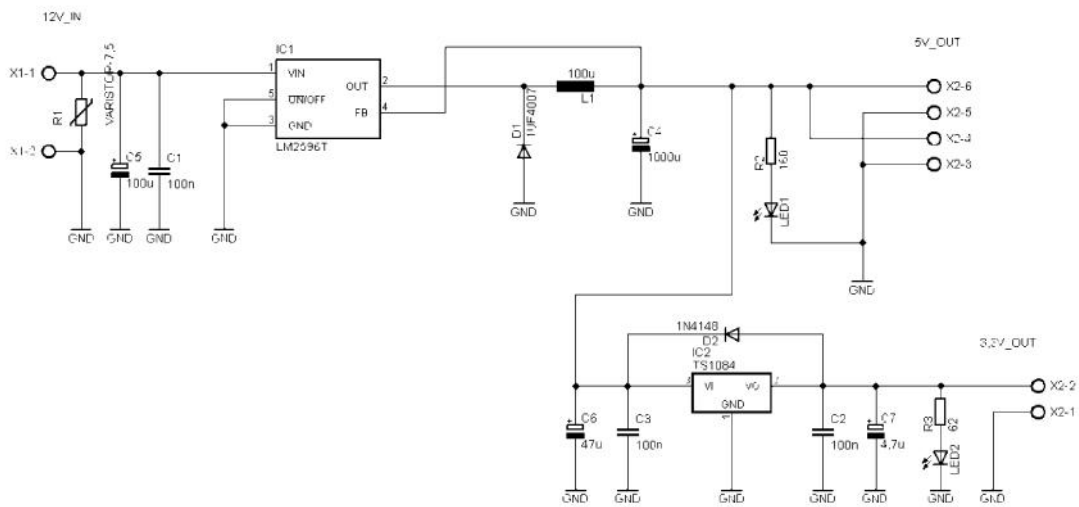
B – schémata obvod



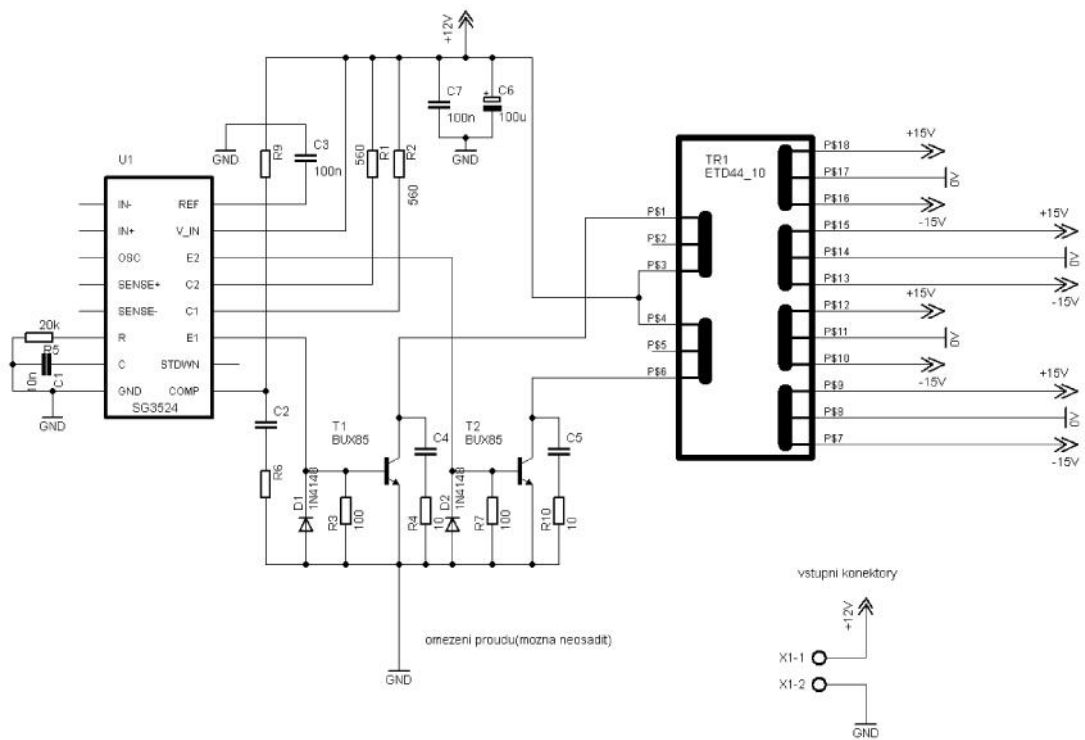
B1 – Budi e (pro 2 IGBT, tedy ½ desky)



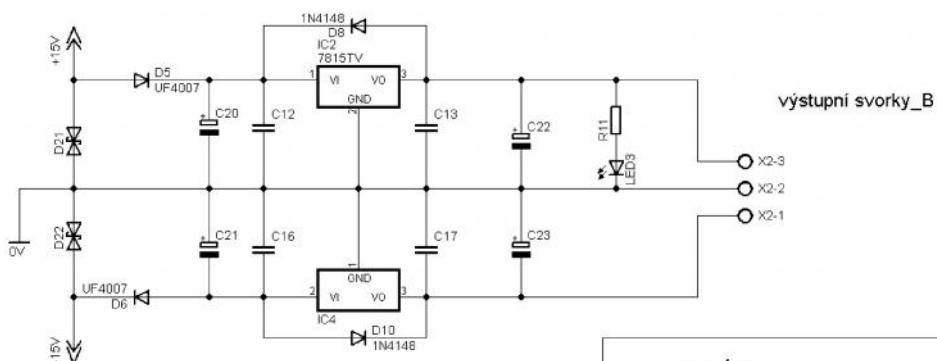
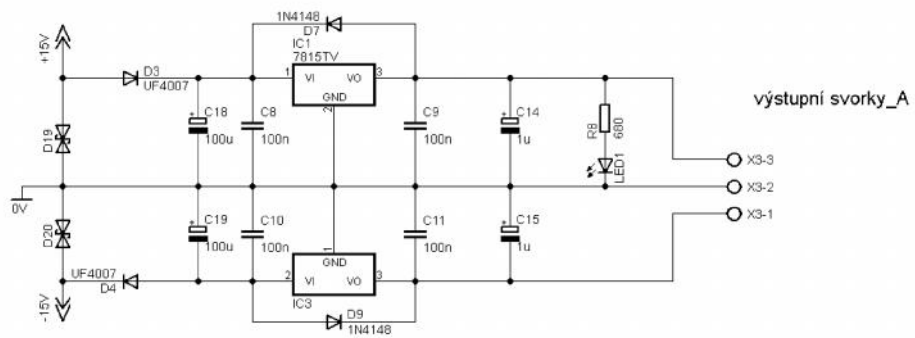
B2 – Schéma silového obvodu



B3 – Neodd lený zdroj 3V3/5V



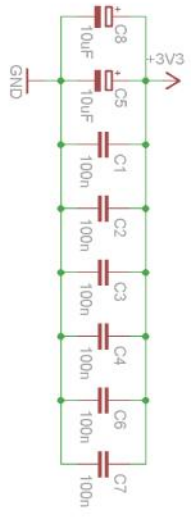
B4 – Zdroj odd lený ±15V (vstupní část)



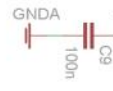
vystup
 TITLE: Zdroj_Oddeleny_E

B5 – Zdroj odd lený ±15V (výstupní část)

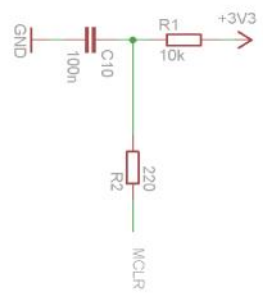
Blukování VCC - uP CPLD



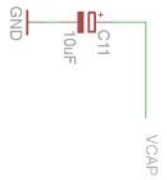
Blukování VCC_AD - uP



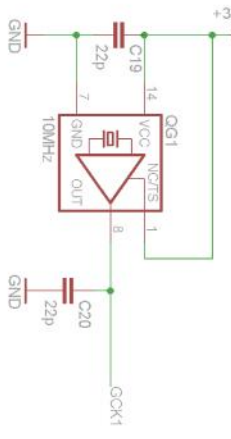
Reset uP - MCLR



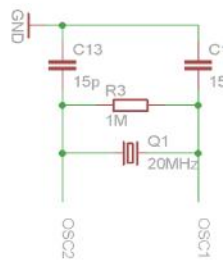
stabilizace OnChip Regulatoru



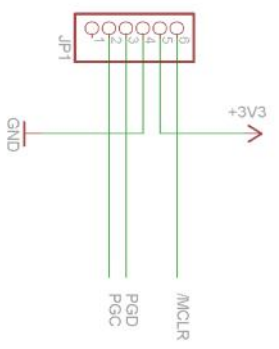
Kryštalový oscilátor taktování CPLD



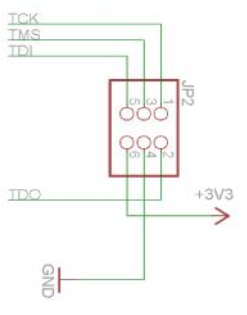
Kryštal_taktování uP



Programování PIC



Programování CPLD_JTAG



pomocne obvody uP a CPLD

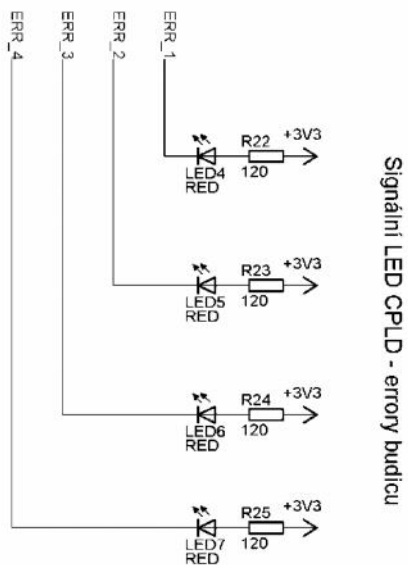
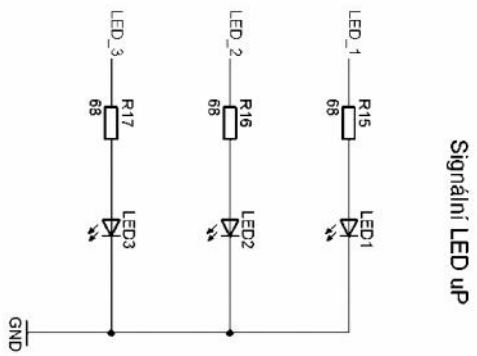
TITLE: procesorka_cpId_A

Document Number:

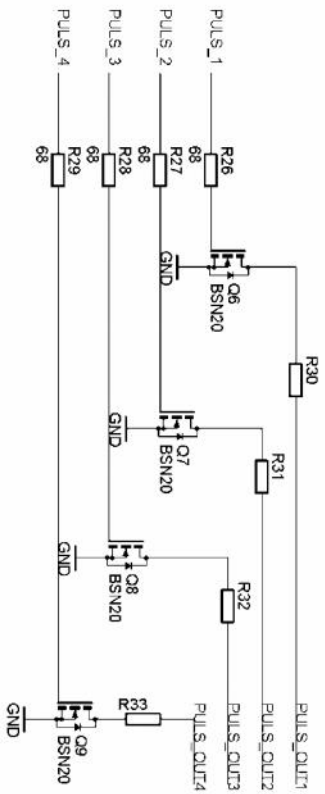
REV:

Date: 16.12.2014 15:12:30

Sheet: 2/6



Signální LED CPLD - pulsy do budiců



Logické výstupy

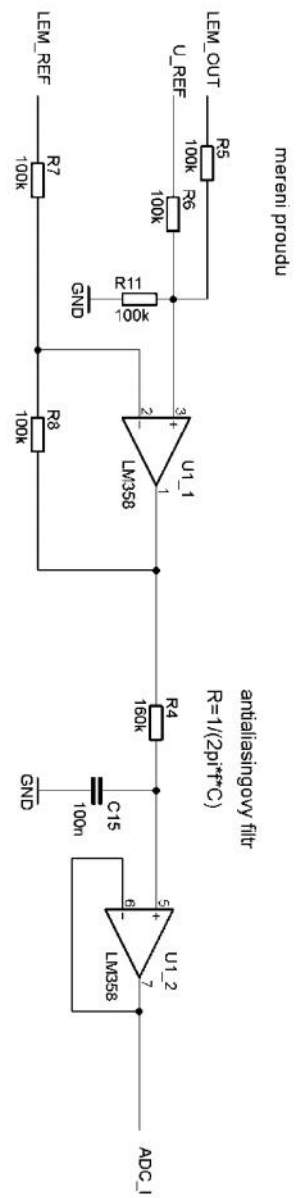
TITLE: procesorka_cp1d_A

Document Number:

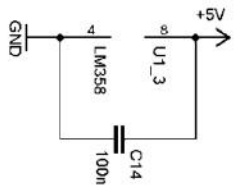
REV:

Date: 16.12.2014 15:12:30

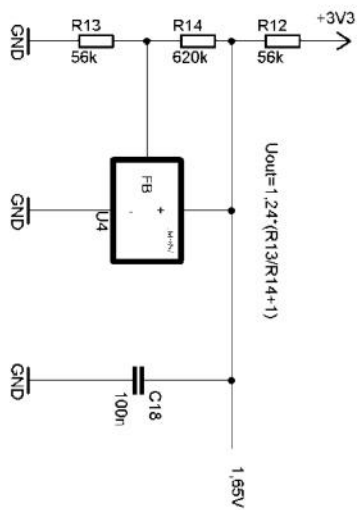
Sheet: 5/6



napajeni OZ



zdroj referencniho napeti



AD prevodnik

TITLE: procesorka_cpId_A

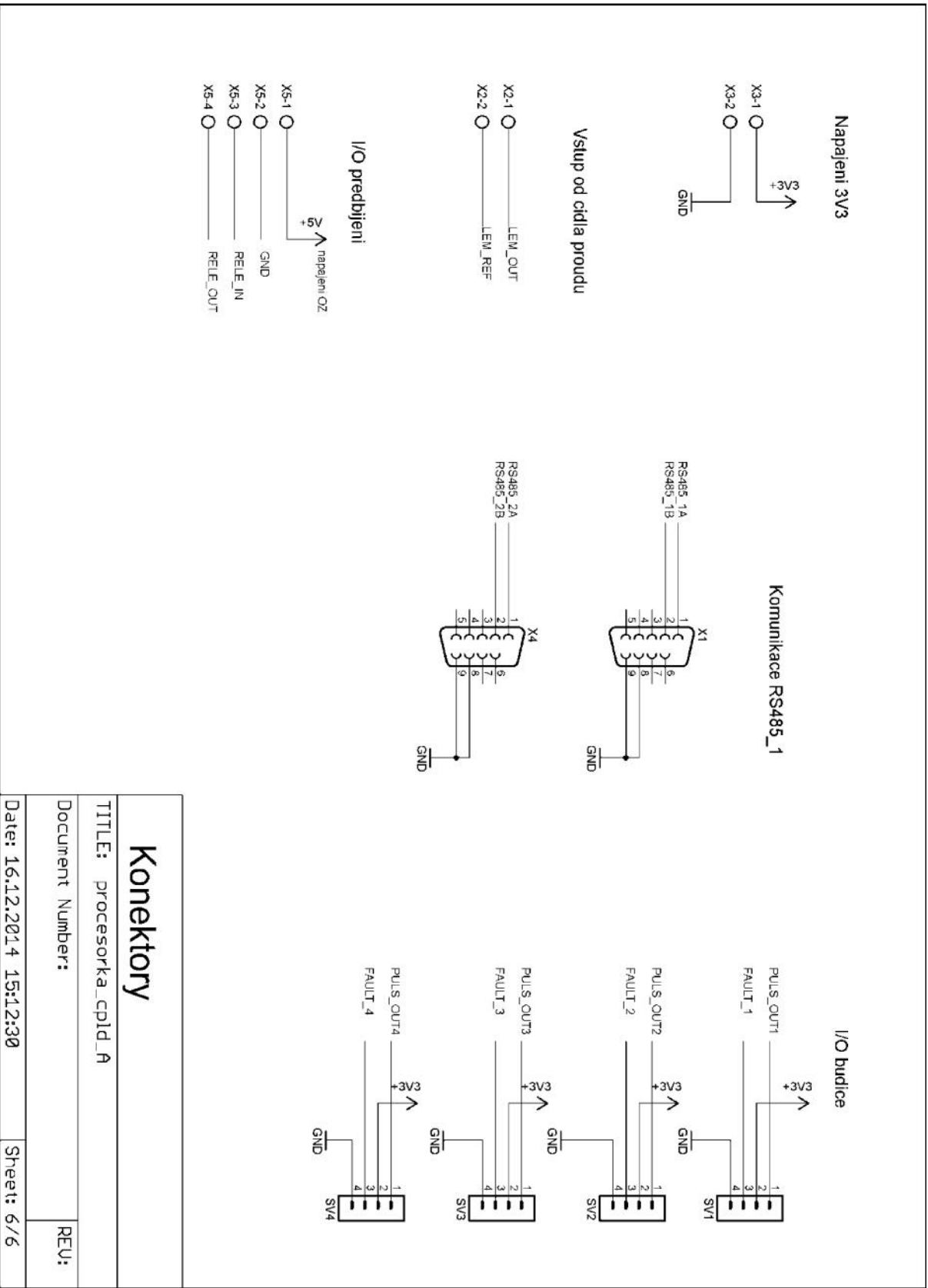
Document Number:

REV:

Date: 16.12.2014 15:12:30

Sheet: 3/6

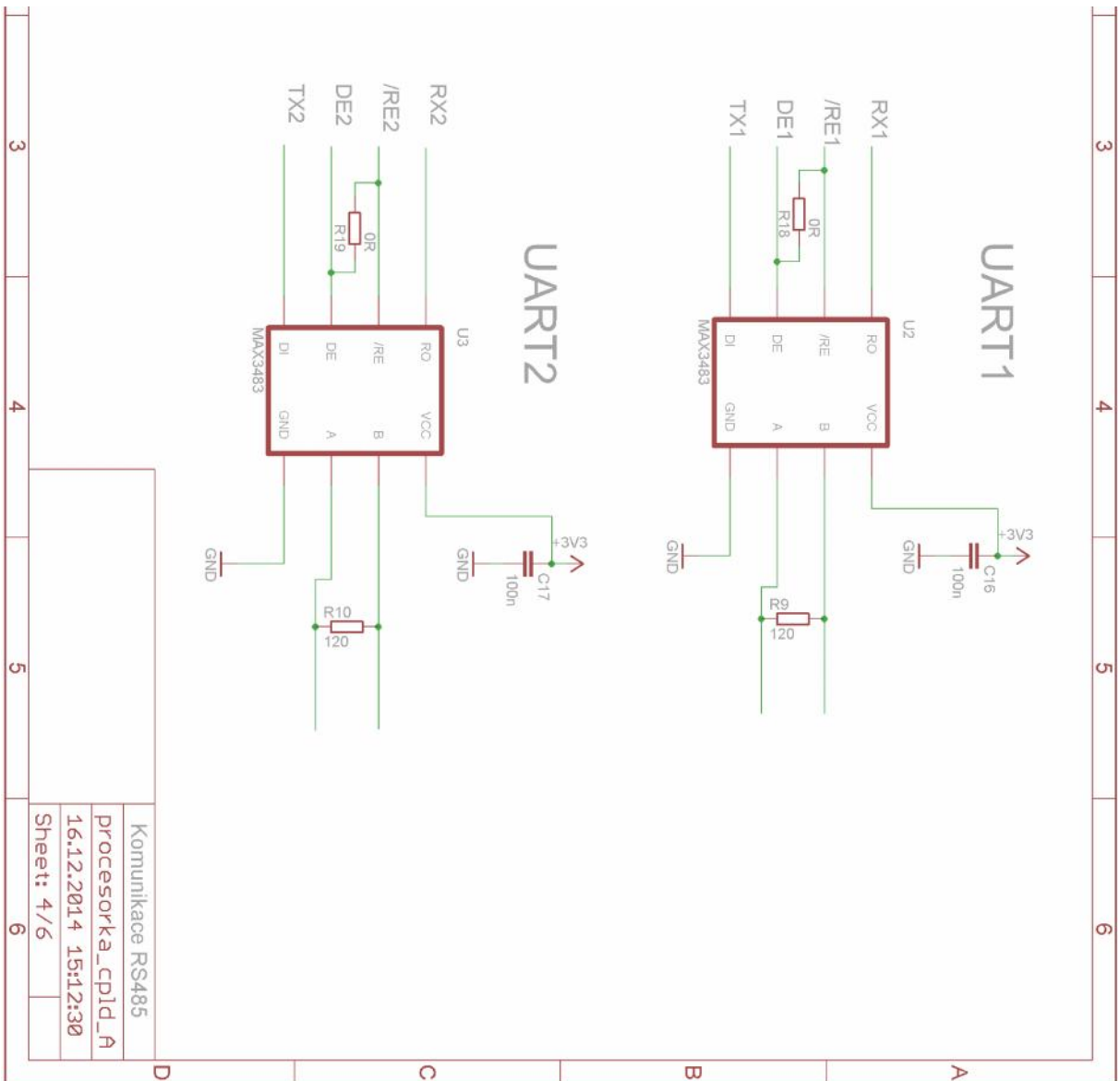
B8 – Obvod AD p evodníku signálu z idla LEM



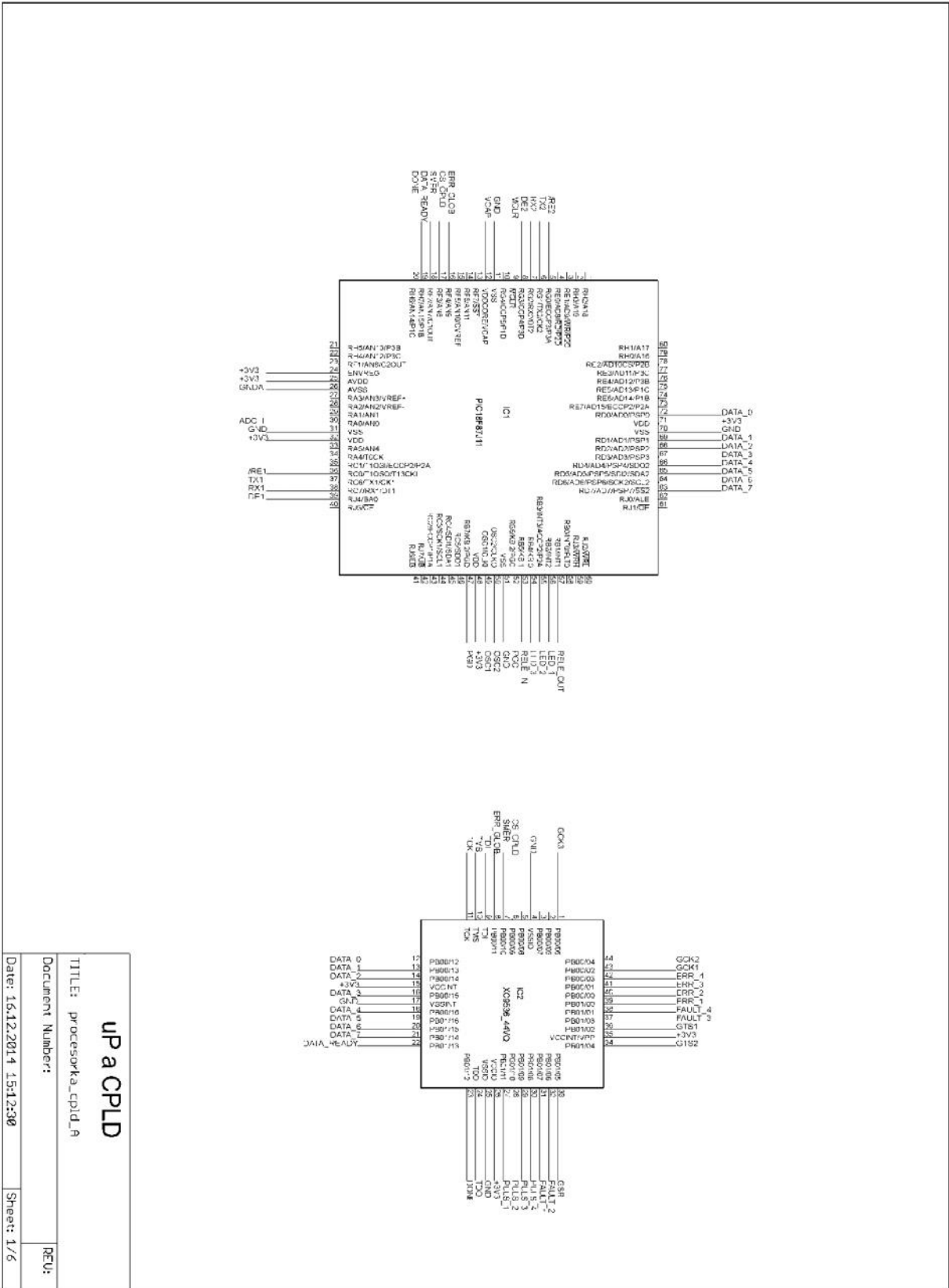
Konektory

TITLE: procesorka_cpId_A	
Document Number:	REV:
Date: 16.12.2014 15:12:30	Sheet: 6/6

B9 – Konektory ídicí desky

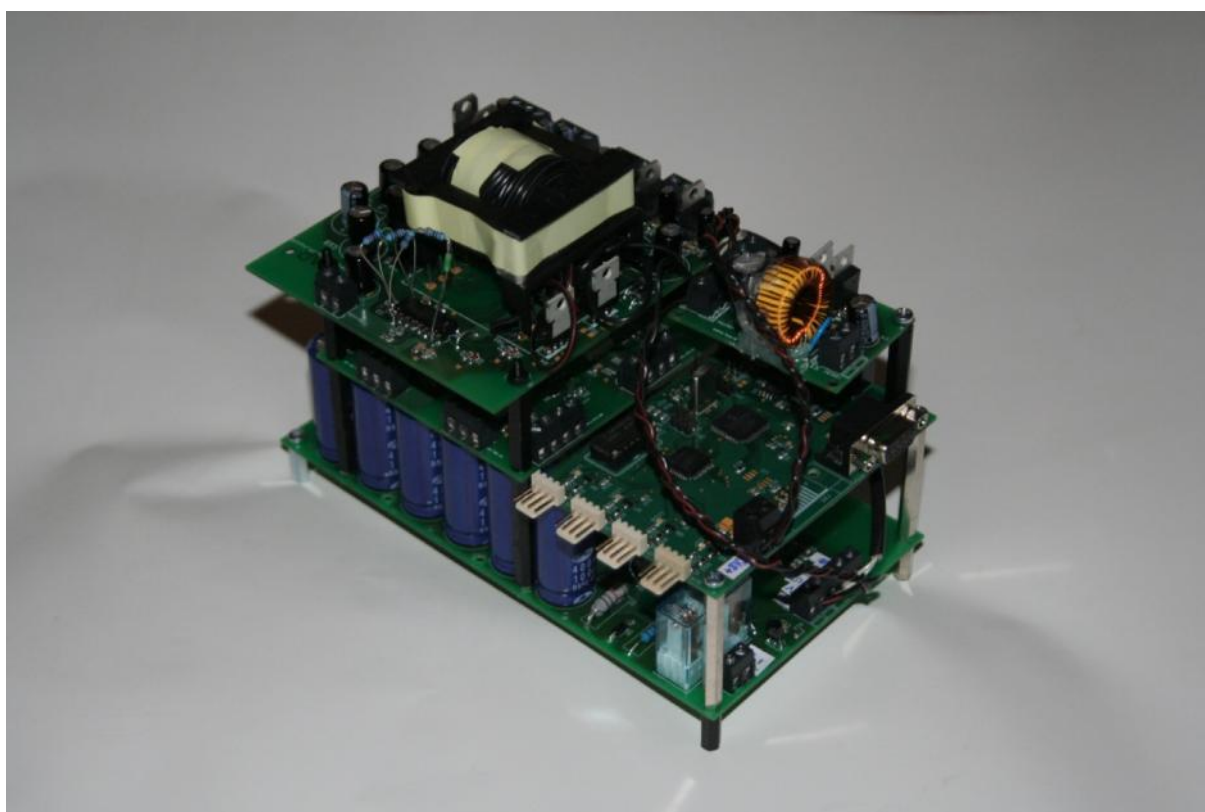


B10 – Budi e komunika ní linky RS485



B11 – Procesor a CPLD

C – fotografie m ni e



C1 – Celkový pohled na sestavený m ni

D – seznam signál a konektor

deska	konektor	číslo pinu	typ signálu	popis signálu	vede na
procesorová	SV1	1	logický	/puls	budič
	SV1	2	napájení	3V3	budič
	SV1	3	logický	fault	budič
	SV1	4	napájení	GND	budič
	SV2	1	logický	/puls	budič
	SV2	2	napájení	3V3	budič
	SV2	3	logický	fault	budič
	SV2	4	napájení	GND	budič
	SV3	1	logický	/puls	budič
	SV3	2	napájení	3V3	budič
	SV3	3	logický	fault	budič
	SV3	4	napájení	GND	budič
	SV4	1	logický	/puls	budič
	SV4	2	napájení	3V3	budič
	SV4	3	logický	fault	budič
	SV4	4	napájení	GND	budič
	X1	1	sériová linka	1A_RS485	nadřazený ŘS
	X1	2	sériová linka	1B_RS485	nadřazený ŘS
	X1	8		GND	nadřazený ŘS
	X1	9		GND	nadřazený ŘS
	X4	1	sériová linka	2A_RS485	nadřazený ŘS
	X4	2	sériová linka	2B_RS485	nadřazený ŘS
	X4	8		GND	nadřazený ŘS
	X4	9		GND	nadřazený ŘS
	X3	1	napájení 3,3V	3V3 plus	zdroj 3V3/5V
	X3	2	napájení 3,3V	3V3 mínus	zdroj 3V3/5V
	X2	1	analogový vstup	měření z LEM	silová deska
	X2	2	analogový vstup	reference z LEM	silová deska
	X5	1	napájení 5V	5V plus	zdroj 3V3/5V
	X5	2	napájení 5V	5V mínus	zdroj 3V3/5V
	X5	3	logický vstup	nabitá vstupní kapacita	silová deska
	X5	4	logický výstup	spínání relé předbíjení	silová deska
	JP1	1	programování	MCLR	
	JP1	2	napájení 3,3V	3V3 plus	
	JP1	3	napájení 3,3V	GND	
	JP1	4	programování	PGD	
	JP1	5	programování	PGC	
	JP1	6	programování	NC	

	JP2	1	programování	TDO	
	JP2	2	napájení 3,3V	GND	
	JP2	3	napájení 3,3V	3V3 plus	
	JP2	4	programování	TCK	
	JP2	5	programování	TMS	
	JP2	6	programování	TDI	

budiče	X1	1	napájení 3,3V	3V3 plus	zdroj 3V3/5V
	X1	2	logický	puls	procesorová deska
	X1	3	logický	fault	procesorová deska
	X1	4	napájení 3,3V	GND	zdroj 3V3/5V
	X2	1	napájení 3,3V	GND	zdroj 3V3/5V
	X2	2	logický	fault	procesorová deska
	X2	3	logický	puls	procesorová deska
	X2	4	napájení 3,3V	3V3 plus	zdroj 3V3/5V
	X5	1	napájení 3,3V	GND	zdroj 3V3/5V
	X5	2	logický	fault	procesorová deska
	X5	3	logický	puls	procesorová deska
	X5	4	napájení 3,3V	3V3 plus	zdroj 3V3/5V
	X7	1	napájení 3,3V	3V3 plus	zdroj 3V3/5V
	X7	2	logický	puls	procesorová deska
	X7	3	logický	fault	procesorová deska
	X7	4	napájení 3,3V	GND	zdroj 3V3/5V
	X3	1	napájení ±15V	15 plus	zdroj oddělený
	X3	2	napájení ±15V	0V	zdroj oddělený
	X3	3	napájení ±15V	15 mínus	zdroj oddělený
	X4	1	napájení ±15V	15 plus	zdroj oddělený
	X4	2	napájení ±15V	0V	zdroj oddělený
	X4	3	napájení ±15V	15 mínus	zdroj oddělený
	X6	1	napájení ±15V	15 plus	zdroj oddělený
	X6	2	napájení ±15V	0V	zdroj oddělený
	X6	3	napájení ±15V	15 mínus	zdroj oddělený
	X8	1	napájení ±15V	15 plus	zdroj oddělený
	X8	2	napájení ±15V	0V	zdroj oddělený
	X8	3	napájení ±15V	15 mínus	zdroj oddělený

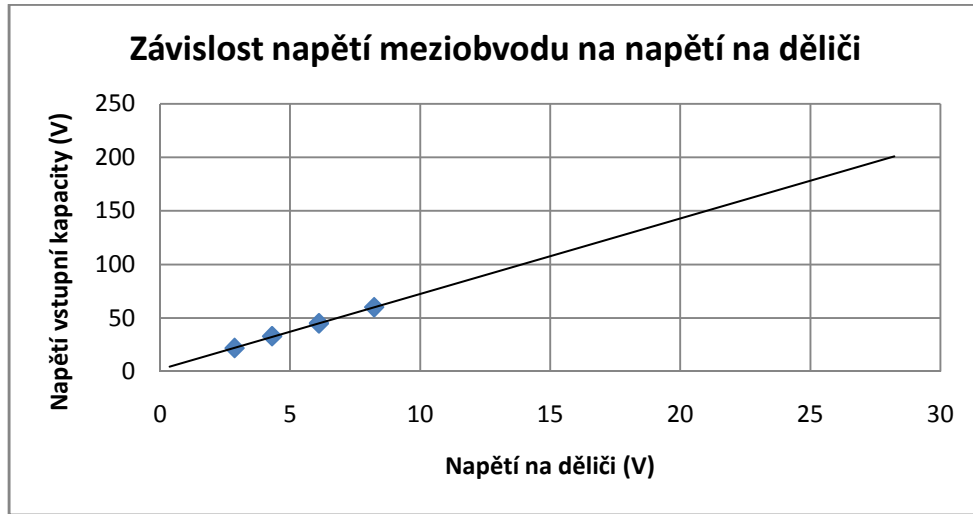
zdroj oddělený ±15V	X1	1	napájení 12V	12V plus	baterie
	X1	2	napájení 12V	12V mínus	budič
	X3	1	výstup ±15V	15V mínus	budič
	X3	2	výstup ±15V	0V	budič

	X3	3	výstup ±15V	15V plus	budič
	X4	1	výstup ±15V	15V mínus	budič
	X4	2	výstup ±15V	0V	budič
	X4	3	výstup ±15V	15V plus	budič
	X5	1	výstup ±15V	15V mínus	budič
	X5	2	výstup ±15V	0V	budič
	X5	3	výstup ±15V	15V plus	budič
	X6	1	výstup ±15V	15V mínus	budič
	X6	2	výstup ±15V	0V	budič
	X6	3	výstup ±15V	15V plus	budič

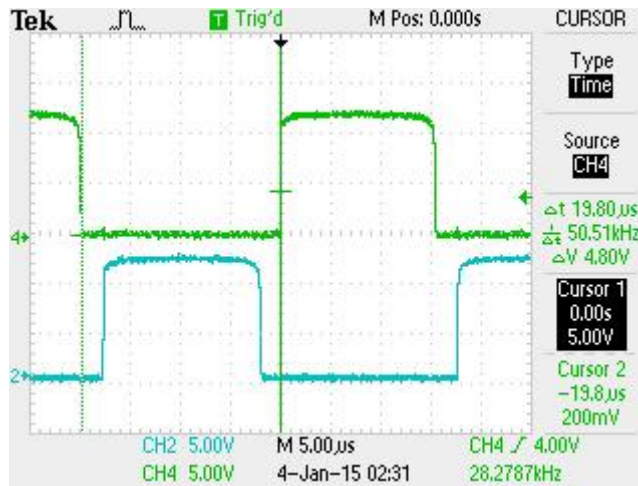
zdroj 3V3/5V	X1	1	napájení 12V	12V plus	baterie
	X1	2	napájení 12V	12V mínus	baterie
	X2	1	výstup 3,3V	GND	procesorová deska
	X2	2	výstup 3,3V	3V3 plus	procesorová deska
	X2	3	výstup 5V	GND	silová deska
	X2	4	výstup 5V	5V plus	silová deska
	X2	5	výstup 5V	GND	procesorová deska
	X2	6	výstup 5V	5V plus	procesorová deska

silová deska	X1	1	napájení 200V	200V plus	
	X1	2	napájení 200V	200V mínus	
	X2	1	výstup buzení		
	X2	2	výstup buzení		
	X3	1	napájení 12V	napájení relé	baterie
	X3	2	napájení 5V	napájení optronu	zdroj 3V3/5V
	X3	3	logický	log. Výstup optro- nu	procesorová deska
	X3	4	logický	log. Vstup relé	procesorová deska
	X3	5	napájení	GND	zdroj 3V3/5V
	X4	1	napájení 5V	5V plus	zdroj 3V3/5V
	X4	2	napájení 5V	GND	zdroj 3V3/5V
	X4	3	analogový	U_ref	procesorová deska
	X4	4	analogový	U_out	procesorová deska

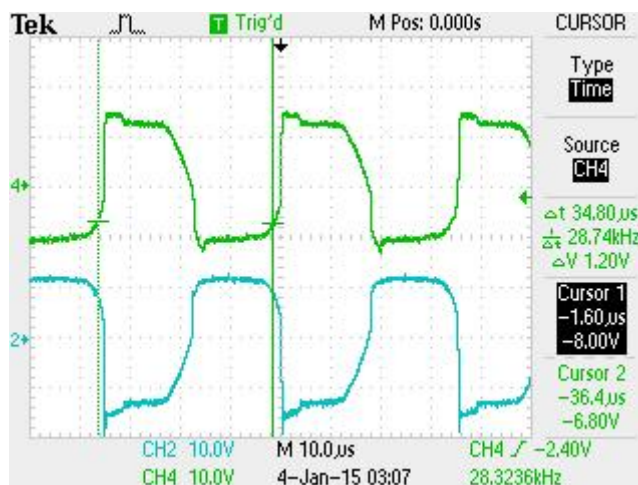
E – oscilografy a grafy



E1 – Charakteristika pro určení Zenerovy diody D15 silového obvodu



E2 – Kontrola mrtvých dob push-pull mni e (2μs)



E3 – Průběh napětí na primární straně push-pull mni e