

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

JEDNOFÁZOVÝ PULSNÍ MĚNIČ DC/AC S DIGITÁLNÍM ŘÍZENÍM

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. JAN ŠTAFFA

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY



FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS



# JEDNOFÁZOVÝ PULSNÍ MĚNIČ DC/AC S DIGITÁLNÍM ŘÍZENÍM

DC/AC INVERTER WITH DIGITAL CONTROL

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

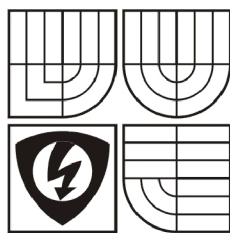
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. JAN ŠTAFFA

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

Ing. VLADIMÍR MINÁRIK

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

# Diplomová práce

Magisterský navazující studijní obor  
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

**Student:** Bc. Jan Štaffa

**Ročník:** 2

**ID:** 83040

**Akademický rok:** 2008/09

## NÁZEV TÉMATU:

### Jednofázový pulzní měnič DC/AC s digitálním řízením

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhnete algoritmus řízení DC/AC měniče za pomoci programového prostředí MATLAB Simulink.
2. Navrhnutý algoritmus implementujte do mikroprocesoru měniče.
3. Výsledky měření zdokumentujte a vyhodnoťte v diplomové práci.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

**Termín zadání:** 1.10.2008

**Termín odevzdání:** 22.5.2009

**Vedoucí projektu:** Ing. Vladimír Minárik

**doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.**  
*předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá jednofázovými pulzními měniči *DC/AC*, které slouží k přeměně stejnosměrného napětí na napětí střídavé a jsou v současnosti využívány zejména v systémech záložních zdrojů. Konkrétním záměrem práce, je realizace silové části jednofázového *DC/AC* měniče, včetně návrhu řídicího algoritmu. Je zde uvedeno kompletní řešení silového obvodu měniče. Dále je blíže rozebrána problematika digitálního řízení měniče pomocí signálových procesorů, který je využit při návrhu regulační struktury. Ověření správnosti návrhu a odladění řídicího algoritmu je provedeno formou simulace v programovém prostředí *MATLAB Simulink*. Odladěný algoritmus je následně implementován do signálového mikroprocesoru. Závěr práce hodnotí funkčnost měniče a navrženého řídicího algoritmu.

## **Abstract**

This work is focused on single phase inverters, which are used for the conversion of the direct current to the alternating current and are nowadays used especially in systems of back-up power supply. The specific aim of this work is implementation of design high power circuit of inverter include calculation of control algorithm. It describes the complete solution of power circuit. Next step is a analysis of problems concerning the digital control with help of signal processor which is used for solution of regulator structure. Check of the design and checkout of control algorithm is made in the form of simulation in the *MATLAB Simulink*. Debugged program algorithm is subsequently implemented into the signal microprocessor. The work results rate estimation functionality of inverter and solution of control algorithm.

## **Klíčová slova**

Jednofázový DC/AC měnič; Čtyřkvadrantový pulzní měnič; Návrh LC filtru; Diskrétní PS regulátor; Algoritmus řízení měniče; Kaskádní regulace; Řízení pomocí signálového procesoru; Výpočet ztrát MOS-FET; Výpočet chladiče

## **Keywords**

Single-phase DC/AC inverter; H-bridge inverter circuit; Low-pass filter; Cooling solution; MOS-FET power losses; PS regulator; Control algorithm for inverter; Cascade control; Control loop with DSP

## **Bibliografická citace práce**

ŠTAFFA, J. *Jednofázový pulzní měnič DC/AC s digitálním řízením*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 68 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Vladimír Minárik.

## Prohlášení autora

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma *Jednofázový pulzní měnič DC/AC s digitálním řízením* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne .....

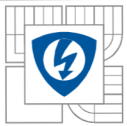
Podpis autora .....

## Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Vladimíru Minárikovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

Podpis autora .....



## OBSAH

<b>1</b>	<b>ÚVOD:</b> .....	<b>12</b>
<b>2</b>	<b>DC / AC MĚNIČE</b> .....	<b>13</b>
2.1	OBLASTI VYUŽITÍ STŘÍDAVÝCH MĚNIČŮ .....	13
2.2	ZPŮSOBY NAPÁJENÍ DC/AC MĚNIČŮ .....	15
2.3	PRINCIP ČINNOSTI DC/AC MĚNIČŮ .....	16
2.4	SPÍNACÍ PRVKY POUŽÍVANÉ VE VÝKONOVÝCH MĚNIČÍCH .....	17
<b>3</b>	<b>ŘÍZENÍ DC/AC MĚNIČŮ</b> .....	<b>18</b>
3.1	ZPŮSOBY ŘÍZENÍ DC/AC MĚNIČŮ .....	18
3.2	SINUSOVÁ PWM .....	19
3.3	BLOKOVÉ SCHÉMA ŘÍZENÍ .....	20
<b>4</b>	<b>DIGITÁLNÍ ŘÍZENÍ POMOCÍ SIGNÁLOVÉHO PROCESORU</b> .....	<b>21</b>
4.1	VLASTNOSTI SIGNÁLOVÝCH PROCESORŮ DSP .....	21
4.2	VÝVOJ ALGORITMU PRO ŘÍZENÍ DSP .....	21
<b>5</b>	<b>REALIZACE SILOVÉ ČÁSTI DC/AC MĚNIČE</b> .....	<b>22</b>
5.1	VÝBĚR SPÍNACÍCH PRVKŮ DC/AC MĚNIČE .....	24
5.2	ŘEŠENÍ LC FILTRU .....	25
5.2.1	<i>Návrh tlumivky</i> .....	25
5.2.2	<i>Návrh kondenzátorů</i> .....	30
5.2.3	<i>Výsledné parametry LC filtru a kontrola úbytku napětí</i> .....	31
5.3	NÁVRH CHLADIČE A VÝPOČET ZTRÁT .....	33
5.4	PŘÍZPŮSOBENÍ BUDÍCÍCH SIGNÁLŮ TRANZISTORŮM MOSFET .....	36
5.5	KONSTRUKCE LABORATORNÍHO VZORKU MĚNIČE .....	37
<b>6</b>	<b>HARDWAROVÉ ŘEŠENÍ ŘÍDÍCÍ ČÁSTI MĚNIČE</b> .....	<b>38</b>
6.1	ŠKOLNÍ LABORATORNÍ ŘÍDÍCÍ MODUL .....	38
6.2	DSC MC56F8322 s JÁDREM 56800E .....	39
6.3	PROUDOVÉ ČIDLO .....	40
6.4	SNÍMAČ NAPĚTÍ .....	41
<b>7</b>	<b>NÁVRH ALGORITMU ŘÍZENÍ V PROGRAMOVÉM PROSTŘEDÍ MATLAB SIMULINK</b> .....	<b>42</b>
7.1	ŘEŠENÍ ALGORITMU ŘÍZENÍ DC/AC MĚNIČE .....	43
7.1.1	<i>Vyjádření přenosových funkcí smyček</i> .....	43
7.1.2	<i>Výpočet regulátoru proudu a napětí</i> .....	47
7.2	SIMULACE ŘÍZENÍ DC/AC MĚNIČE V PROSTŘEDÍ SIMULINK .....	51
7.2.1	<i>Simulace spojitého řízení</i> .....	51
7.2.2	<i>Simulace diskrétního řízení</i> .....	52
<b>8</b>	<b>IMPLEMENTACE ŘÍDÍCÍHO ALGORITMU DO DSP</b> .....	<b>56</b>
8.1	BLOKOVÉ SCHÉMA DC/AC MĚNIČE S DIGITÁLNÍM ŘÍZENÍM .....	56
8.2	PROGRAMOVÉ PROSTŘEDÍ CODEWARRIOR .....	57
8.3	VÝVOJOVÝ DIAGRAM OBSLUŽNÉHO PROGRAMU .....	58
8.4	ALGORITMUS ŘÍZENÍ A NASTAVENÍ PERIFÉRIÍ DSP 56F8322 .....	59
8.5	VÝPOČET PARAMETRŮ REGULÁTORU PRO FUNKCI CONTROLLERPI .....	61
<b>9</b>	<b>MĚŘENÍ NA DC/AC MĚNIČI</b> .....	<b>62</b>
<b>10</b>	<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>65</b>





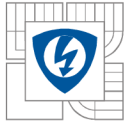
## SEZNAM OBRÁZKŮ

OBRÁZEK 2-1	BLOKOVÉ SCHÉMA ZÁLOŽNÍHO ZDROJE, UPS TYPU ON-LINE.....	14
OBRÁZEK 2-2	ČTYŘ-KVADRANTOVÝ PULZNÍ MĚNIČ, H-MŮSTEK.....	16
OBRÁZEK 2-3	SCHEMATICKÁ ZNAČKA UNIPOLÁRNÍHO TRANZISTORU.....	17
OBRÁZEK 3-1	BLOKOVÉ SCHÉMA ŘÍZENÍ STŘÍDAČE S VÝSTUPNÍM LC FILTREM.....	20
OBRÁZEK 5-1	SCHÉMA ZAPOJENÍ SILOVÉ ČÁSTI <i>DC/AC MĚNIČE</i> .....	22
OBRÁZEK 5-2	ZÁKLADNÍ INFORMACE O TRANZISTORU TYPU SPP20N60SP, FY. INFINEON [14].....	24
OBRÁZEK 5-3	REALIZOVANÁ TLUMIVKA NA JÁDŘE TYPU LJ E6527-CF138.....	26
OBRÁZEK 5-4	ROZMĚROVÝ NÁČRT FERITOVÉHO E JÁDRA PRO TLUMIVKU, TYP <i>LJE7219</i> , FY. <i>SEMIC</i> [8].....	28
OBRÁZEK 5-5	ČÁST OBVODU ZAJIŠŤUJÍCÍ KONEČNOU ÚPRAVU SIGNÁLU NA GATE.....	36
OBRÁZEK 5-6	SILOVÁ ČÁST <i>DC/AC MĚNIČE</i> ZHOTOVENÁ VE FORMĚ LABORATORNÍHO VZORKU.....	37
OBRÁZEK 6-1	ŠKOLNÍ LABORATORNÍ ŘÍDÍCÍ MODUL.....	38
OBRÁZEK 6-2	SOUČTOVÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ NA VSTUPU <i>A/D</i> PŘEVODNÍKU.....	40
OBRÁZEK 6-3	REALIZACE SNÍMAČE NAPĚTÍ A PŘIZPŮSOBENÍ SIGNÁLU VSTUPU <i>A/D</i> .....	41
OBRÁZEK 7-1	MODEL SPOJITÉHO ŘÍZENÍ S KASKÁDNÍ REGULACÍ <i>DC/AC MĚNIČE</i> .....	51
OBRÁZEK 7-2	REGULÁTOR TYPU PI (PS) REALIZOVÁN V DISKRÉTNÍ ČASOVÉ OBLASTI.....	52
OBRÁZEK 7-3	MODEL MĚNIČE A DISKRÉTNÍHO ŘÍZENÍ V PROSTŘEDÍ MATLAB SIMULINK.....	54
OBRÁZEK 7-4	GRAFY PRŮBĚHŮ <i>U, I</i> NA VÝSTUPU MĚNIČE SIMULOVANÉHO V PROSTŘEDÍ MATLAB.....	55
OBRÁZEK 8-1	BLOKOVÉ SCHÉMA <i>DC/AC MĚNIČE</i> S DIGITÁLNÍM ŘÍZENÍM.....	56
OBRÁZEK 8-2	GRAFICKÉ KONFIGURAČNÍ PROSTŘEDÍ PROGRAMU CODEWARRIOR.....	57
OBRÁZEK 8-3	VÝVOJOVÝ DIAGRAM OBSLUŽNÉHO PROGRAMU <i>DC/AC MĚNIČE</i> .....	58
OBRÁZEK 9-1	MĚŘICÍ PRACOVNÍSTĚ JEDNOFÁZOVÉHO <i>DC/AC MĚNIČE</i> S DIGITÁLNÍM ŘÍZENÍM.....	62
OBRÁZEK 9-2	PRŮBĚHY <i>U</i> A <i>I</i> PŘI MĚŘENÍ PROUDOVÉ SMYČKY PŘI KONSTANTNÍM ZATÍŽENÍ.....	63
OBRÁZEK 9-3	PRŮBĚHY <i>U</i> A <i>I</i> PROUDOVÉ SMYČKY PŘI SKOKOVÉ ZMĚNĚ ZATÍŽENÍ.....	63
OBRÁZEK 9-4	PRŮBĚHY <i>U</i> A <i>I</i> PŘI MĚŘENÍ NAPĚŤOVÉ SMYČKY PŘI KONSTANTNÍM ZATÍŽENÍ.....	64
OBRÁZEK 9-5	PRŮBĚHY <i>U</i> A <i>I</i> NAPĚŤOVÉ SMYČKY PŘI SKOKOVÉ ZMĚNĚ ZÁTĚŽE.....	64



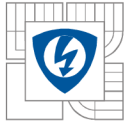
## SEZNAM TABULEK

TAB. 5-1 TABULKA ROZMĚRŮ JÁDRA TYPU LJ E6527.....	27
TAB. 5-2 TABULKA KONSTANT PI REGULÁTORU NAPĚTÍ A PI REGULÁTORU PROUDU VE SPOJITÉ OBLASTI.....	50
TAB. 8-2 PARAMETRY ZESÍLENÍ GAIN A SCAIL PI REGULÁTORU NAPĚTÍ A PROUDU.....	61



## SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

AC	Alternating Current	
ALU	Arithmetic and Logic Unit	
A/D	Analog to Digital converter	
BJT	Bipolar Junction Transistor	
DC	Direct Current	
DSC	Digital Signal Controller	
DSP	Digital Signal Processor	
DPS	Deska plošných spojů	
FET	Field-Effect Transistor	
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor	
I/O	Input / Output	
JTAG	Join Test Action Group	
MIPS	Microprocessor without Interlocked Pipeline Stages	
MOS-FET	Metal Oxide Semiconductor FET	
PWM	Pulse Width Modulation	
PI	PI regulator	
PS	PS regulator	
RAM	Read Access Memory	
ROM	Read Only Memory	
UPS	Uninterruptible Power Supply	
VFD	Voltage Depend	
VI	Voltage Independent	
$\alpha_{cel}$	Součinitel přestupu tepla chladiče	[W/m <sup>2</sup> ·K]
$\Delta I$	Dovolené zvlnění výstupního proudu	[A]
$\sigma$	Proudová hustota zvolená pro měděné vodiče	[A·m <sup>2</sup> ]
$\tau$	Časová konstanta	[s]
$\mu_{r,Fe}$	Relativní permeabilita feritového jádra	[-]
$B_{max}$	Magnetická indukce	[-]
$C$	Kapacita filtru	[F]
$f$	Kmitočet nosného signálu PWM	[Hz]
$f_1$	Frekvence na výstupu měniče	[Hz]
$F$	Přenosová funkce	[-]
$F_{S(p)}$	Přenos soustavy	[-]
$F_{R(p)}$	Přenos regulátoru	[-]
$i$	Akční hodnota proudu v regulační smyčce	[A]
$i_z$	Žádaná hodnota proudu v regulační smyčce	[A]
$i_{sk}$	Skutečná hodnota proudu v regulační smyčce	[A]
$I$	Proud tranzistorem	[A]
$I_D$	Max. proud v propustném směru	[A]
$I_{L,ef}$	Maximální efektivní proud tlumivkou	[A]
$I_{L,max}$	Maximální proud tlumivkou, amplituda	[A]



$K$	Konstanta zesílení	[-]
$K_i$	Integrační konstanta regulátoru	[-]
$K_p$	proporcionální konstanta regulátoru	[-]
$k_{pl}$	Činitel plnění tlumivky, volíme mezi 0,5-0,6	[-]
$k_z$	Zatěžovací činitel pro tlumivku, poměr $I_{ef}$ ku $I_{max}$	[-]
$L$	Indukčnost filtru	[H]
$l_{Fe}$	Střední délku magnetické siločáry	[m]
$l_v$	Délka vzduchové mezery tlumivky	[m]
$N$	Počet závitů tlumivky	[-]
$P$	Výkon měniče	[W]
$P_{ZTR,UST}$	Ustálený ztrátový výkon na tranzistoru	[W]
$P_{ZTR,UST}$	Ustálený ztrátový výkon na tranzistoru	[W]
$R_H$	Tepelný odpor chladiče	[K·W <sup>-1</sup> ]
$R_{ujc}$	Tepelný odpor (junction-case)	[K·W <sup>-1</sup> ]
$R_{jc}$	Tepelný odpor na rozhraní čip-pouzdro	[K·W <sup>-1</sup> ]
$R_{ch}$	Tepelný odpor na rozhraní pouzdro-chladič	[K·W <sup>-1</sup> ]
$R_{iz}$	Tepelný odpor tepelně vodivé elektricky izolační podložky	[K·W <sup>-1</sup> ]
$R_{DS(ON)}$	Odpor mezi DS na tranzistoru MOSFET v sepnutém stavu	[Ω]
$s$	Střída spínání tranzistorů měniče	[-]
$S_{Cu}$	Průřez vodiče	[mm <sup>2</sup> ]
$S_{Fe}$	Plocha feritového jádra tlumivky	[mm <sup>2</sup> ]
$S_{OK}$	Plocha okna tlumivky	[mm <sup>2</sup> ]
$t_{on}$	Zapínací doba tranzistoru	[s]
$t_{off}$	Vypínací doba tranzistoru	[s]
$T_0$	Provozní teplota okolí měniče	[K]
$T_j$	Maximální teplota pouzdra	[K]
$u$	Akční hodnota napětí v regulační smyčce	[V]
$u_z$	Žádaná hodnota napětí v regulační smyčce	[V]
$u_{sk}$	Skutečná hodnota napětí v regulační smyčce	[V]
$U$	Výstupní střídavé napětí	[V]
$U_D$	Stejnoseměrné napětí mezi-obvodu	[V]
$U_Z$	Závěrné napětí	[V]
$V_{DS}$	Napětí v závěrném směru	[V]
$W_{on}$	Ztrátová energie při zapnutí tranzistoru	[W]
$W_{off}$	Ztrátová energie při vypnutí tranzistoru	[J]



# 1 ÚVOD:

Využití střídačů nalézáme v mnoha odvětvích lidské činnosti, kde je třeba napájet spotřebiče střídavým napětím. Střídavé měniče napětí, *DC (Direct Current) / AC (Alternating Current)*, slouží k přeměně stejnosměrného napětí na napětí střídavé, které odebíráme na výstupu měniče. Při současné závislosti moderní společnosti na výpočetní technice a možným nejenom ekonomickým rizikům, které mohou nastat v důsledku výpadku elektrické energie, jsou jednofázové *DC/AC* měniče nejčastěji využívány ve struktuře záložních zdrojů napájení. Téměř nezastupitelné je i jejich nasazení v přeměně stejnosměrné elektrické energie, získávané z obnovitelných zdrojů, na elektrickou energii síťového napětí a frekvence. Uvedené informace poukazují na aktuálnost této problematiky.

V této práci se budeme zabývat jednofázovými *DC/AC* měniči a jejich řízením. Konkrétně potom stavbou jednofázového měniče včetně návrhu algoritmu řízení. Současný požadavek co nejnižšího harmonického zkreslení síťového napětí a odebíraného proudu podmiňuje kvalitní řízení. Náročnost výpočtů při regulaci měniče vybízí k možnosti realizovat řízení jako digitální s pomocí signálového procesoru. Signálové procesory disponují vysokým výpočetním výkonem, který je pro kvalitní regulaci potřebný. Při aktuálních možnostech simulace i složitějších dynamických systémů se dále nabízí využít simulačních programových prostředí, pro ověření správnosti samotného návrhu řízení. Jedním z cílů práce je proto nasimulovat algoritmus řízení měniče v prostředí *MATLAB Simulink* a následně tento algoritmus implementovat do signálového procesoru.

Informace o principu činnosti střídačů jsou obsaženy v 2. kapitole. Střídavé měniče je nutné řídit v závislosti na zatížení regulátorem se zpětnou vazbou. O používaných způsobech řízení pojednává 3. kapitola. Ve 4. kapitole této práce je proveden stručný rozbor digitálního řízení měniče pomocí signálového procesoru. Kompletním řešením a stavbou silové části se zabývá 5. kapitola. Použitá hardwarová část řízení a její přizpůsobení konkrétnímu silovému obvodu je rozebrána v 6. kapitole. 7. Kapitola je věnována návrhu řídicího algoritmu a jeho simulaci v programovém prostředí *MATLAB Simulink*, na které je ověřena správnost výpočtů regulátoru a výběr vhodné regulační struktury. Postup implementace řídicího algoritmu do *DSP* a nastavení klíčových parametrů je uveden v 8. kapitole. Měření k ověření funkčnosti navrženého řídicího algoritmu, pro realizovanou silovou část měniče, je zdokumentováno v 9. kapitole. Závěrem je uvedeno zhodnocení funkčnosti měniče a navrženého řídicího algoritmu.



## 2 DC / AC MĚNIČE

Střídavé měniče napětí, *DC (Direct Current) / AC (Alternating Current)*, slouží k přeměně stejnosměrného napětí zdroje na střídavé napětí, které odebíráme na výstupu měniče. Neboli střídač je zařízení, které umožňuje konverzi stejnosměrné energie na energii střídavou. [4].

Tato kapitola popisuje princip činnosti střídavých měničů, způsoby jejich napájení. Dále poskytuje přehled informací o současném stavu na poli střídačů a oblastech, ve kterých můžeme nalézt jejich využití.

### 2.1 OBLASTI VYUŽITÍ STŘÍDAVÝCH MĚNIČŮ

Využití střídačů nalezneme v mnoha odvětvích lidské činnosti, kde je třeba napájet spotřebiče střídavým napětím. Nasazení měničů lze rozdělit do několika skupin.

V první skupině nalézají uplatnění jako napájecí zdroje síťové frekvence  $230V/50Hz$ , v místech, kde není napájecí síť. Zdroj v těchto případech může být realizován například formou olověného akumulátoru. Téměř nezastupitelné je jejich nasazení v přeměně elektrické energie získávané z obnovitelných zdrojů, na elektrickou energii síťového napětí a frekvence. Důvodem je skutečnost, že systémy využívající jako zdroj energie například solární články, které jsou schopny dodávat pouze stejnosměrnou energii, není možné přímo připojit na průmyslovou síť.

Podobně některé elektrické stroje ve větrných a přílivových elektrárnách menších výkonů, které nejsou schopny produkovat síťové napětí, je nutné připojit přes střídač. Tyto systémy napájecích zdrojů síťové frekvence bývají hojně využívány v horských chatách, na cestách, v nedostupných oblastech, na lodích apod. Spotřebiče v této skupině jsou většinou malých výkonů, jako například zářivky, některé druhy motorů, televize apod.

V další skupině využíváme měniče jako zdroje regulovaného napětí a kmitočtu pro napájení a řízení otáček elektrických pohonů v průmyslu. Měniče se vyrábí jednofázové nebo trojfázové. Na rozdíl od první skupiny jsou zde střídače napájeny přímo ze sítě  $230V/50Hz$ . Tato zařízení se nazývají frekvenční měniče a jejich součástí je usměrňovač ze síťového napětí, které je následně pomocí střídače *DC/AC* upraveno podle požadavků řídicího systému.

Poslední skupinou, ve které nalezneme využití *DC/AC* měničů, jsou systémy *UPS (Uninterruptible Power Supply)*. Neboli záložní zdroje elektrické energie. Můžeme se setkat i s označeními systémy nouzového napájení případně záložní napájecí systémy. Jsou navrženy pro dodávku elektrické energie v místech, kde dojde k výpadku sítě. V současnosti se s nasazením *DC/AC* měničů nejčastěji setkáváme právě ve struktuře nepřerušitelných zdrojů energie, *UPS*.

Právě v oblasti *UPS* může být *DC/AC* měnič, realizovaný v této práci, využit. Konkrétně v *UPS* typu on-line, Obrázek 2-1.

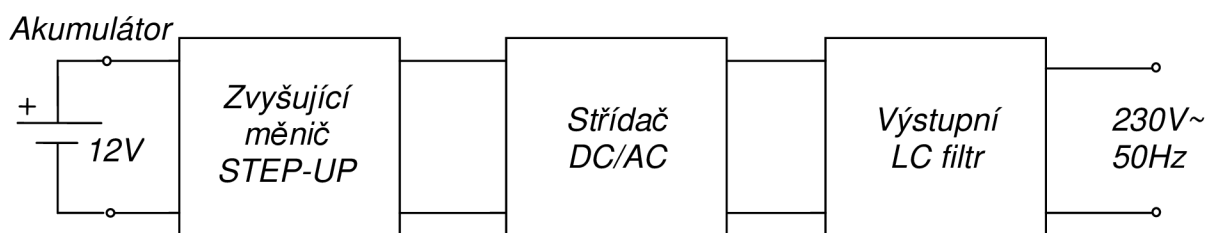
Systémy *UPS* jsou navrženy pro dodávku elektrické energie v místech, kde dojde k výpadku sítě nebo zakolísání napětí. Využití *UPS* nalezneme zejména na důležitých strategických místech nebo na místech, kde by přerušení dodávky elektrické energie mohlo ohrozit životy osob nebo způsobit ekonomické ztráty. V praxi jsou tyto systémy využívány zejména v elektrárnách, nemocnicích, na letištích, ve vojenství a serverových operačních místnostech.

V současné době jsou běžně dostupné systémy *UPS* pro výpočetní techniku, kdy poskytnou při výpadku elektrické energie dostatek času pro legitimní ukončení programů a zabrání ztrátě dat. Využívá se v bankách, podnikové sféře a v současné době i v soukromém sektoru. Nejrozšířenějším typem *UPS* je systém napájení notebooků. Existuje několik typů systému *UPS*, rozdělení je provedeno na základě principu činnosti, který využívají.

*Off-line*, neboli režim *VFD* – (Voltage and Frequency Depend) [10]. Jedná se o nejjednodušší režim činnosti záložních zdrojů. Pomocí relé se *UPS* v případě přerušení napájení nebo jeho kolísání spustí. Nevýhodou tohoto systému je, že nedokáže odstranit krátkodobý výpadek napájení v řádu milisekund.

*Line interactive*, neboli režim *VI* – (Voltage Independent). Jedná se o nejpoužívanější systém *UPS*. Výhodou tohoto typu je použití regulačního transformátoru, který je schopen eliminovat krátkodobé poruchy jako je podpětí, přepětí apod. Tím se zabraňuje nadměrnému zatěžování akumulátoru. [10] Regulační transformátor zde plní funkci stabilizátoru napětí. Stejně jako u typu *off-line* není tato *UPS* schopna odstranit krátkodobý výpadek v řádu milisekund, který je způsoben dopravním zpožděním při přepínání. [10]

*On-line*, neboli režim *VFI* – (Voltage and Frequency Independent). Tyto systémy nepřetržitě napájí spotřebič ze zdroje stejnosměrného napětí (akumulátor), který je současně dobíjen ze sítě. Tím je odstraněna hlavní nevýhoda předešlých typů, schopnost při výpadku napájet spotřebič bez přerušení napětí. Střídavé síťové napětí je na vstupu filtrováno a následně měničem *AC/DC* usměrněno na napětí akumulátoru, který je neustále dobíjen. Z akumulátoru je napětí měničem *DC/AC* vystřídáno a vyfiltrováno opět na napětí sítě. Tento typ *UPS* je nejdražší a zároveň nejnáročnější na řízení. Z principu činnosti je tento typ určen na trvalý chod, proto je na výstupu požadováno co nejvěrnější sinusové napětí. [10]



Obrázek 2-1 Blokové schéma záložního zdroje, *UPS* typu *On-line*



## 2.2 ZPŮSOBY NAPÁJENÍ DC/AC MĚNIČŮ

Střídače jsou obvykle napájeny buď přímo ze zdroje stejnosměrného napětí, nebo střídavé sítě, která je před vstupem do měniče usměrněna. Jako zdroj konstantního napětí můžeme využít akumulátory, solární kolektory a ostatní zdroje stejnosměrného napětí. Požadavkem na stejnosměrný zdroj je malá vnitřní impedance, to znamená, že požadujeme tvrdý zdroj, který bude schopen dodávat energii potřebnou pro pulzní měnič.

V případě použití akumulátoru jako zdroje stejnosměrného napětí, je třeba napětí obvykle zvýšit pro potřeby stejnosměrného meziobvodu *DC/AC* střídače. Tuto činnost nejčastěji obstarává zvyšující měnič. Například zvyšující měniče napětí s impulzním transformátorem. Nejčastěji je řízení prováděno pomocí pulzní šířkové modulace.[11]

V systémech záložních zdrojů jsou většinou využívány olověné bezúdržbové akumulátory. Olověné akumulátory mají omezenou životnost, která je většinou 5-7 let. Dimenzování kapacity a proudového zatížení akumulátorů se provádí podle zátěže, do které bude měnič pracovat. K některým záložním zdrojům je možné připojit externí akumulátory, které celkově zvýší kapacitu, jenž je při výpadku k dispozici. Od velikosti kapacity se odvíjí doba, po kterou systém *UPS* může napájet zátěž. Akumulátory jsou ve většině případů dimenzovány na chod v řádu jednotek až desítek minut. *UPS* na velké výkony, používané např. v nemocnicích a vojenství, bývají po déletrvajícím výpadku nahrazeny výkonnými dieselovými generátory.

Při použití zvyšujícího *DC* měniče jako zdroje stejnosměrného napětí, slouží vřazený kondenzátor mezi zvyšující *DC* měnič a *AC* měnič k pokrytí špičkových odběrů proudů vzniklých spínáním tranzistorů střídače.

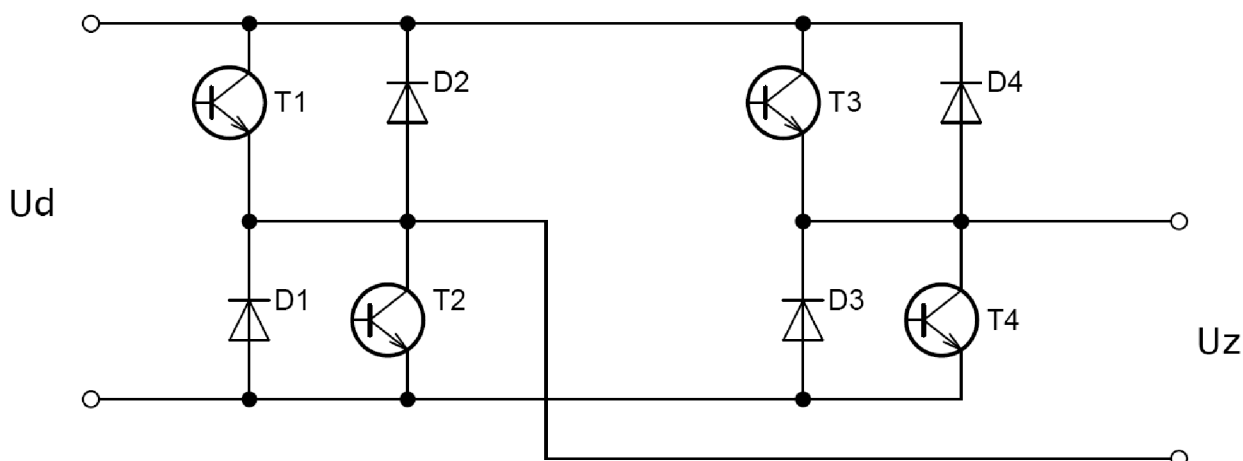
Použijeme-li jako zdroj energie střídavou síť, která je dostatečně tvrdá, je vhodné využít před samotný usměrňovač síťové odrušovací filtry. Usměrňovače jsou totiž zdrojem rušení, které je z hlediska elektromagnetické kompatibility nutné odrušit.



## 2.3 PRINCIP ČINNOSTI DC/AC MĚNIČŮ

Jednofázový střídač lze realizovat pomocí čtyř-kvadrantového pulzního měniče, *H*-můstku. Uveden na Obrázku 2-2. Obvod je složen ze čtyř výkonových tranzistorů a čtyř diod. Následně bude popsán princip činnosti samotného obvodu.

Čtyřkvadrantový můstek je napájen z tvrdého zdroje napětí  $U_D$ , který je schopen poskytovat energetické pulzy bez výrazného poklesu napětí. Způsob řízení tranzistorů je v současnosti realizován nejčastěji pomocí sinusové pulzní šířkové modulace (*PWM*). Podrobněji o *PWM* pojednává *Kapitola 3, řízení DC/AC měničů*. Pokud by měnič pracoval pouze do zátěže  $R$ , obvod by šlo realizovat pouze pomocí tranzistorů. Sepnutím tranzistorů  $T1$  a  $T4$  by začal protékat zátěží proud  $I_Z$ , zátěž je připojena na svorky  $U_Z$ . Následným vypnutím tranzistorů  $T1$  a  $T4$ , dodržením ochranné doby tranzistorů a následným sepnutím  $T2$  a  $T4$  připojíme zátěž na opačnou polaritu napájecího napětí  $U_D$ , směr proudu je rovněž opačný.



**Obrázek 2-2** Čtyř-kvadrantový pulzní měnič, *H*-můstek

Následným střídavým spínáním dvojice tranzistorů ( $T1$ ,  $T4$ ) a druhé dvojice tranzistorů ( $T2$ ,  $T3$ ) docílíme toho, že se na výstupu měniče objeví střídavé napětí obdélníkového průběhu. O velikosti  $U_D$ . V tomto případě by byly diody ve schématu zbytečné. Reálná zátěž na výstupu měniče je ale vždy typu  $RL$ , odporem a indukčností. Proud zátěží  $RL$  nemůže zaniknout naráz při vypnutí tranzistoru, proto jsou v obvodu zařazeny diody. Jejich funkce je následující. Jsou sepnuté tranzistory  $T1$  a  $T4$ , proud jimi prochází do zátěže. Nyní tranzistory  $T1$  a  $T4$  vypneme. Indukčnost obvodu má v sobě stále akumulovanou energii, obvod se nyní uzavírá diodami  $D1$  a  $D4$ . Každý tranzistor spolupracuje s odpovídající diodou  $T1$  a  $D1$ ,  $T2$  a  $D2$  atd. [4].

Tento popis funkce čtyř-kvadrantového můstku je pouze pro nástin principu činnosti. V praktickém zapojení střídače na síťové napětí se setkáváme s řízením pomocí sinusové *PWM*. Řízení pomocí *PWM* je dále možné provést bipolárním nebo unipolárním řízením. Podrobněji se této problematice věnuje *Kapitola 3.2 Sinusová PWM*.

## 2.4 SPÍNACÍ PRVKY POUŽÍVANÉ VE VÝKONOVÝCH MĚNIČÍCH

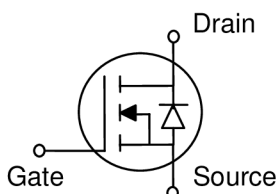
V Současné době se jako spínací prvky ve výkonových měničích využívají výhradně výkonové tranzistory. V minulosti jsme se mohli setkat ještě s tyristory, které v současnosti jen stěží konkurují spínacím tranzistorům *MOS-FET* a *IGBT*. Rozdělení používaných spínacích prvků lze provést na tranzistory bipolární a unipolární.

### BIPOLÁRNÍ TRANZISTORY (*BJT - Bipolar Junction Transistor*)

Ve výkonových měničích se využívají bipolární tranzistory pouze typu *NPN*. Tranzistory typu *PNP* jsou oproti *NPN* pomalejší. Bipolárního tranzistoru ve výkonových měničích využíváme ve spínacím režimu. V oblasti výkonové elektroniky se nejvíce využívají bipolární tranzistory s izolovanou řídicí elektrodou *IGBT* – (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*). Kombinují přednosti jak bipolárních tranzistorů (vysokým proudem a nízkou napěťovou saturací), tak unipolárních (jednoduché řízení napětím). Mezi výhody tranzistorů *IGBT* patří říditelnost pouze napěťovými signály při možnosti dostatečného proudového i napěťového zatížení, dále umožňují dosáhnout vysoké spínací frekvence. Využití *IGBT* je zejména v oblastech velkých výkonů. Na trhu jsou dostupné *IGBT* bezpotenciálové moduly o parametrech až *6500V/600A*, *1700V/2400A* [1]

### UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY (*FET - Field Effect Transistor*)

V současnosti nejvíce využívaný typ tranzistorů v oblasti výkonové elektroniky. Průchod proudu unipolárními tranzistory je řízen elektrickým polem. Existují dva základní typy působení elektrického pole na proudový kanál. První tranzistory *JFET* (*Junction FET*), kde elektrické pole působí na závěrně namáhanou vrstvu *PN* přechodu. V druhém případě, působí elektrické pole přes izolovanou vrstvu, tyto tranzistory se nazývají *IG FET* (*Insulate Gate FET*) případně *MOS-FET*. Značení unipolárních tranzistorů je odlišné od bipolárních, Obrázek 2-3. [4]



Obrázek 2-3 Schematická značka unipolárního tranzistoru

Z unipolárních tranzistorů jsou právě *MOS-FET* – (*Metal Oxide Semiconductor FET*) ve výkonové elektronice využívány nejvíce. Jejich přednosti jsou vysoký vstupní odpor a nízký řídicí výkon (spínání napětím). V porovnání s bipolárními tranzistory mají lepší dynamické vlastnosti. [4] Tranzistory *MOS-FET*, mají ve své struktuře diodu v závěrném směru. Mezní parametry, se kterými se můžeme na trhu setkat:  $U_{DS}=500V$  a proudy  $I_D = 50A$ , dynamické parametry  $t_{on}=90ns$ ,  $t_{off}=0,14\mu s$ . Tranzistory *MOS-FET* jsou použity i v této práci při realizaci měniče o výkonu *1,5kW*.



## 3 ŘÍZENÍ DC/AC MĚNIČŮ

Řízení *DC/AC* měničů zajišťujeme vhodným spínáním tranzistorů v závislosti na požadovaném výstupním napětí. Spínání tranzistorů je v současnosti nejčastěji realizováno budícími obvody s řídicí logikou, pomocí sinusové *PWM*, *Podkapitola 3.2*. Její generování může být realizováno například ze signálového mikroprocesoru, tento způsob se nazývá digitální řízení. Pro úplnost jsou v *Podkapitole 3.1* uvedeny i ostatní možnosti řízení.

Obvykle je na výstupu střídače proměnná zátěž, proto je potřeba výstupní napětí regulovat. Do obvodu je zavedena zpětná vazba, regulátor napětí a proudu. Pomocí algoritmu v signálovém mikroprocesoru je z odchylky od žádané hodnoty výstupního napětí generována sinusová *PWM*. Ta již řídí spínání tranzistorů. Principiální schéma řízení měniče je uvedeno na Obrázku 3-1, *Podkapitola 3.3*.

### 3.1 ZPŮSOBY ŘÍZENÍ DC/AC MĚNIČŮ

I přesto, že se v současnosti nejvíce využívá řízení pomocí sinusové *PWM*, existují i jiné způsoby řízení napěťového střídače.

#### *Amplitudové řízení:*

Je modulována výška stejně širokých pulzů se stejnými odstupy. Neboli požadované výstupní střídavé napětí je závislé a přímo úměrné velikosti vstupního stejnosměrného napětí. Řízením amplitudy stejnosměrného napětí pomocí řízeného usměrňovače. Pokud máme konstantní stejnosměrné napětí (elektrická trakce), tento způsob nelze použít. V současnosti se příliš nevyužívá.

#### *Šířkové řízení:*

Využívá se u tyristorových měničů, které pracují do ohmické zátěže. Princip řízení spočívá v nastavování řídicích úhlů tyristorů. Nevýhodou je, že tento způsob řízení produkuje proměnný obsah harmonických [4]

#### *Šířkově pulzní řízení:*

V současnosti nejpoužívanější způsob řízení střídavých měničů. Spínáním tranzistorů připojujeme zátěž na zdroj s frekvencí, která je řádově větší než požadované výstupní napětí. Zátěž nebo výstupní *LC* filtr modulované přerušované napětí demoduluje na hladké střídavé napětí. Nevýhodou jsou nežádoucí vyšší harmonické, které způsobují oteplení strojů. Dále je nutné posuzovat takto řízený měnič z hlediska elektromagnetické kompatibility. *PWM* řízení bývá použito k řízení otáček elektrických točivých strojů, řízení měničů a síťových napájecích zdrojů. Blíže se tomuto způsobu řízení věnuje *Podkapitola 3.2* sinusová *PWM*.



## 3.2 SINUSOVÁ PWM

Sinusová *PWM* – (*Sinus Pulse Width Modulation*), (sinusová pulzní šířková modulace). Sinusovou *PWM* generuje zařízení s názvem modulátor. Pracuje tak, že porovnává referenční pilovitý signál o vysoké frekvenci (řádově *kHz*) v komparátoru se signálem, který odpovídá požadovanému výstupnímu napětí co do tvaru a frekvence. Požadované napětí je v tomto případě funkce sinus, u které se mění velikost amplitudy v závislosti na požadovaném výkonu. [6] Nastavení velikosti amplitudy sinusového signálu zajišťuje regulátor v součinnosti s řídicí jednotkou, například signálovým mikroprocesorem.

### *Modulace:*

Komparátor porovnává nosný signál o vysoké frekvenci ve tvaru pily se sinusovým signálem (nízkofrekvenční modulační signál) o frekvenci, kterou požadujeme na výstupu střídače. Modulací těchto dvou signálů vznikají obdélníkové signály o různé šířce.

### *Spínání tranzistorů:*

Pulzy vzniklé v modulátoru projdou obvody kombinační a sekvenční (zajišťuje ochranou dobu při spínání tranzistorů) logiky. Tyto obvody jsou součástí budících obvodů tranzistorů, které zajišťují jejich spínání. Neboli přivádí spínací signál na bázi *B (G)*, výkonových tranzistorů.

V praxi se můžeme setkat s dvěma způsoby řízení spínání tranzistorů, a to s bipolárním a s unipolárním řízením. V případě unipolární modulace, jsou spínány tranzistory tak, že v kladné části periody sinusového signálu jsou na zátěži pouze kladné pulzy napětí a v případě záporné části periody záporné pulzy. Dále rozlišujeme, kolika kvadrantový můstek je třeba řídit. Pro některé pohony dostačuje dvou-kvadrantový můstek. Pro napěťový měnič *DC/AC* je třeba řídit můstek čtyř-kvadrantový.

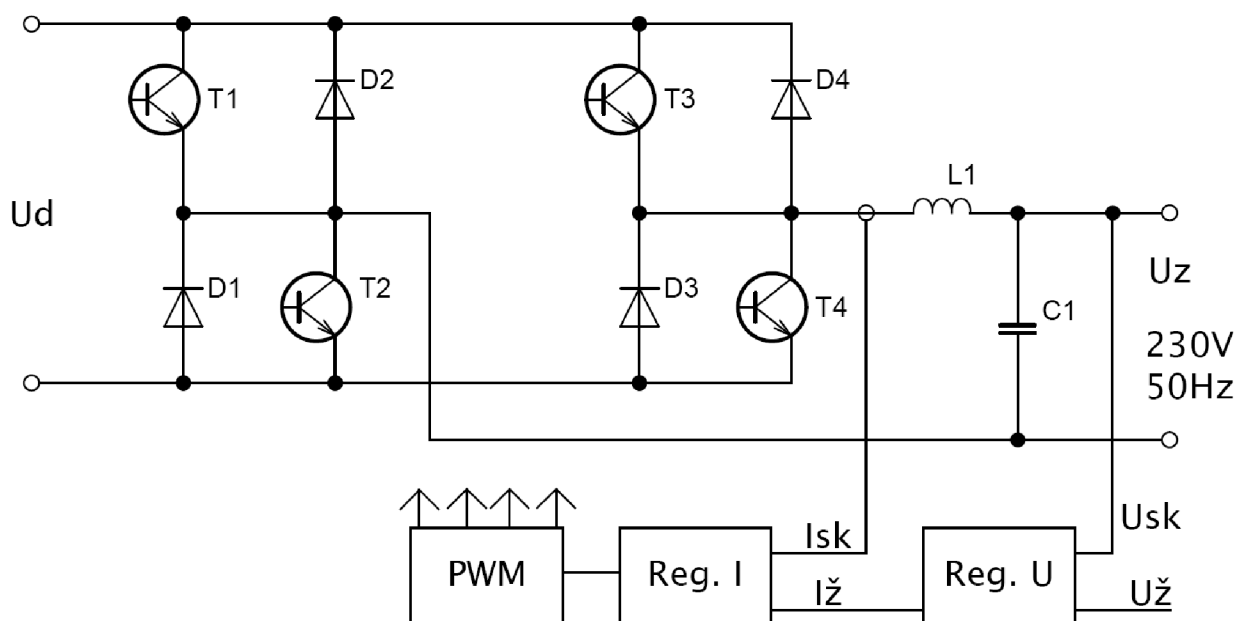
### *Demodulace:*

V ideálním případě požadujeme hladké výstupní napětí na výstupu *DC/AC* měniče. Demodulace napěťových pulzů, do tvaru hladkého střídavého napětí (rekonstruovaný nízkofrekvenční signál) je realizována pomocí dolní propusti. Dolní propust představuje buď výstupní *LC* filtr případně indukční zátěž, například elektrický točivý stroj. V reálném systému se nám nepodaří dokonalé vyhlazení. Výstupní napětí bude vždy obsahovat vyšší harmonické, které se projeví jako větší nebo menší zvlnění superponované na rekonstruovaném signálu síťové frekvence. Velikost zvlnění můžeme ovlivnit způsobem řízení měniče (odstranění některých násobků harmonických) a kvalitou dolní propusti. Na velikosti zvlnění jsou závislé např. hysterezní a vířivé ztráty v motoru.

### 3.3 BLOKOVÉ SCHÉMA ŘÍZENÍ

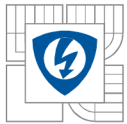
Na Obrázku 3-1 je zobrazeno principiální blokové schéma řízení  $DC/AC$  střídače. Požadované výstupní napětí  $U_{\Sigma}$  je přivedeno jako referenční napětí do regulátoru napětí. V regulátoru je porovnáno se skutečným napětím na výstupu měniče  $U_{\Sigma}$ . Regulátor napětí vyhodnotí regulační odchylku od požadované hodnoty napětí a zasáhne nastavením regulační hodnoty  $I_{\Sigma}$ . V některých případech je vhodné nastavit proudové omezení (limitaci), pro žádanou hodnotu proudu  $I_{\Sigma}$ . Regulátor proudu (podřízená proudová smyčka) současně porovná tuto veličinu se skutečným proudem  $I_{SK}$ . Výstup z regulátoru proudu je již v  $PWM$  generátoru komparován s referenčním pilovitým napětím sinusové  $PWM$ . Výsledkem jsou obdélníkové impulsy sinusové  $PWM$ . Ty jsou zpracovány v budících obvodech, které již zajišťují samotné spínání tranzistorů  $T_1, T_2, T_3$  a  $T_4$ . [19]

Tento princip (algoritmus) řízení  $DC/AC$  střídače, se přesně nazývá kaskádní regulace napětí s podřazenou proudovou smyčkou. Jejím návrhu a výpočtu regulátorů proudu a napětí se podrobně věnuje *Kapitola 7*.



Obrázek 3-1 Blokové schéma řízení střídače s výstupním LC filtrem

Snímání hodnot napětí a proudů bývá obvykle realizováno pomocí napěťových a proudových čidel. Případně bočníku pro měření proudu a děličů napětí pro měření napětí. Z čidel je nutné informaci o měřené veličině upravit na odpovídající parametry  $A/D$  převodníku.  $A/D$  převodník je obvykle již integrován ve struktuře signálového procesoru. V  $DSP$  proběhne samotný výpočet regulačních smyček, napětí a proudu a nastavení  $PWM$  signálů pro budiče. Řízení pomocí signálového mikroprocesoru (digitální řízení) popisuje *Kapitola 4*.



## 4 DIGITÁLNÍ ŘÍZENÍ POMOCÍ SIGNÁLOVÉHO PROCESORU

### 4.1 VLASTNOSTI SIGNÁLOVÝCH PROCESORŮ DSP

Pro řízení *DC/AC* měniče a generování sinusové *PWM* můžeme využít signálových procesorů. Takové řízení se nazývá digitální. Signálové procesory neboli *DSP* – (*Digital Signal Processor*), zpracovávají výhradně digitální signály, pro zpracování analogových signálů, je třeba použít *A/D* převodník na vstupu. Signálové procesory nacházejí obecně uplatnění v oblastech číslicové regulace, zpracování zvuku, obrazu a při univerzálním zpracování různých signálů [3]. *DSP* jsou oproti klasickým mikroprocesorům vybaveny funkcí *Pipeline*, která umožňuje zpracovat více instrukcí během jediného taktu *DSP*. (*Pipeline*, neboli zřetěžené zpracování instrukcí [9]) Tím můžeme zpracovávat signály vysokých kmitočtů v reálném čase, což je nutné pro řízení spínání tranzistorů pomocí *PWM*.

Jádrem celého *DSP* je aritmeticko-logická jednotka *ALU*. Dále *DSP* obsahuje rychlou vyrovnávací paměť *Cache*, kde se ukládají instrukce vykonávaného programu. Řízení generátoru adres pro data a program zajišťuje programový řadič. Komunikaci s okolím zajišťuje *I/O* řadič. [9] Výkonnost různých *DSP* je závislá na taktovací frekvenci a velikosti paměti. Různé *DSP* se od sebe vzájemně liší počtem doplňkových funkcí a periférií.[13]

*DSP* lze rozdělit podle datových typů s kterými pracují. Jedná se o celočíselné datové typy a zlomkové datové typy. Zlomkové datové typy (zlomková aritmetika) je s výhodou používána právě u *DSP*, při zpracování signálů. Číslo v zlomkové aritmetice je prezentováno jako zlomek dvou čísel, výsledek je například v případě znaménkového typu v rozsahu podle (4.1), kde  $n$  je počet bitů.[17] Počet bitů udává přesnost čísla v daném rozsahu. Číslo o hodnotě 0 nebo 1 udává hodnotu na daném bitu  $b$ . Zlomková aritmetika je výhodná při násobení nebo zaokrouhlování zpracovávaného signálu, nezmění aritmetický rozsah výsledku.

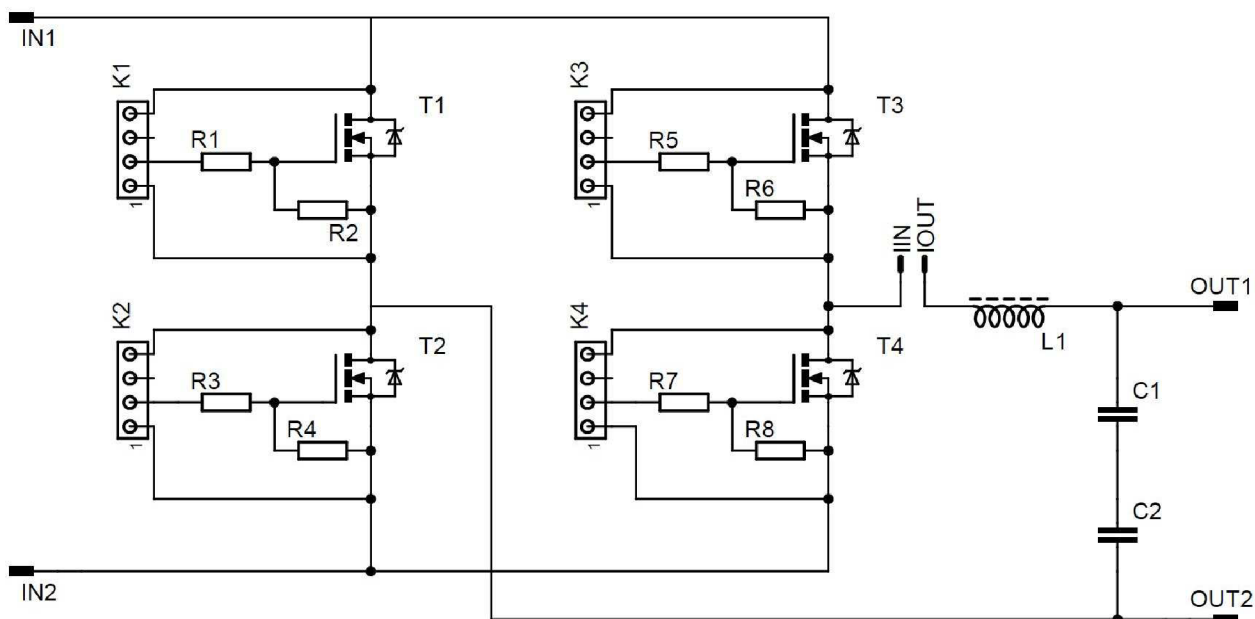
$$x = (-1)b_{(n-1)}2^0 + b_{(n-2)}2^{-1} + \dots + b_02^{-(n-1)} \quad x \in \langle -1; 1 - 2^{-(n-1)} \rangle \quad (4.1)$$

### 4.2 VÝVOJ ALGORITMU PRO ŘÍZENÍ DSP

Programování *DSP* je v základním principu stejné, rozdíl nastává v případě odlišné vnitřní architektury daného typu. Ke každému *DSP* je třeba příslušný manuál, v kterém jsou uvedeny instrukce pro zpracování dat a ovládání *I/O* obvodů. Obecně se vývoj aplikace pro *DSP* vždy převádí do jazyka symbolických adres. Aplikaci můžeme napsat v assembleru, nebo v programovacím jazyku *C*. Pokud program napíšeme v jazyku *C*, je nutné program překompilovat do jazyka symbolických adres. Jednotliví výrobci *DSP* často vydávají vlastní vývojové prostředí. Vytvořený a odladěný algoritmus řízení je nahrán do paměti signálového procesoru. Jádrem řídicího algoritmu jsou v případě střídavého měniče číslicový regulátor napětí a regulátor proudu. Implementaci navrženého algoritmu do struktury *DSP* se věnuje *Kapitola 8*.

## 5 REALIZACE SILOVÉ ČÁSTI DC/AC MĚNIČE

Následující kapitola se zabývá návrhem silové části měniče. Cílem je vhodně zvolit prvky silové části měniče (Spínací prvky,  $LC$  filtr), které budou schopny přenášet požadovaný výkon. Současně je zde řešen ztrátový výkon spínacích prvků a navrženo odpovídající chlazení. Konkrétní schéma zapojení silové části  $DC/AC$  měniče je uvedeno na Obrázku 5.1



Obrázek 5-1 Schéma zapojení silové části  $DC/AC$  měniče

$DC/AC$  měnič, je dimenzován na následující parametry: Výstupní napětí  $230V$  o frekvenci  $50Hz$ , pro výstupní výkon do  $1,5 kW$ . Stejnoseměrné napětí meziobvodu je odebíráno z laboratorního zdroje  $350V$ .

$U = 230V$	Výstupní střídavé napětí
$f_1 = 50Hz$	Frekvence na výstupu měniče
$P = 1,5kW$	Výkon měniče
$U_D = 350V$	Stejnoseměrné napětí meziobvodu

Při výběru součástek je nutné brát na zřetel, že kmitočet spínání tranzistorů a tedy i kmitočet pulzů bude  $30kHz$ .

Návrh  $LC$  filtru obsahuje návrh tlumivky na feritovém jádře typu  $EE$  se vzduchovou mezerou a výběr svitkových kondenzátorů. Závěrem této kapitoly je uvedena kontrola úbytku napětí na filtru. Tím ověříme, že vyhovuje zvolená hodnota napětí stejnosměrného meziobvodu.



Tato kapitola dále obsahuje výpočet ztrátového výkonu tranzistorů a věnuje se výběru vhodného chladiče. Součástí ustálených ztrát tranzistoru jsou i ztráty přepínací, i s těmito je nutné počítat vzhledem k tomu, že tranzistory budou spínány frekvencí  $30\text{kHz}$ .

Součástí silové části je i návrh budicího obvodu pro tranzistor. Ten zajišťuje přizpůsobení budících signálů z řídicího modulu měniče konkrétnímu typu tranzistoru, použitému v měniči. O budících obvodech tranzistorů v kapitole 5.3.

Pro řízení  $DC/AC$  měniče pomocí sinusové  $PWM$  použijeme školní laboratorní řídicí modul, který již obsahuje signálový procesor, snímač napětí, čidlo proudu a budič pro tranzistory včetně ochranných obvodů. Řídicí obvod musí být upraven pro konkrétní parametry měniče (parametry použitých tranzistorů). Přizpůsobení laboratorního měniče popisuje *Podkapitola 5.6*.



## 5.1 VÝBĚR SPÍNACÍCH PRVKŮ DC/AC MĚNIČE

### VÝBĚR SPÍNACÍHO PRVKU

Jako spínací prvek měniče použijeme tranzistor. Konkrétně tranzistory *MOS-FET*, které jsou pro navrhovaný měnič o zadaném výkonu nejvhodnější. Mají výborné dynamické parametry, potřebné pro řízení měniče pomocí sinusové *PWM*. Zároveň mezní parametry proudu a závěrného napětí jsou dostačující pro navrhovaný měnič. Podrobněji o spínacích prvcích v kapitole 2.4.

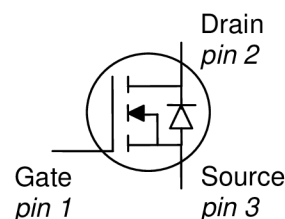
Stejnoseměrné napětí meziobvodu volíme  $U_D=350V$ . (s ohledem na požadované výstupní síťové napětí  $U_{ef}=230V$  a určitých napěťových ztrátách na měniči a filtru). Na tranzistoru se teoreticky objeví napětí  $U_D$ , které se bude rovnat stejnosměrnému napětí mezilehlého obvodu. Ve skutečnosti bude napětí vyšší a to o hodnotu, která bude odpovídat vzrůstu napětí na parazitní indukčnosti v obvodu při vypínání tranzistoru. Závěrné napětí tranzistoru proto volíme  $U_z=600V$ , které bude mít v závěrné oblasti dostatečnou rezervu.

Proudové dimenzování tranzistoru provedeme s ohledem na předpokládaný výkon  $P=1,5kW$  měniče a maximální proud tlumivkou  $9,26A$  (dle vztahu (6.2)). Vzhledem k indukčnosti obvodu budou proudové pulsy vyšší, a proto proudové dimenzování tranzistoru volíme s dostatečnou rezervou z normalizované řady, tedy  $I=20A$ .

Zvolený typ tranzistorů (Informace o tranzistoru *datasheet* literatura [14]):

Typ: *SPP20N60SP*  
Výrobce: *INFINEON*  
Pouzdro: *P – TO220-3-1*

$V_{DS} = 600V$
$R_{DS} = 0,19\Omega$
$I_D = 20A$



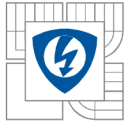
Obrázek 5-2 Základní informace o Tranzistoru typu SPP20N60SP, fy.Infineon [14]

Tento typ tranzistoru, již není z nejnovějších, ale pro měnič je dostačující. Při výběru byl brán zřetel na cenu součástky.

### ZÁVĚRNÉ DIODY H-MŮSTKU

Diody jsou dimenzovány na závěrné napětí a proud o shodné velikosti jako u tranzistoru. Tedy na  $U_z=600V$  a  $I=20A$ .

Vzhledem ke skutečnosti, že do můstku použijeme tranzistory typu *MOSFET*, který má již zpětnou diodu integrovanou v pouzdře [14], (obrázek 5-1), nemusíme se jejím výběrem nadále zabývat.



## 5.2 ŘEŠENÍ LC FILTRU

Výstupní LC filtr, tlumivka s feritovým jádrem a výkonový kondenzátor, navrhne pro následující zvolené parametry.

### 5.2.1 NÁVRH TLUMIVKY

Vzhledem k velikosti indukčnosti tlumivky a výkonu, volíme tlumivku s feritovým jádrem. S ohledem na vířivé ztráty na tlumivce, které rostou se spínací frekvencí, volíme jako jádro tlumivky ferit. Vířivé ztráty jsou závislé na měrném elektrickém odporu. Ferity mají vysoký měrný elektrický odpor a proto i minimální vířivé ztráty. Následuje uvedení zadaných a zvolených parametrů, nutných pro návrh tlumivky. Dle literatury [6, 7].

$U = 230V$	Výstupní střídavé napětí
$f_1 = 50Hz$	Frekvence na výstupu měniče
$P = 1,5kW$	Výkon měniče
$f = 30kHz$	Kmitočet nosného signálu PWM
$U_d = 350V$	Stejnoseměrné napětí meziobvodu

Zvolené parametry:

$\Delta I = 10\%$	Dovolené zvlnění výstupního proud
$k_{pl} = 0,5$	Činitel plnění, volíme mezi 0,5-0,6
$k_z = 0,707$	Zatěžovací činitel, poměr $I_{ef}$ ku $I_{max}$
$\sigma = 3 \cdot 10^6 A \cdot m^2$	Proudová hustota zvolená pro měděné vodiče
$\mu_{r,Fe} = 1000$	Relativní permeabilita
$B_{MAX} = 0,35T$	Magnetická indukce

Z uvedených parametrů vypočteme maximální efektivní  $I_{L,ef}$  a maximální proud tlumivkou  $I_{L,max}$ , vztahy (5.1), (5.2). Dále vypočteme dovolené zvlnění proudu dle (5.3)

$$I_{Lm,ef} = \frac{P}{U_{ef}} = \frac{1,5 \cdot 10^3}{230} = 6,52A \quad (5.1)$$

$$I_{L,max} = I_{Lm,ef} \cdot \sqrt{2} = 6,52 \cdot \sqrt{2} = 9,23A \quad (5.2)$$

$$\Delta I = I_{L,max} \cdot 0,01 = 9,23 \cdot 0,01 = 0,92A \quad (5.3)$$

Nyní vypočteme hodnotu indukčnosti tlumivky. Vyjdeme ze vztahu pro výpočet zvlnění proudu (5.4). Nejnejpříznivější situace (největší potřebná indukčnost) nastane pro parametr střídavy  $s=0,5$ . Následně vypočteme indukčnost tlumivky (5.5) pomocí vztahu (5.4) při  $s=0,5$ . [6]

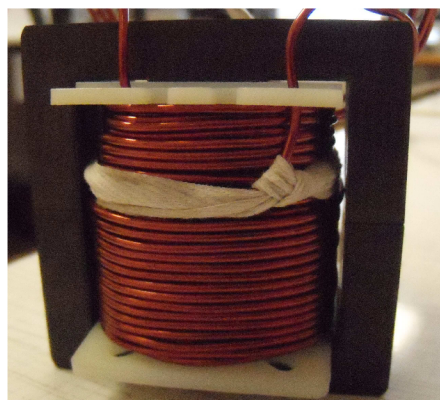
$$\Delta I = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot L} \cdot (1-s) \cdot s \quad (5.4)$$

$$L = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \cdot (1-0,5) \cdot 0,5 = \frac{350}{2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 0,92} \cdot 0,25 = 1,59 \text{mH} \quad (5.5)$$

Pro vypočtenou indukčnost nyní navrhne tlumivku s feritovým jádrem. Vypočteme potřebnou elektromagnetickou velikost jádra dle vztahu (5.6)  $S_{Fe}$  - plocha jádra,  $S_{Ok}$  - okna.

$$S_{Fe} \cdot S_{Ok} = \frac{L \cdot I_{L,\max}^2 \cdot k_z}{B_{\max} \cdot \sigma \cdot k_{pl}} = \frac{1,59 \cdot 10^{-3} \cdot 9,23^2 \cdot 0,707}{0,35 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 0,5} = 182415 \text{mm}^4 \quad (5.6)$$

Nyní vybereme vhodné feritové  $E$  jádro z katalogu fy. *Semic* [8], které bude mít co nejbližší elektromagnetickou velikost jádra. Tuto velikost vypočteme na základě rozměrů v obrázku 5-3, podle rovnice (5.7).



Obrázek 5-3 Realizovaná tlumivka na jádře typu Lj E6527-CF138

Jádro bude řešeno jako  $E+E$  jádro, na prostředním sloupku bude navinuto vinutí. Mezi jádry bude vzduchová mezera o velikosti  $l_v$ .

$$S_{Fe} \cdot S_{OK} = (E \cdot F) \cdot [(B - E) \cdot D] \quad (5.7)$$

Z katalogu [8] normalizovaných  $E$  jader se jako nejvhodnější jeví typ  $Lj E7219$ , který má podle vztahu (5.7) nejbližší elektromagnetickou velikost jádra k velikosti jádra v (5.8).

$$S_{Fe} \cdot S_{OK} = (19,05 \cdot 19,05) \cdot ((53,35 - 19,05) \cdot 18,05) = 224678 \text{mm}^4 \quad (5.8)$$



Při realizaci samotné tlumivky, nebylo u výrobce (fy. *Semic*) požadované ideální jádro typu *Lj E7219* k dispozici. Proto bylo z katalogu vybráno nejbližší jádro tomuto typu, a to jádro *Lj E6527-CF138* [8]. Rozměry tohoto jádra v *mm* jsou uvedeny v tabulce. [8].

Tab. 5-1 Tabulka rozměrů jádra typu *Lj E6527*

A	B	C	D	E	F
66,5	44,2	32,5	22,2	20,2	27,4

Tlumivka již nebude mít nejmenší možné rozměry, návrh nebude již ideální, ale na její funkčnosti v obvodu *DC/AC* to nebude mít vliv.

Elektromagnetická velikost jádra (5.9) pro typ *Lj E6527* vypočtená dle vztahu (5.7)

$$S_{Fe} \cdot S_{OK} = (20,00 \cdot 27,40) \cdot ((44,20 - 20,00) \cdot 22,20) = 294407 \text{mm}^4 \quad (5.9)$$

Dále určíme střední délku magnetické siločáry  $l_{Fe}$  dle rozměrového nákresu v katalogu [8].

$$l_{Fe} = 164,75 \text{mm}$$

Nyní určíme počet závitů tlumivky dle vztahu (5.10) a délku vzduchové mezery  $l_v$  (5.11), mezi jednotlivými kusy E jader.

$$N = \frac{L_1 \cdot I_{L\max}}{B_{\max} \cdot S_{Fe}} = \frac{1,59 \cdot 10^{-3} \cdot 9,23}{0,35 \cdot 20,00 \cdot 10^{-3} \cdot 27,40 \cdot 10^{-3}} = 76,52 \approx 77 \text{závitů} \quad (5.10)$$

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{L\max}}{B_{\max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} = \frac{77 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 9,23}{0,35} - \frac{0,1648}{1000} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{m} = 2,4 \text{mm} \quad (5.11)$$

Následně určíme průřez vodiče  $S_{Cu}$  ze vztahu (5.12). Vztah bere v potaz činitel plnění  $k_{pl}$ , tím dosáhneme plného zaplnění okna jádra feritového jádra.

$$N = \frac{S_{OK}}{S_{Cu}} \cdot k_{pl} \quad (5.12)$$

$$S_{Cu} = \frac{S_{OK}}{N} \cdot k_{pl} = \frac{0,5372 \cdot 10^{-3}}{77} \cdot 0,5 = 3,49 \cdot 10^{-6} \text{m}^2 = 3,49 \text{mm}^2$$

Tomuto průřezu měděného vodiče odpovídá průměr  $d = 2,1 \text{mm}$

Tlumivka je navržena, nyní provedeme zpětnou kontrolu proudové hustoty  $\sigma$  (5.13).

$$\sigma = \frac{I_{L_{\max}}}{S_{Cu}} \cdot k_z = \frac{9,23}{3,49} \cdot 0,707 = 1,9 A \cdot mm^2 \quad (5.13)$$

Proudová hustota ve vinutí tlumivky je menší nežli zvolená, vodiče nebudou přetěžovány.

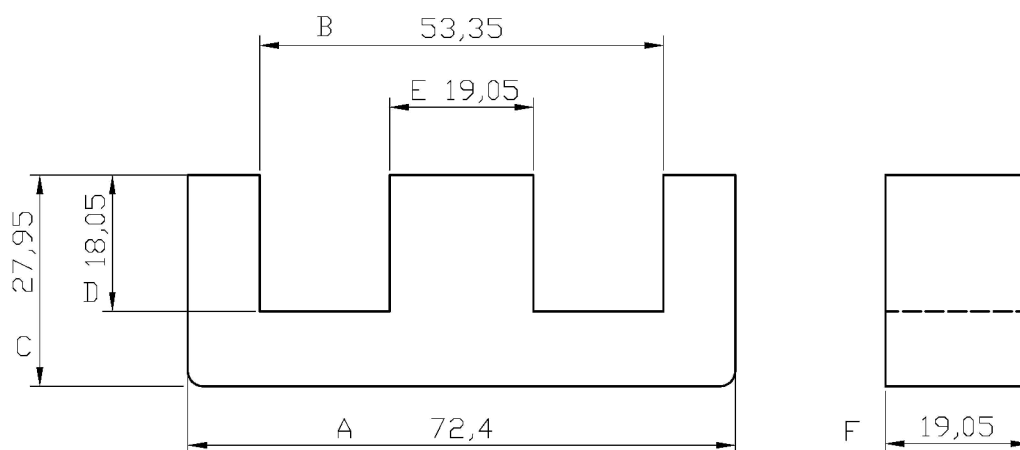
Závěrem provedeme kontrolu realizovatelnosti vzduchové mezery dle rovnice (5.14) [7]

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (5.14)$$

$$0,16mm < 2,4mm \ll 23,4mm$$

Kritérium je splněno, navržená tlumivka s feritovým jádrem může být realizována.

Pro tlumivku je dále z katalogu fy. *Semic*, vybrána vhodná kostra, na kterou bude navinuto vinutí o  $N$  závitů. Kostra pro tlumivku s E jádrem typu *Lj-E6527*, fy. *Semic* [8].



Obrázek 5-4 Rozměrový náčrt feritového E jádra pro tlumivku, typ *LjE7219*, fy. *Semic* [8]



Při konstrukci tlumivky nebyl k dispozici vypočtený průměr vodiče  $d=2,1mm$ . Proto je na zkonstruovanou tlumivku použit nejbližší průměr  $d=1,6mm$  vodiče, který byl k dispozici. Následuje přepočítání tlumivky pro použitý průměr vodiče. Změní se počet závitů (5.15) dle (5.11).

$$N = \frac{S_{OK}}{S_{Cu}} \cdot k_{pl} = \frac{0,5372 \cdot 10^{-3}}{2,01} \cdot 0,5 = 3,49 \cdot 10^{-6} m^2 = 134 \text{ závitů} \quad (5.15)$$

Indukčnost tlumivky (5.16) podle vztahu (5.9) délka vzduchové mezery (5.17) dle (5.10)

$$L = \frac{B_{max} \cdot S_{Fe} \cdot N}{I_{Lmax}} = \frac{0,35 \cdot 20,00 \cdot 10^{-3} \cdot 134}{9,23} = 2,78mH \quad (5.16)$$

Výsledná hodnota indukčnosti je oproti prvnímu návrhu vyšší, výsledkem bude menší zvlnění výstupního proudu.

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{Lmax}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} = \frac{134 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 9,23}{0,35} - \frac{0,1648}{1000} \doteq 4mm \quad (5.17)$$

Nyní je nezbytné, provést kontrolu, zda provedené úpravy můžeme provést. Tlumivka je navržena, nyní provedeme zpětnou kontrolu proudové hustoty  $\sigma$  (5.18) dle (5.12).

$$\sigma = \frac{I_{Lmax}}{S_{Cu}} \cdot k_z = \frac{9,23}{2,1} \cdot 0,707 = 3,1A \cdot mm^2 \quad (5.18)$$

Proudová hustota ve vinutí tlumivky je rovna zvolené, vodiče nebudou přetěžovány. Následuje kontrola, zda vyhoví elektromagnetická velikost jádra (5.19) dle vztahu (5.8)

$$S_{Fe} \cdot S_{Ok} = \frac{L \cdot I_{Lmax}^2 \cdot k_z}{B_{max} \cdot \sigma \cdot k_{pl}} = \frac{2,78 \cdot 10^{-3} \cdot 9,23^2 \cdot 0,707}{0,35 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 0,5} = 318939mm^4 \quad (5.19)$$

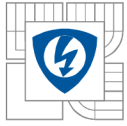
Elektromagnetická velikost jádra pro typ  $Lj E6527$  je  $294407mm^4$ , vyhovuje.

Kontrola realizovatelnosti vzduchové mezery dle rovnice (5.20)

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (5.20)$$

$$0,16mm < 4mm \ll 23,4mm$$

Tlumivka může být realizována. (Návrh tlumivky proveden dle literatury [6,7]):



## 5.2.2 NÁVRH KONDENZÁTORŮ

Nyní navrhne kondenzátor, který bude součástí  $LC$  filtru. Kondenzátor bude ve střídavém obvodu, proto volíme kondenzátor fóliový odrušovací s metalizovanou polypropylenovou fólií (vzhledem k frekvenci spínání tranzistorů a zatížení vysokými proudovými pulzy). Velikost kondenzátoru zvolíme v závislosti na vztahu (5.21), jež zohledňuje rezonanci  $LC$  obvodu, které se musíme vyhnout.

Kondenzátor navrhujeme v dostatečné vzdálenosti od výstupní frekvence měniče. Tím zamezíme možnému naladění do rezonance a havárii. Pro frekvenci na výstupu měniče a rezonanční frekvenci musí platit vztah  $f_{LC} \gg f_{REZ,LC}$ . Proto volíme kmitočet  $500\text{Hz}$ , tento kmitočet je dostatečně vzdálen od kmitočtu síťového napětí  $50\text{Hz}$ . Hodnota kondenzátoru může být nižší, nežli vypočtená, se zmenšující kapacitou však poroste zvlnění výstupního střídavého napětí

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (5.21)$$

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 500^2 \cdot 2,78 \cdot 10^{-3}} = 36,4 \mu\text{F}$$

*Napěťové dimenzování kondenzátoru:*

Kondenzátor obecně dimenzujeme na efektivní napětí na výstupu měniče. Hodnotu maximálního napětí kondenzátoru (5.22), ale ve skutečnosti volíme dle doporučení o 40% vyšší nežli  $U_C$ . Protože vzhledem k charakteru připojené zátěže může být napětí vyšší.

$$U_C \doteq 1,4 \cdot U_{ef} \doteq 322\text{V} \quad (5.22)$$

Při výběru konkrétního typu kondenzátoru na trhu, byl jako nejvhodnější vybrán a zakoupen, kondenzátor fy. *Semic* o následujících parametrech:

Typ: Kondenzátor fóliový odrušovací *MKPF*  $U = 275\text{V} / C = 10\mu\text{F}$

Vzhledem ke skutečnosti, že je k dispozici kondenzátor, který nevyhovuje požadovanému maximálnímu napětí, výsledná kapacita je složena ze sériového zapojení dvou kondenzátorů (výše zmíněného typu). Sériovým zapojením zvýšíme maximální dovolené napětí na kondenzátoru dvojnásobně. Nyní již výsledné seskupení kondenzátorů napěťově vyhovuje. Výsledná kapacita sériové kombinace bude dle vztahu (5.23)

$$C_c = \left( \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) = \left( \frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6}} \right) = 5 \mu\text{F} \quad (5.23)$$



Hodnota kapacity změny frekvenci, kdy nastane rezonance v  $LC$  obvodu. Provedeme proto zpětnou kontrolu a vypočteme rezonanční frekvenci pro zvolený  $LC$  obvod. Tedy  $f_{LC}$  je dle vztahu (5.24) následující:

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{1}{2,78 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-6}}} = 1,35 \text{kHz} \quad (5.24)$$

Z výpočtu vidíme, že rezonanční frekvence  $f_{LC}$  je dostatečně vzdálena od frekvence na výstupu měniče  $f$ .

Kondenzátor dále musí splňovat kritérium (5.25), jež zohledňuje rezonanční kmitočet filtru oproti  $f$  měniče (neboli frekvenci spínání tranzistorů).

$$C \gg \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L} \quad (5.25)$$

$$C \gg \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (30 \cdot 10^3)^2 \cdot 2,78 \cdot 10^{-3}} = 1,01 \cdot 10^{-8}$$

$$10 \cdot 10^{-6} \gg 1,01 \cdot 10^{-8}$$

Kritérium podle rovnice (5.19) je splněno s dostatečnou rezervou.

### 5.2.3 VÝSLEDNÉ PARAMETRY LC FILTRU A KONTROLA ÚBYTKU NAPĚTÍ

$LC$  filtr navržený pro výstup  $DC/AC$  měniče je realizován s následujícími parametry. Dále je provedena kontrola zvlnění výstupního napětí a úbytek napětí na  $LC$  filtru.

*Indukčnost*  $L = 2,78 \text{mH}$

Tlumivka s feritovým jádrem fy. *Semic*, typu *Lj E6527-CF138* [8]

Navinuto 134 závitů, průměr měděného drátu  $d = 1,6 \text{mm}$

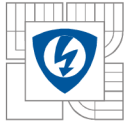
*Kapacita*  $C = 5 \mu\text{F}$

Fóliový odrušovací s metalizovanou polypropylenovou fólií

Typ: *MKPFR U=275V*

Sériové zapojení dvou kondenzátorů  $U = 550\text{V} / C = 10 \mu\text{F}$





*Kontrola úbytku napětí na indukčnosti LC filtru:*

Nyní následuje kontrola úbytku napětí na indukčnosti v ustáleném stavu. Vypočteme induktivní reaktanci cívky (5.26) a následně její úbytek napětí (5.27).

$$X_L = \omega L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 2,78 \text{ mH} = 0,87 \Omega \quad (5.26)$$

Úbytek napětí na tlumivce dle (5.27)

$$\Delta U_L = X_L \cdot I = 0,87 \cdot 6,52 = 5,69 \text{ V} \quad (5.27)$$

Úbytek napětí v ustáleném stavu  $\Delta U_L$  je 2,5% oproti  $U_{ef}$  na výstupu měniče. Tento úbytek nepředstavuje pro měnič podstatnou ztrátu.

*Kontrola zvlnění výstupního napětí na kondenzátoru:*

Nyní následuje kontrola zvlnění výstupního napětí na kondenzátoru. Zvlnění střídavého napětí na kondenzátoru musí mít řádově menší amplitudu než výstupní střídavé napětí  $U_{ef}$ .

Pro napětí na kondenzátoru platí tyto vztahy (5.28), (5.29)

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \quad (5.28)$$

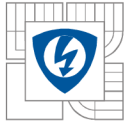
$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta U} \quad (5.29)$$

Vyjádříme přibližné maximální zvlnění napětí na kondenzátoru podle vztahu (5.30) za užití následujícího předpokladu. Maximální zvlnění proudu v obvodu může nabývat 0,65A při frekvenci spínání 30kHz. Zvlnění proto řešíme na periodě  $T=0,33\mu\text{s}$ .

$$\Delta U = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta I \cdot T}{C} \quad (5.30)$$

$$\Delta U = \frac{\Delta i_c \cdot T}{C} = \frac{0,65}{5 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^3} = 4,33 \text{ V}$$

Maximální zvlnění výstupního napětí na kondenzátoru a tedy i na výstupních svorkách bude 4,33V. Zvlnění výstupního napětí je oproti amplitudě výstupního střídavého napětí minimální (<2%). Podmínka je splněna.



### 5.3 NÁVRH CHLADIČE A VÝPOČET ZTRÁT

Nedílnou součástí návrhu silové části *DC/AC* měniče je i výpočet tepelných ztrát na tranzistorech *MOSFET* a na jejich základě výběr vhodného způsobu chlazení tranzistorů. Pro výpočet chladiče uvažujeme ztráty na tranzistoru v ustáleném stavu  $P_{ZTR,UST}$  a dále ztráty přepínací  $P_{PR}$ , které jsou úměrné frekvenci, s kterou spínáme tranzistory. Vzhledem k řízení pomocí *PWM* a tedy i vysoké frekvenci spínání  $30kHz$  budou tyto ztráty nezanedbatelné.

Pro výpočet ztrát, potřebujeme dále znát některé důležité parametry tranzistoru, ty obsahuje "*datasheet*" od výrobce. Jsou to tyto parametry:

$V_{DS} = 600V$	Napětí v závěrném směru
$R_{DS(ON)} = 0,19\Omega$	Odpor mezi <i>DS</i> na tranzistoru <i>MOSFET</i> v sepnutém stavu
$I_D = 20A$	Max. proud v propustném směru
$t_{on} = 120ns$	Zapínací doba tranzistoru
$t_{off} = 140ns$	Vypínací doba tranzistoru
$R_{vjc} = 0,6KW^{-1}$	Tepelný odpor (junction-case)

Dále je nutné zvolit maximální teplotu, při které bude měnič pracovat, podle normy volíme  $T_0$  a maximální povolenou teplotu pouzdra  $T_J$ . Maximální provozní teplotu pouzdra můžeme zvolit dle doporučení výrobce, tedy  $150^\circ C$ . Pro delší životnost a menší  $R_{DS(on)}$  volíme maximální provozní teplotu  $120^\circ C$ .

$$T_0 = 40^\circ C$$

$$T_J = 120^\circ C$$

Výpočet požadovaného odporu chladiče obecně dle vztahu (5.16), literatura [5]

$$R_H = \frac{T_J - T_0}{P_{ZTR}} - R_{jc} - R_{ch} \quad (5.31)$$

Kde:  $R_{jc}$  tepelný odpor na rozhraní čip-pouzdro

$R_{ch}$  tepelný odpor na rozhraní pouzdro-chladič

$R_{iz}$  tepelný odpor tepelně vodivé slídkové elektricky izolační podložky

Nyní vypočteme ztráty v ustáleném stavu na tranzistoru. Ustáleným stavem se uvažuje efektivní proud, který prochází tranzistorem s odporem  $R_{DS(ON)}$  na rozmezí kolektor-emitor při sepnutém stavu. Výpočet dle vztahu (5.32). Z grafu závislosti  $R_{DS(on)}$  na teplotě je odečtena hodnota  $R_{DS(ON)} \doteq 0,3\Omega$  [14]



$$P_{ZTR,UST} = R_{DS,on} \cdot I_{ef}^2 = 0,3 \cdot 6,52^2 = 12,75W \quad (5.32)$$

Nyní vypočteme ztráty přepínací na tranzistoru, jež jsou závislé na době zapnutí a vypnutí tranzistoru a spínací frekvenci tranzistorů, vypočteme je ze vztahu (5.33) dle literatury [5]. Při výpočtu přepínacích ztrát uvažujeme spínání tranzistorů v režimu unipolární sinusové PWM, z toho se dá usuzovat, že během jedné periody pily o kmitočtu  $30kHz$  bude tranzistor sepnut a vypnut. (V případě unipolárního řízení jsou generovány dvě hodnoty pro obě větve měniče [16]). V případě spínání v režimu bipolární PWM by frekvence spínání byla poloviční.

$$P_{PŘ} = (W_{on} + W_{off}) \cdot f = \left( \int_0^{t_{on}} u_D(t) \cdot i_{ef}(t) dt + \int_0^{t_{off}} u_D(t) \cdot i_{ef}(t) dt \right) \cdot f \quad (5.32)$$

Výpočet přepínacích ztrát (5.34) provedeme s uvažováním těchto zjednodušujících předpokladů: Z teoretických znalostí průběhu napětí a proudu při vypínání tranzistoru typu *MOSFET*, můžeme energii určit podle následujícího vztahu (5.33), kdy energie je přibližně rovna čtvrtině výkonu.

$$W_{on} \doteq W_{off} \doteq \frac{1}{4} (U_D I_{ef}) \quad (5.33)$$

$$P_{PŘ} = \frac{1}{4} \cdot (U_D I_{ef}) \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f \quad (5.34)$$

$$P_{PŘ} = 0,25 \cdot (350 \cdot 6,52) \cdot (120 \cdot 10^{-9} + 140 \cdot 10^{-9}) \cdot 30 \cdot 10^3 = 4,45W$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru jsou podle vztahu (5.35)

$$P_{ZTR} = P_{PŘ} + P_{UST} = 4,45 + 12,75 = 17,2W \quad (5.35)$$

Celkové maximální ztráty na tranzistorovém můstku, budou činit v případě plného zatížení podle vztahu (5.36)

$$P_{ZTR,4} = 4 \cdot P_{ZTR} = 4 \cdot 17,2 = 68,8W \quad (5.36)$$

Dosazením vypočtených ztrátových výkonů jednoho tranzistoru do vztahu (5.31) vypočteme požadovaný tepelný odpor chladiče (5.37), potřebný pro jeden tranzistor. Při výpočtu je třeba uvažovat tepelný odpor  $R_{jc} = 0,6K \cdot W^{-1}$  [14] a tepelný odpor s použitím pasty pro snížení tepelného odporu  $R_{ch} = 0,1K \cdot W^{-1}$ .



$$R_H = \frac{T_J - T_0}{P_{ZTR}} - R_{jc} - R_{ch} = \frac{393 - 313}{17,2} - 0,6 - 0,1 = 3,95 K \cdot W^{-1} \quad (5.37)$$

Pro měnič navrhne chladíč, na kterém budou všechny čtyři tranzistory, typ chladíče profilový. Vzhledem ke vzdálenostem tranzistoru na *DPS* uvažujeme minimální teplotní spád na chladíči. Tranzistory je třeba elektricky izolovat od chladíče. K tomu poslouží slídová tepelně vodivá a elektricky izolační podložka. Tepelný odpor podložky je  $R_{iz} = 1,2 K \cdot W^{-1}$ . Nedílnou součástí pro elektrickou izolaci pouzdra od chladíče je i izolační podložka pod šroub, kterým je tranzistor k chladíči připevněn. Potřebný tepelný odpor chladíče pro čtyři tranzistory je dle (5.38):

$$R_H = \frac{T_J - T_0}{4 \cdot P_{ZTR}} - R_{jc} - R_{c,h} - R_{iz} = \frac{393 - 313}{4 \cdot 17,2} - \frac{0,6}{4} - \frac{0,1}{4} - \frac{1,2}{4} = 0,7 K \cdot W^{-1} \quad (5.38)$$

Z katalogu některého z výrobců zvolíme profilový chladíč o vypočteném tepelném odporu.  $R_H = 0,7 K \cdot W^{-1}$ . Pro informaci vypočteme i potřebný povrch chladíče podle vztahu (5.39) [5]

$$S = \frac{1}{R_{cel} \cdot \alpha_{cel}} = \frac{1}{0,7 \cdot 8,2} = 0,17 m^2 \quad (5.39)$$

Kde  $\alpha_{cel}$  dle empirické rovnice (5.40) z literatury [5] je  $\alpha_{cel} = 8,2 WK^{-1} m^{-2}$

$$\alpha_{cel} \cong 5 + 0,04 \cdot \Delta T = 8,2 WK^{-1} m^{-2} \quad (5.40)$$

Nyní následuje výběr chladíče, který bude dimenzován pro plný výkon měniče. Dostatečný výběr chladíčů nabízí katalog fy. *Fischer Elektronik* [21]. Postup při výběru chladíče proveden dle literatury [20].

Při konkrétním výběru chladíče je použit vypočtený maximální tepelný odpor chladíče  $R_{v,H} = 0,7 K \cdot W^{-1}$ . Z grafů uvedených v katalogu pro jednotlivé typy chladíčů vybereme takový, který splňuje požadovaný maximální tepelný odpor  $R_H$ . (Povrch chladíče  $S = 0,17 m^2$  je v případě žebrovaného typu chladíče výrazně menší, tím se zmenší i celkový tepelný spád na chladíči.) Pro maximální tepelný odpor  $R_H$  odečteme potřebnou délku profilu  $l$  dle grafu příslušného chladíče.

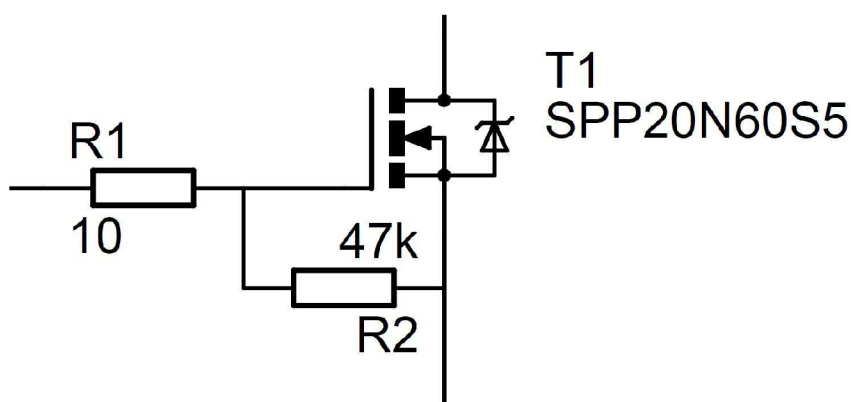
Těmto požadavkům nejlépe vyhovuje žebrovaný chladíč z eloxovaného hliníku s typovým označením *6506K*, fy: *GES electronic*. [23] (s černou povrchovou úpravou).

S tepelným odporem chladíče  $R_{v,H} = 0,7 K \cdot W^{-1}$

(*O rozměrech*  $d = 100 mm, \check{s} = 160 mm, v = 40 mm$ )

## 5.4 PŘIZPŮSOBENÍ BUDÍCÍCH SIGNÁLŮ TRANZISTORŮM MOSFET

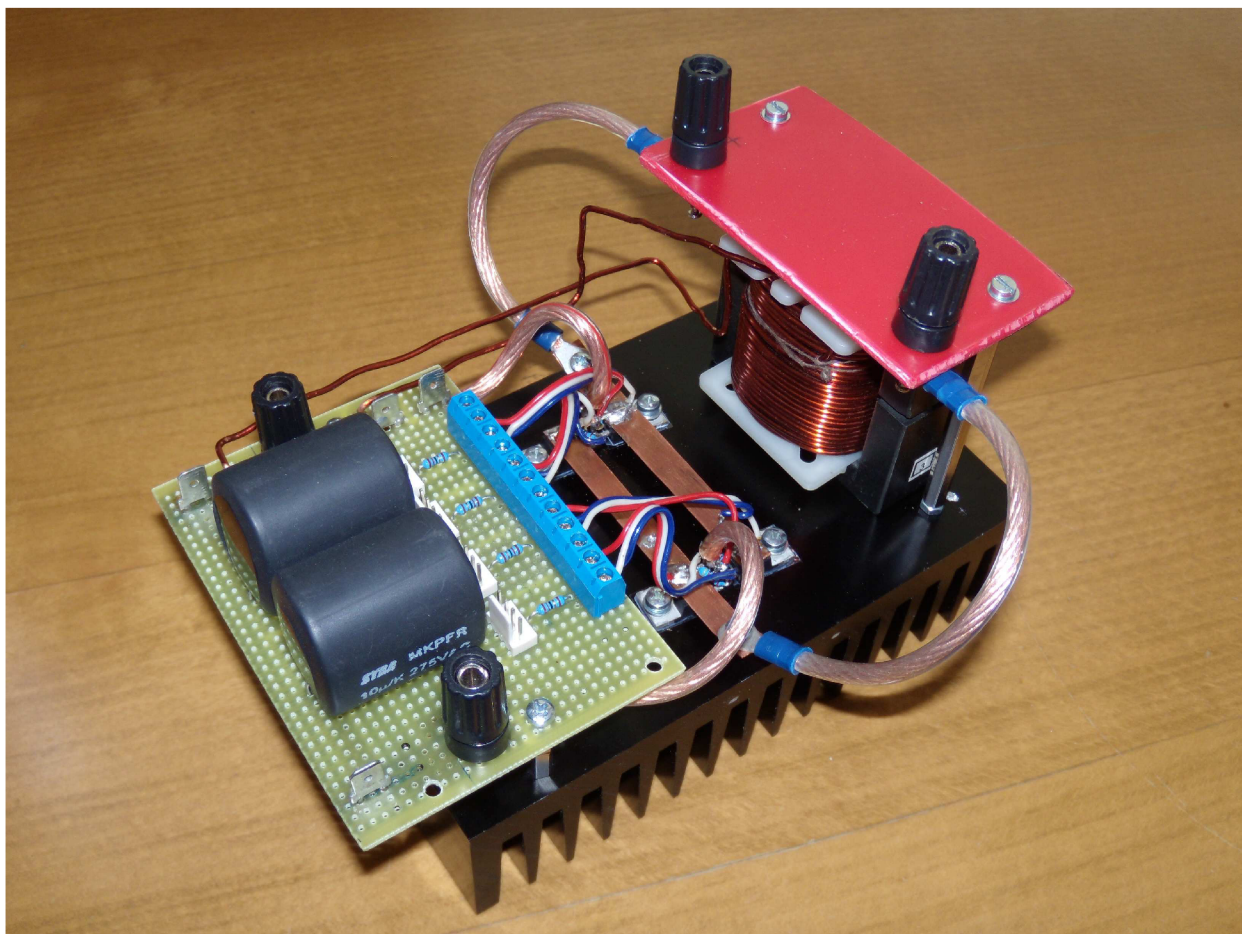
Spínací signály ze školního laboratorního budiče jsou pomocí obvodu na Obrázku 5-5 upraveny pro konkrétní parametry použitých tranzistorů *MOSFET*. Před *Gate* tranzistoru je vložen odsávací odpor  $R_G=10\Omega$ , jeho hodnota je zvolena dle doporučení výrobce [14]. Odpor zajistí bezpečné sepnutí tranzistoru *MOSFET*, tím že prodlouží zapínací děj. [24] Zároveň je mezi vývody tranzistoru *Gate* a *Source* připojen další odpor, jehož hodnota je dle doporučení v literatuře [6, 24]  $R_{GS}=47k\Omega$ . Tento odsávací odpor urychluje odvádění volných nosičů z báze tranzistoru při vypnutí.



Obrázek 5-5 Část obvodu zajišťující konečnou úpravu signálu na Gate

## 5.5 KONSTRUKCE LABORATORNÍHO VZORKU MĚNIČE

Silová část měniče je z důvodu odladění a oživení zkonstruována ve formě prototypu jako laboratorní vzorek. Obrázek 5-6.



Obrázek 5-6 Silová část DC/AC měniče zhotovená ve formě laboratorního vzorku.

Výkonové tranzistory jsou umístěny přímo na chladič. Pro snížení tepelného odporu na rozhraní chladič-tranzistor je použita pasta pro snížení tepelného odporu. Tranzistory jsou elektricky izolovány od chladiče pomocí slídové podložky s tepelným odporem  $1,2K/W$ . Přívodní vodiče ze stejnosměrného meziobvodu představují nezanedbatelnou indukčnost, která je kompenzována kondenzátory. Kondenzátory jsou umístěny co nejbližší pinům tranzistorů v každé větvi v místě připojení ke stejnosměrnému meziobvodu. Na chladič je zároveň připevněna tlumivka a deska plošných spojů s potřebnými konektory pro propojení silové části měniče s budícím modulem. Ta obsahuje konektory pro vstupní a výstupní napětí, konektory pro připojení napěťového a proudového čidla, konektory pro připojení budících obvodů a kondenzátory LC filtru.

## 6 HARDWAROVÉ ŘEŠENÍ ŘÍDÍCÍ ČÁSTI MĚNIČE

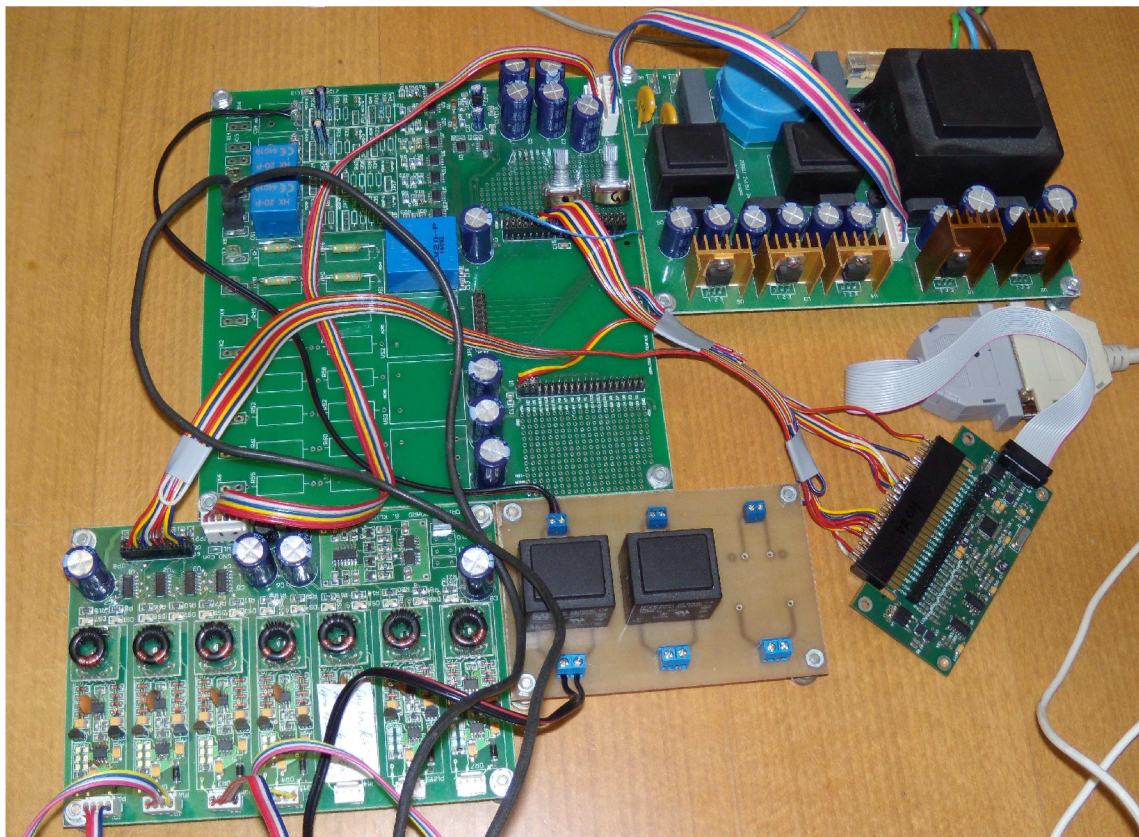
Pro řízení silové části měniče je použit školní laboratorní řídicí modul, podrobněji *Podkapitola 6.1*. Propojení řídicího modulu a silové části je realizováno pomocí řídicích signálů k jednotlivým pinům ( $D$ ,  $G$ ,  $S$ ) tranzistorů měniče. Úprava budících signálů je realizována na silové části pomocí rezistorů  $R_G$  a  $R_{GS}$ , *Podkapitola 5.4*.

V *Podkapitole 6.2* jsou uvedeny informace o konkrétním signálovém procesoru typu 56F8322, který je v laboratorním řídicím modulu použit.

Informace o napětí a proudu na výstupu silové části měniče pro výpočet regulačních smyček uvnitř *DSP* předává čidlo proudu *LEM HX25* a snímač napětí, který je realizován pomocí síťového transformátoru. Informace ve formě poměrného napětí ze snímačů napětí a proudu, jsou vzorkována na *A/D* vstupu *DSP*. Blíže se snímačům, zajišťujícím zpětnou vazbu napěťové a proudové smyčky věnuje *Podkapitola 6.3 a 6.4*.

### 6.1 ŠKOLNÍ LABORATORNÍ ŘÍDÍCÍ MODUL

Obsahuje signálový mikroprocesor typu 56F8322 fy. Freescale, budiče s ochrannými obvody, proudová čidla, operační zesilovače pro přizpůsobení zpětnovazebního signálu vstupu *A/D* převodníku a konektor pro připojení rozhraní *J-TAG*, které zajišťuje komunikaci s *PC*.



Obrázek 6-1 Školní laboratorní řídicí modul



## 6.2 DSC MC56F8322 s JÁDREM 56800E

Z výše uvedených informací je třeba vybrat vhodný signálový procesor, který bude zajišťovat samotné řízení *DC/AC* měniče. Současný trh zásobuje několik výrobců signálových procesorů, které jsou schopny dodat vhodné *DSP* pro řízení měniče (*Texas Instruments*, *Analog Device*, *Freescale*). V našem případě, se dále zaměříme na *DSP* fy. *Freescale*.

Pro řízení *DC/AC* měniče pomocí *PWM*, bude vhodné zvolit takový *DSP*, který bude mít periferie pro generování *PWM* a *A/D* převodníky. Výrobce vyrábí signálové kontroléry *DSC* - (*Digital Signal Controller*) s jádrem *DSC56800*, nyní rozšířený *DSC56800E*, které jsou mimo jiných oblastí užití, vhodné právě pro řízení měničů pomocí *PWM*. *DSC* signálové mikrokontroléry s tímto jádrem se v principu činnosti neliší od *DSP* signálových procesorů. Také jsou schopny zpracovávat signály i obsluhovat řídicí aplikace. V rodině signálových procesorů s tímto jádrem je několik typů, které se od sebe liší, co do výkonu a výbavy periférií.

Z rodiny *DSC* s jádrem *DSC56800E* je použit konkrétní typ signálového procesoru **MC56F8322**, fy. *Freescale*, který je osazen uvnitř školního laboratorního řídicího modulu. Tento signálový procesor obsahuje funkce potřebné pro řízení *DC/AC* měniče. Obsahuje zejména dostatečný počet *PWM* kanálů a *A/D* vstupů. Pro řízení *DC/AC* měniče dostačují čtyři kanály *PWM*.

### *DSC 56F8322*

Je začleněn do rodiny 16 bitových procesorů s jádrem *56800E*. Kombinuje výhody vysokého výpočetního výkonu *DSP* s funkcí mikrokontrolerů *DSC*. *DSC* je vybaven:

- 6 kanálovým 12 bitovým *A/D* převodníkem
- 6 kanálů *PWM*, každý kanál je 15 bitový
- 60MHZ maximální rychlost zařízení
- 8 časovačů, každý 16 bitový
- Interní *Flash* paměť pro program 32KB
- Interní *RAM* paměť 32KB
- Pouzdro *LQFP 48*

Podrobnější informace o *DSC* jsou uvedeny v literatuře [2].

Signálové procesory s tímto jádrem jsou vyráběny zejména pro řízení v následujících oblastech: Průmysl, zabezpečovací systémy, řízení pohonů, bílá elektronika (pračky, myčky), řízení osvětlení, automobilový průmysl (řízení *ABS* systému), lékařská monitorovací technika a v neposlední řadě právě pro řízení výkonových měničů (*DC/AC*, systémy *UPS*) [2,9,16].



## 6.3 PROUDOVÉ ČIDLO

### PROUDOVÉ ČIDLO LEM HX25-P

Na laboratorním řídicím modulu je k dispozici proudové čidlo typu HX25-P, to je schopno měřit proudy o efektivní hodnotě  $I_{RMS}=25A$ . Tato proudová čidla se využívají zejména v oblasti řízení pohonů a řízení systémů *UPS*.

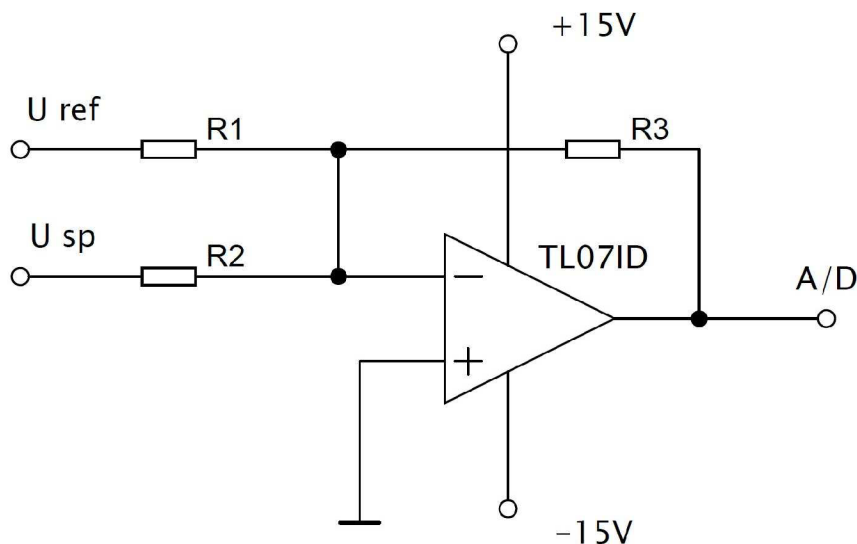
Následují obecné informace o proudovém čidle. Primárním obvodem protéká měřený proud. Na základě Hallova jevu vzniká na sekundárním obvodu napětí, které je tomuto proudu úměrné. Oba obvody jsou od sebe galvanicky odděleny. Galvanické oddělení silové části měniče od řídicí části je nezbytné. Napájet čidlo můžeme zdrojem o velikosti  $\pm (12-15V)$ . Na výstupu čidla, může být napětí v rozsahu  $\pm 4V$ . [18]

Plný rozsah proudu, který je čidlo schopno změřit, není v realizovaném měniči využito. Ve skutečnosti maximální hodnota proudu v realizovaném měniči je  $\pm 9,62A$  (kapitola 5.2). Převodní charakteristika čidla je lineární. Měřený proud o maximální velikosti  $\pm 10A$  poměrově odpovídá napětí o velikosti  $\pm 2V$  na čidle.

Napětí z čidla, je nutné přizpůsobit vstupům *A/D* převodníku na rozsah  $0-3,3V$ . Přizpůsobení je realizováno pomocí zapojení součtového operačního zesilovače na laboratorním řídicím modulu, Obrázek 6-2. Chování zapojení operačního zesilovače popisuje rovnice (6.1) [24]

$$U_{A/D} = -\left(\frac{R_3}{R_2} \cdot U_{sn} + \frac{R_3}{R_1} \cdot U_{ref}\right) \quad (6.1)$$

Napětí z čidla, přímo úměrné hodnotě výstupního proudu měniče je sečteno s referenčním stabilizovaným napětím  $U_{ref} = 1,65V$ . Hodnotě  $\pm 10A$  poté odpovídá  $0-3,3V$ . Hodnoty odporů jsou zvoleny  $R_1 = 27k\Omega$ ,  $R_2 = 33k\Omega$ ,  $R_3 = 27k\Omega$ .



Obrázek 6-2 Součtový operační zesilovač na vstupu *A/D* převodníku

## 6.4 SNÍMAČ NAPĚTÍ

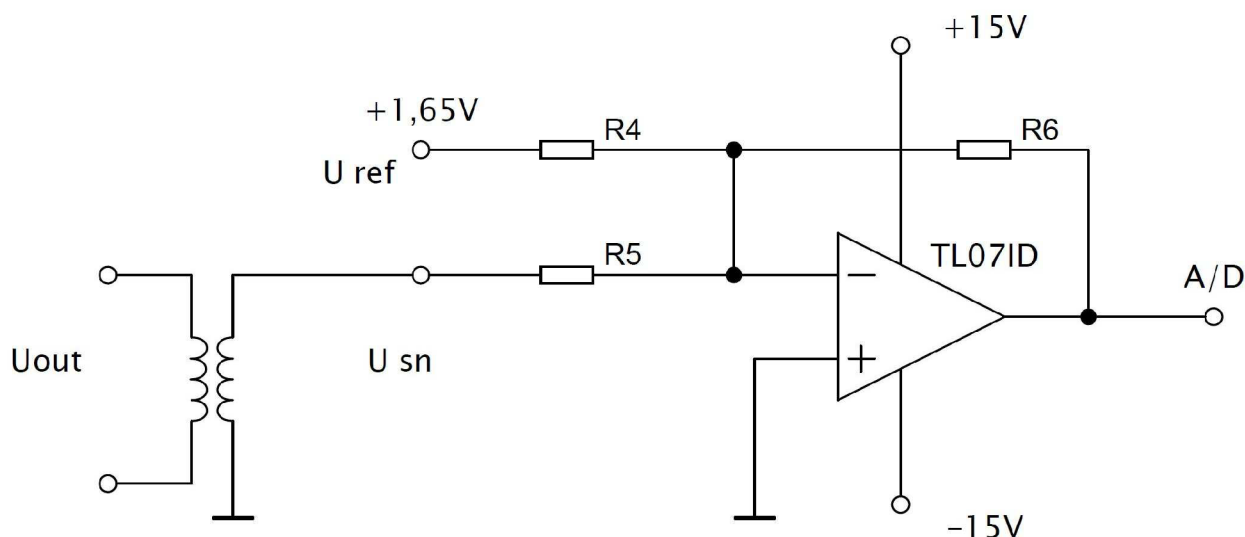
### MĚŘÍCÍ TRANSFORMÁTOREK 230V / 6V

Zápornou zpětnou vazbu do nadřazené napěťové smyčky zajišťuje snímač výstupního střídavého napětí. Informace ze snímače napětí musí být, stejně jako u proudového čidla, galvanicky oddělena od silové části. Proto je snímač v tomto případě realizován pomocí síťového transformátoru 230V / 6V. Transformátorek je dodatečně umístěn k laboratornímu řídicímu modulu.

Napěťový snímač je třeba navrhnout pro rozsah  $\pm 360V$ , s ohledem na napěťové špičky na výstupu měniče. Napětí získané pomocí transformátorku je třeba přizpůsobit vstupu A/D převodníku, pro napětí 0-3,3V.

Na laboratorním řídicím modulu jsou před A/D vstupy umístěny součtové zesilovače neboli sumátory, které jsou pro přizpůsobení použity. Chování zapojení operačního zesilovače popisu rovnice (6.1).

Pro napěťový rozsah  $\pm 360V$  snímače, je na výstupu transformátorku  $\pm 9,4V$ . Vhodnou volbou odporů  $R_5$ ,  $R_6$  na sumačním zesilovači je napětí upraveno na hodnotu  $\pm 1,65V$ . Snímač je tedy navržen tak, aby výstup ze sumátoru odpovídal rozsahu 0-3,3V. Celkové schéma zapojení snímače výstupního napětí je uvedeno na Obrázku 6.3. Hodnoty odporů pro přizpůsobení signálu na sumačním zesilovači jsou zvoleny  $R_4 = 8,2k\Omega$ ,  $R_5 = 47k\Omega$ ,  $R_3 = 8,2k\Omega$ .



Obrázek 6-3 Realizace snímače napětí a přizpůsobení signálu vstupu A/D



## 7 NÁVRH ALGORITMU ŘÍZENÍ V PROGRAMOVÉM PROSTŘEDÍ MATLAB SIMULINK

V následující kapitole je navržen algoritmus, s jehož pomocí bude možné řídit spínání tranzistorů v můstku, (v závislosti na zatížení) pro požadované výstupní střídavé napětí 230V. Pro řízení měniče je použita kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou [19, 7]. Ta je vhodná pro řízení systémů s vysokou dynamikou, kterým měnič je. V kapitole 7.1 je pomocí metody symetrického optima navržen napěťový a proudový regulátor.

Pro ověření a odladění správnosti návrhu regulace a vypočtených konstant regulátoru, je celý DC/AC měnič simulován v programovém prostředí *MATLAB Simulink*, kapitola 7.2. Výsledkem jsou průběhy napětí a proudů na výstupu měniče. Vypočtené konstanty napěťového a proudového regulátoru jsou dále přímo implementovány do programu signálového procesoru DC/AC měniče, kapitola 8.

*MATLAB Simulink* je programové prostředí, které se využívá nejen v technických oborech pro modelování dynamických systémů. Pro konkrétní zadání této práce, simulace měniče DC/AC řízeného kaskádní regulací, se nabízí možnost využít nadstavbové části prostředí *Simulink*, (*toolbox*) *SimPowerSystems*. [22] která je speciálně zaměřena na výkonovou elektroniku, energetiku, simulace elektrických točivých strojů a řízení těchto soustav.

Pro simulaci algoritmu řízení měniče využijeme model univerzálního H-můstku, který knihovna modelů obsahuje. Nastavením parametrů tranzistorového můstku, celého silového obvodu měniče a obvodu řízení se dále zabývá podkapitola 7.2.

## 7.1 ŘEŠENÍ ALGORITMU ŘÍZENÍ DC/AC MĚNIČE

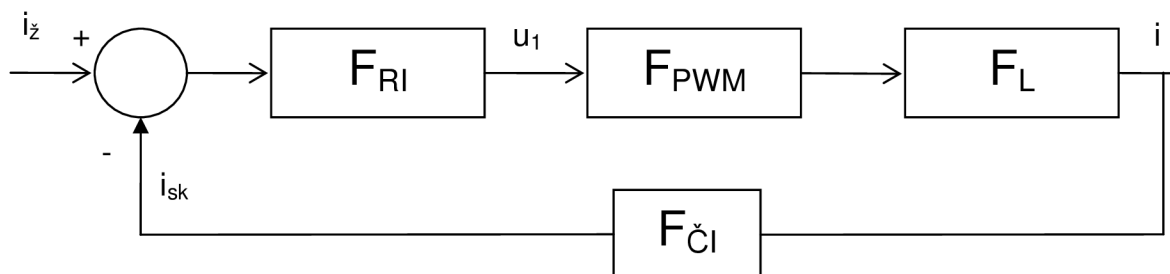
### 7.1.1 VYJÁDRĚNÍ PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ SMYČEK

Řízení měniče, je provedeno pomocí kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou, Obrázek 3.1. Tomuto řízení přísluší dva regulátory, jeden pro napěťovou smyčku a druhý pro smyčku proudu [19].

Cílem této podkapitoly je nalezení rovnice soustavy s přenosovou funkcí  $F_{S(P)}$ . A to pro napěťovou a proudovou smyčku. K tomu je nutné vyjádřit časové konstanty  $\tau$  jednotlivých funkčních bloků celého měniče. Přenosové funkce jednotlivých funkčních bloků obou smyček, vyjadřují vztah mezi jejich vstupem a výstupem.

Přenosová funkce soustavy  $F_{S(P)}$ , je použita při výpočtu regulátoru  $F_{R(P)}$ . Pomocí vypočtené přenosové funkce regulátoru  $F_{R(P)}$ , jsou upraveny dynamické vlastnosti zpětnovazební soustavy. [15] Pro přehlednost jsou zde uvedena schémata soustav proudové a napěťové smyčky měniče, obrázek 7-1 a obrázek 7-2.

PROUDOVÁ SMYČKA:

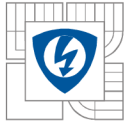


Obrázek 7-1 Schéma podřízené proudové smyčky kaskádní regulace měniče

Nyní následuje popis jednotlivých funkčních bloků. Blok  $F_{RI}$  vyjadřuje přenosovou funkci regulátoru proudu. Výpočet uveden dále.

Funkční blok  $F_{pwm}$  vyjadřuje přenosovou funkci  $PWM$ . Ta je odvozena od časové konstanty  $\tau_{pwm}$  (vyjadřuje dopravní zpoždění, setrvačnost) a zesílení  $K_{pwm}$  (7.2) To vyjadřuje zesílení napětí, ve zlomkové aritmetice, uvnitř procesoru. Přenosová funkce  $F_{pwm}$  je potom dle vztahu (7.1).

$$F_{pwm(p)} = \frac{K_{pwm}}{p\tau_{pwm} + 1} \quad (7.1)$$



$$K_{pwm} = K_{men} \cdot \frac{1}{\frac{1000}{2^{15}}} \quad (7.2)$$

Kde:  $K_{men} = \frac{U_{výst}}{U_{vst}} = \frac{230}{350} = 0,6571$

$$\tau_{pwm} = \frac{1}{f_{pwm}} = \frac{1}{30 \cdot 10^3} = 3,3 \cdot 10^{-5} s$$

Přenos bloku  $F_L$  vyjadřuje indukčnost tlumivky na  $LC$  filtru, vztah (7.3).

$$F_{L(p)} = \frac{1}{pL} \quad (7.3)$$

Blok  $F_{\check{c}i}$  (7.4) vyjadřuje zesílení proudového čidla  $K_{\check{c}i}$  (7.5) a časové konstanty  $\tau_{i\check{c}}$  čidla. Zesílení proudového čidla je již vyjádřeno ve zlomkové aritmetice (*Kapitola 4*), s kterou pracuje *DSP*. Číslo 1533 představuje konstantu, s níž je po vynásobení skutečné hodnoty proudu využit maximální rozsah *A/D* převodníku.

$$F_{\check{c}i(p)} = \frac{K_{\check{c}i}}{p\tau_{i\check{c}} + 1} \quad (7.4)$$

$$K_{i\check{c}} = \frac{1533}{2^{15}} \quad (7.5)$$

Kde:

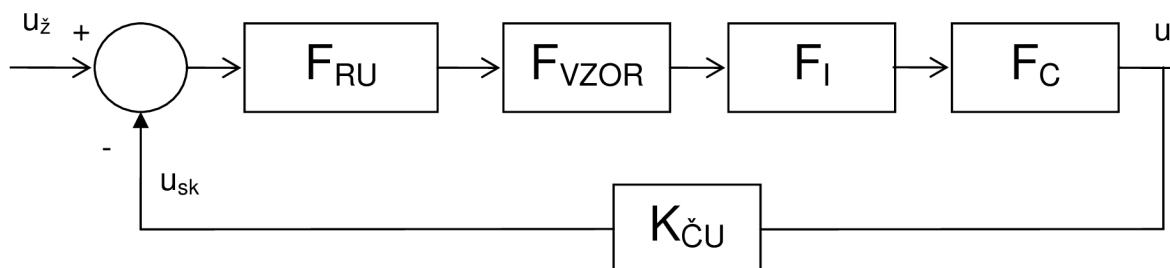
$$\tau_{i\check{c}} = \frac{1}{f_{vzor}} = \frac{1}{30 \cdot 10^3} = 3,3 \cdot 10^{-5} s$$

Nyní vyjádříme přenos soustavy  $F_{S(p)}$  (7.6), který reprezentuje proudovou smyčku (7.7).

$$F_{S(p)} = F_{pwm(p)} \cdot F_{L(p)} \cdot F_{\check{c}i} \quad (7.7)$$

$$F_{S(p)} = \frac{K_{pwm}}{p\tau_{pwm} + 1} \cdot \frac{K_{\check{c}i}}{p\tau_{i\check{c}} + 1} \cdot \frac{1}{pL} \quad (7.6)$$

NAPĚŤOVÁ SMYČKA:



Obrázek 7-2 Schéma napěťové smyčky měniče, (kask. regulace s podřazenou I smyčkou)

Blok  $F_{RU}$  vyjadřuje přenosovou funkci regulátoru napětí. Výpočet je uveden dále. Funkční blok  $F_{VZOR}$  vyjadřuje přenosovou funkci vzorkování, jeho setrvačnost. Ta je odvozena od časové konstanty  $\tau_{vzor}$  vzniklé vzorkováním měřeného napětí v  $A/D$  převodníku.  $F_{VZOR}$  je potom dle vztahu (7.7). Rychlost vzorkování napětí je zvolena nižší než rychlost vzorkování proudu. Snížením vzorkování napěťové smyčky se sníží dynamika systému a tím je zvýšena stabilita celé soustavy. Z těchto důvodů je zvoleno vzorkování o hodnotě  $5kHz$ .

$$F_{vzor(p)} = \frac{1}{p\tau_{vzor} + 1} \quad (7.7)$$

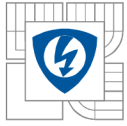
Kde: 
$$\tau_{vzor} = \frac{1}{f_{vzor}} = \frac{1}{5 \cdot 10^3} = 2,0 \cdot 10^{-4} s$$

Funkční blok  $F_I$  vyjadřuje přenos reprezentující podřazenou proudovou smyčku. Parametry proudové smyčky jsou uvedeny výše. Přenos proudové smyčky je odvozen od vztahu pro náhradní přenos uzavřené smyčky [27]. Ve vztahu je součet jednotlivých malých časových konstant smyčky  $\tau_{\sigma}$  a zesílení proudového čidla  $K_{I\check{c}}$ .  $F_I$  je potom dle vztahu (7.8).

$$F_{I(p)} = \frac{1}{2\tau_{\sigma}p + 1} \cdot \frac{K_{I\check{c}}}{p} \quad (7.8)$$

Kde: 
$$\tau_{\sigma} = \frac{1}{f_{vzor}} = \frac{1}{30 \cdot 10^3} = 3,3 \cdot 10^{-5} s$$

Přenos bloku  $F_C$  vyjadřuje kondenzátor na výstupu  $LC$  filtru, vztah (7.9). Kondenzátor zajišťuje v obvodu vyhlazení výstupního napětí, proto je zařazen do napěťové smyčky.



$$F_{C(p)} = \frac{1}{pC} \quad (7.9)$$

Blok  $K_{\check{u}}$ , zajišťuje zpětnou vazbu výstupního napětí měniče a je odvozen od zesílení napěťového čidla. Zesílení od napěťového (7.10) a proudového snímače (7.11) je pro potřeby simulace přímo převedeno na číslo zlomkové aritmetiky, které bude zpracovávat řídicí algoritmus uvnitř DSP. Podrobněji o snímačích proudu a napětí *Kapitola 6*.

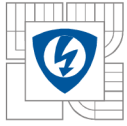
$$K_{u\check{c}} = \frac{42}{2^{15}} \quad (7.10)$$

$$K_{i\check{c}} = \frac{1533}{2^{15}} \quad (7.11)$$

Nyní již můžeme vyjádřit přenos celé soustavy  $F_{S(p)}$  (7.13), reprezentující napěťovou smyčku (7.12).

$$F_{S(p)} = F_{vzor(p)} \cdot F_{I(p)} \cdot F_{C(p)} \cdot K_{u\check{c}} \quad (7.12)$$

$$F_{S(p)} = \frac{1}{p\tau_{vzor} + 1} \cdot \frac{1}{2\tau_{\check{c}}p + 1} \cdot \frac{1}{pC} \cdot K_{u\check{c}} \quad (7.13)$$



### 7.1.2 VÝPOČET REGULÁTORU PROUDU A NAPĚTÍ

Pro oba regulátory platí, že časová konstanta  $T_1$  tlumivky (kondenzátoru) je větší nežli součtová časová konstanta  $\tau_\sigma$ . Podle kritéria pro výběr metody výpočtu regulátoru je splněna podmínka  $T_1 > 4\tau_\sigma$  [15] Pro výpočet regulátorů je proto zvolena metoda Symetrického Optima (SO).

#### *Metoda symetrického optima SO*

(*Odvozené rovnice pro metodu SO 7.14, 7.15, 7.16 z literatury [15]*)

Přenos uzavřené smyčky pro SO je:

$$F_{w(p)} = \frac{1 + 4\tau_\sigma p}{8\tau_\sigma^3 p^3 + 8\tau_\sigma^2 p^2 + 4\tau_\sigma p + 1} \quad (7.14)$$

Přenos otevřené smyčky pro SO, z rovnice (7.14) je dále možné vypočítat i  $F_{R(p)}$  (7.15):

$$F_{o(p)} = F_{R(p)} \cdot F_{S(p)} = \frac{4\tau_\sigma p + 1}{8\tau_\sigma^2 p^2 \cdot (p\tau_\sigma + 1)} \quad (7.15)$$

$$F_{R(p)} = \frac{1}{F_{S(p)}} \cdot \frac{4\tau_\sigma p + 1}{8\tau_\sigma^2 p^2 \cdot (p\tau_\sigma + 1)} \quad (7.16)$$

Kde  $\tau_\sigma$  je u obou metod malá časová konstanta soustavy (případně součet malých časových konstant soustavy)

Výběr vhodné metody výpočtu je provedený na základě časových konstant soustavy.

(Pro  $T_1 > 4\tau_\sigma$  je vhodná metoda SO, Pro  $T_1 < 4\tau_\sigma$  je vhodná metoda OM) [15]





## VÝPOČET REGULÁTORU NAPĚTÍ

Výpočet (7.17) dosazením přenosu napěťové smyčky  $F_{S(p)}$  (7.13) do vztahu (7.16)

$$F_{R(p)} = \frac{4p\tau_\sigma + 1}{8p^2\tau_\sigma^2 \cdot (p\tau_\sigma + 1)} \cdot \frac{pC \cdot (p\tau_{vzor} + 1) \cdot (2p\tau_{oi} + 1)}{K_{u\check{c}} \cdot \frac{1}{K_{i\check{c}}}} \quad (7.17)$$

Malé časové konstanty  $\tau_{vzor}$  a  $\tau_{oi}$  v přenosu  $F_{S(p)}$  (7.6) můžeme nahradit na základě metody symetrického optima SO součtovou časovou konstantou  $\tau_\sigma$  [15]. Ta je pro napěťovou smyčku podle (7.18)

$$\tau_\sigma = 2\tau_{oi} + \frac{\tau_{vzor}}{2} + \frac{\tau_{vzor}}{2} = 2 \cdot 3,3 \cdot 10^{-5} + \frac{2,0 \cdot 10^{-4}}{2} + \frac{2,0 \cdot 10^{-4}}{2} = 2,66 \cdot 10^{-4} \quad (7.18)$$

Náhradou malých časových konstant v rovnici (7.17) konstantou  $\tau_\sigma$  získáme (7.19).

$$F_{R(p)} = \frac{4p\tau_\sigma + 1}{8p^2\tau_\sigma^2 \cdot (p\tau_\sigma + 1)} \cdot \frac{pC \cdot (p\tau_\sigma + 1)}{K_{u\check{c}} \cdot \frac{1}{K_{i\check{c}}}} \quad (7.19)$$

$$F_{R(p)} = \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{8p\tau_\sigma^2} \cdot \frac{C}{K_{u\check{c}} \cdot \frac{1}{K_{i\check{c}}}} = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad (7.20)$$

Vypočtený přenos regulátoru napětí  $F_{R(p)}$  odpovídá podle (7.20) regulátoru typu **PI**. Pro popis regulátoru potřebujeme získat konstanty zesílení  $K_p$  a  $K_I$ . Ty vypočteme ze vztahu (7.23) pomocí časových konstant  $\tau_0$  a  $\tau_1$ , vztahy (7.21, 7.22).

$$\tau_0 = \frac{8 \cdot K_{u\check{c}} \cdot \frac{1}{K_{i\check{c}}} \cdot \tau_\sigma^2}{C} = \frac{8 \cdot \frac{42}{2^{15}} \cdot \frac{2^{15}}{1533} \cdot (2,66 \cdot 10^{-4})^2}{5 \cdot 10^{-6}} = 3,102 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (7.21)$$

$$\tau_1 = 4 \cdot \tau_\sigma = 4 \cdot 2,66 \cdot 10^{-4} = 1,064 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (7.22)$$

$$F_{R(p)} = K_p + K_i \cdot \frac{1}{p} = \frac{1 + p \cdot \frac{K_p}{K_i}}{p \cdot \frac{1}{K_i}} = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad (7.23)$$



Konstanty zesílení  $K_p$  (7.25) a  $K_I$  (7.24) regulátoru napětí ve spojitě oblasti. Typ **PI** [16].

$$K_I = \frac{1}{\tau_0} = \frac{1}{3,102 \cdot 10^{-3}} = 322,40 \quad (7.24)$$

$$K_p = K_I \cdot \tau_1 = 322,4 \cdot 1,064 \cdot 10^{-3} = 0,3430 \quad (7.25)$$

### VÝPOČET REGULÁTORU PROUDU

Výpočet (7. 26) dosazením přenosu proudové smyčky  $F_{S(p)}$  (7.6) do vztahu (7.16)

$$F_{R(p)} = \frac{4p\tau_\sigma + 1}{8p^2\tau_\sigma^2 \cdot (p\tau_\sigma + 1)} \cdot \frac{pL \cdot (p\tau_{pwm} + 1) \cdot (p\tau_{vzor} + 1)}{K_{i\check{c}} \cdot K_{pwm}} \quad (7.26)$$

Malé časové konstanty  $\tau_{vzor}$  a  $\tau_{pwm}$  v přenosu  $F_{S(p)}$  (7.11) můžeme nahradit, na základě metody symetrického optima SO součtovou časovou konstantou  $\tau_\sigma$  [15].

Velikost  $\tau_{pwm}$  je ve střední hodnotě spínání **PWM** poloviční, platí pro  $\tau_\sigma$  podle (7.27).

$$\tau_\sigma = \tau_{pwm} + \tau_{vzor} = \frac{3,3 \cdot 10^{-5}}{2} + \frac{3,3 \cdot 10^{-5}}{2} = 3,3 \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad (7.27)$$

Náhradou malých časových konstant v rovnici (7.26) konstantou  $\tau_\sigma$  získáme (7.28).

$$F_{R(p)} = \frac{4p\tau_\sigma + 1}{8p^2\tau_\sigma^2 \cdot (p\tau_\sigma + 1)} \cdot \frac{pL \cdot (p\tau_\sigma + 1)}{K_{i\check{c}} \cdot K_{pwm}} \quad (7.28)$$

$$F_{R(p)} = \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{8p\tau_\sigma^2} \cdot \frac{L}{K_{i\check{c}} \cdot K_{pwm}} = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad (7.29)$$

Vypočtený přenos regulátoru proudu  $F_{R(p)}$  odpovídá podle (7.29) regulátoru typu **PI**. Pro popis regulátoru potřebujeme získat konstanty  $K_p$  a  $K_I$ . Ty vypočteme ze vztahu (7.23) pomocí časových konstant  $\tau_0$  a  $\tau_1$ , vztahy (7.30, 7.31).

$$\tau_0 = \frac{8 \cdot K_{u\check{c}} \cdot K_{pwm} \cdot \tau_\sigma^2}{L} = \frac{8 \cdot \frac{1533}{2^{15}} \cdot 107,66 \cdot (3,3 \cdot 10^{-5})^2}{2,78 \cdot 10^{-3}} = 1,578 \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad (7.30)$$



$$\tau_1 = 4 \cdot \tau_\sigma = 4 \cdot 1,578 \cdot 10^{-5} = 1,320 \cdot 10^{-4} \text{ s} \quad (7.31)$$

Konstanty zesílení  $K_p$  (7.32) a  $K_i$  (7.33) regulátoru proudu ve spojitě oblasti. Typ regulátoru **PI**.

$$K_i = \frac{1}{\tau_0} = \frac{1}{1,578 \cdot 10^{-5}} = 63351 \quad (7.32)$$

$$K_p = K_i \cdot \tau_1 = 63351 \cdot 1,320 \cdot 10^{-4} = 8,3624 \quad (7.33)$$

Vypočtené konstanty *PI* regulátoru napětí a *PI* regulátoru proudu ve spojitě oblasti dále použijeme v algoritmu řízení měniče.

*Tab. 5-2 Tabulka konstant PI regulátoru napětí a PI regulátoru proudu ve spojitě oblasti*

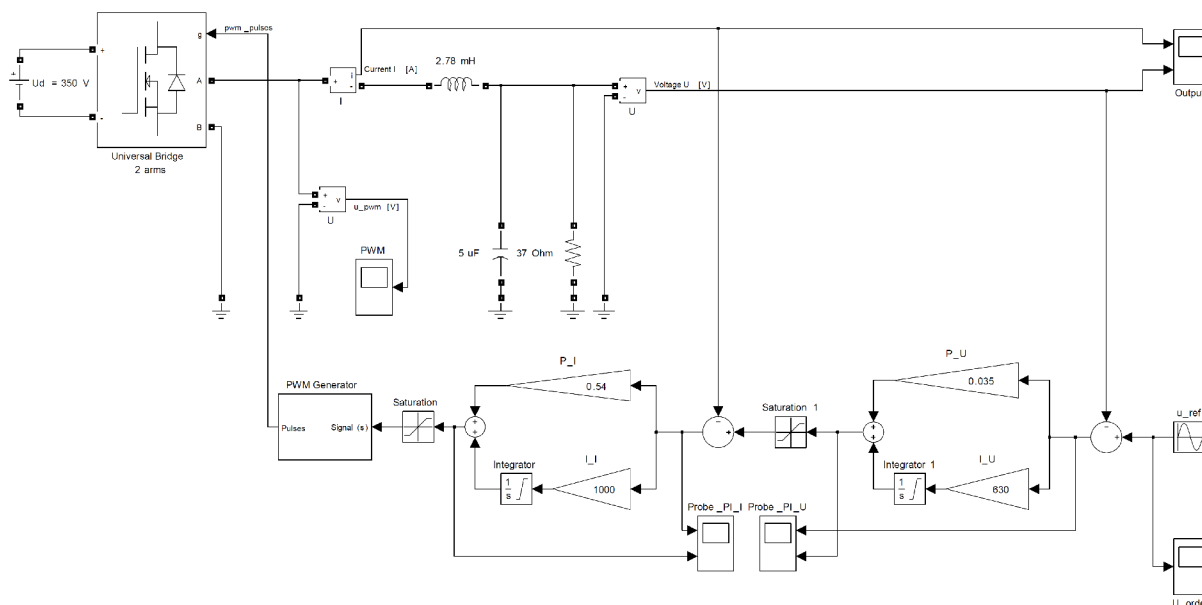
<i>PI Regulátor</i>	<i>Napěťová smyčka</i>	<i>Proudová smyčka</i>
$K_p$	0,3430	8,3624
$K_i$	322,40	63351

## 7.2 SIMULACE ŘÍZENÍ DC/AC MĚNIČE V PROSTŘEDÍ SIMULINK

Návrh a následné ověření řídicího algoritmu je realizováno v programovém prostředí *MATLAB SIMULINK*. Řízení je v prvním kroku navrženo a simulováno ve spojitě časové oblasti 7.4.1. V druhém kroku s ohledem na řízení pomocí *DSP*, zesílení snímačů napětí a proudu, *A/D* převodníků a také na časové konstanty jednotlivých bloků, je řízení měniče simulováno v diskrétní časové oblasti 7.4.2.

### 7.2.1 SIMULACE SPOJITÉHO ŘÍZENÍ

Na simulaci měniče řešeného ve spojitě časové oblasti, je ověřena funkčnost zhotoveného modelu a *PWM* generátoru.



Obrázek 7-1 Model spojitěho řízení s kaskádní regulací DC/AC měniče

Silovou část obvodu vytvoříme s využitím knihovny *SimPowerSystems*. Obrázek 7-2. U jednotlivých bloků modelu jsou nastaveny jejich příslušné parametry. Zejména je to nastavení vzorkovacích frekvencí, napěťových a proudových čidel, dále pak nosný kmitočet *PWM* generátoru.

Knihovna *SimPowerSystems* umožňuje i detailnější nastavení pulzního měniče. Spínací prvky u můstku jsou vybrány tranzistory *MOSFET*. Nastavení odporu tranzistorů v propustném stavu  $R_{on}=0,3\Omega$ . Pro ověření správné funkce modelu je na výstup *LC* filtru zařazena odporová zátěž  $R=37\Omega$ . (Zátěž simuluje maximální zatížení měniče)

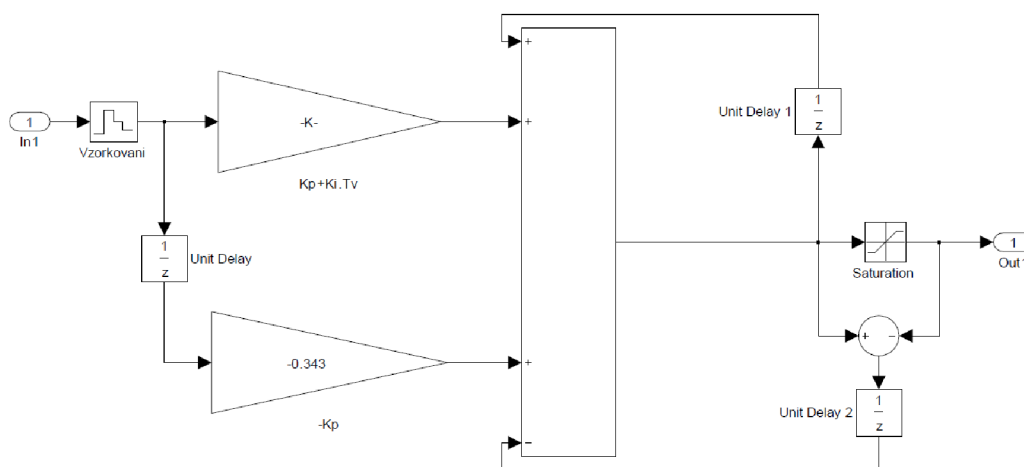
Můstek je řízen spojitým generátorem *PWM*. Napěťová a proudová smyčka je regulována pomocí analogových *PI* regulátorů.

## 7.2.2 SIMULACE DISKRÉTNÍHO ŘÍZENÍ

Simulací měniče s kaskádní regulací napětí a proudu v diskrétní časové oblasti podrobně simuluje chování řízení *DC/AC* měniče řízeného pomocí DSP. Jednotlivé zesílení od čidel, *A/D* převodníků tak i časové konstanty jednotlivých funkčních bloků odpovídá reálnému stavu. Výsledkem simulace je algoritmus řízení, který je následně implementován do struktury *DSP*, kapitola 8.

Nastavení parametrů silové části modelu je stejné jako v případě spojité simulace, kapitola 7.4.1. Rozdíl nastává v případě simulace řízení, které je kompletně realizováno diskrétně. Model řízení je sestaven podle přenosové funkce soustavy napěťové smyčky a podřazené proudové smyčky uvedené v kapitole 7.2. Tomu odpovídají i jednotlivá zesílení a časové konstanty modelu, které byly přizpůsobeny diskrétnímu řízení. Model měniče a diskrétního řízení, který je realizovaný v prostředí *Simulink* je na obrázku 7-6.

Regulátory napěťové a proudové smyčky (v modelu bloky *PI\_I\_Controller* a *PI\_U\_Controller*) jsou v modelu realizovány jako *subsystem*. Schéma regulátoru typu *PI*, realizovaného jako diskrétní *PS*, je uveden na obrázku 7.5.



Obrázek 7-2 Regulátor typu *PI* (*PS*) realizován v diskrétní časové oblasti

Číslicový regulátor typu *PI* (*PS*) je vyjádřen s pomocí *Z*-transformace aplikované na operátorový přenos regulátoru.

Pro spojitý *PI* regulátor platí známý vztah pro přenos podle vztahu (7.34)

$$F_{PI(p)} = \frac{Y(p)}{E(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (7.34)$$

Vztah (7.34) upravíme na (7.35). Tím získáme rovnici přenosu pro regulátor *PS* v diskrétní oblasti (*Z*-přenos).



Z-přenos regulátoru získáme pomocí transformačního vztahu [15]  $p = \frac{1-z^{-1}}{T_v}$ . Kde  $T_v$  je vzorkovací perioda.

$$Y_{(z)} = \left( K_p + \frac{K_i \cdot T_v}{1-z^{-1}} \right) \cdot E_{(z)} \quad (7.35)$$

Ze vztahu (7.35) můžeme následně odvodit tvar *PS* regulátoru, který je použit v číslicovém řízení. *Odvození podle literatury [16]*.

Jedná se o uzavřenou formu *PS* regulátoru [16]. Použitelný tvar pro diskrétní řízení získáme úpravou rovnice (7.35) na (7.36).

$$Y_{(z)} \cdot (1-z^{-1}) = [(K_p \cdot (1-z^{-1}) + K_i \cdot T_v] \cdot E_{(z)} \quad (7.36)$$

A následným vyjádřením rovnice jako funkci času v diskrétní oblasti (7.37), (7.38). Kde ( $k$ ) vyjadřuje pořadí vzorku.

$$y(k) - y(k-1) = K_p \cdot [e(k) - e(k-1)] + (K_i \cdot T_v) \cdot e(k) \quad (7.37)$$

$$y(k) = y(k-1) + [K_p + (K_i \cdot T_v)] \cdot e(k) - K_p \cdot e(k-1) \quad (7.38)$$

Z rovnice (7.38) je již možné sestrojít regulátor *PS* v programovém prostředí *Simulink*, Obrázek 7-5.

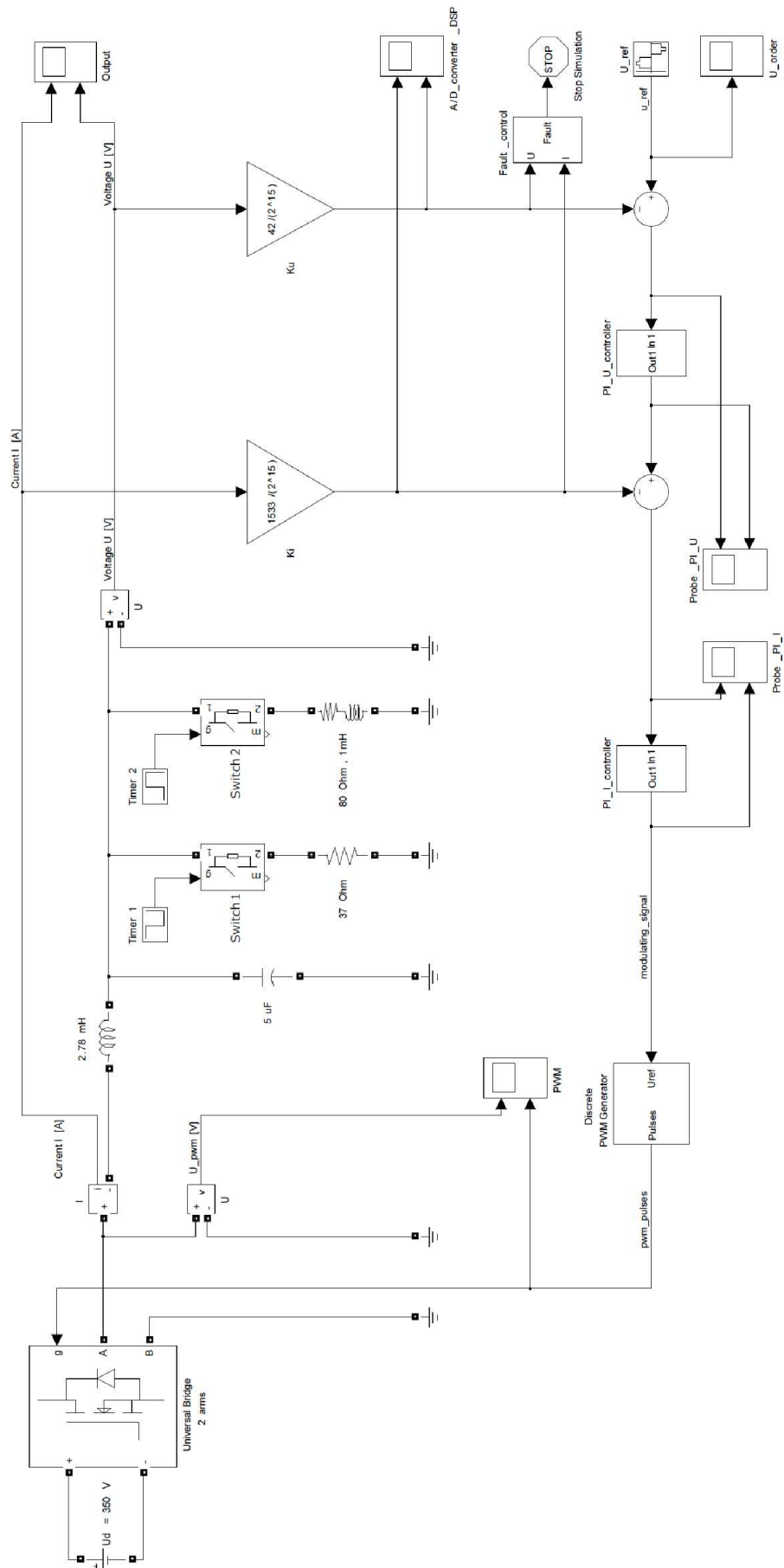
*PS* regulátor v prostředí *Simulink* je navíc doplněn o blok, jež realizuje saturaci na výstupu regulátoru. (Akční veličina na výstupu z regulátoru je porovnána s hodnotou saturace, rozdíl je přiveden ZZV do regulátoru)

Vypočtené konstanty *PI* regulátoru napětí a *PI* regulátoru proudu v kapitole 7.3 dosadíme do modelu diskrétních *PS* regulátorů v prostředí MATLAB *Simulink*.

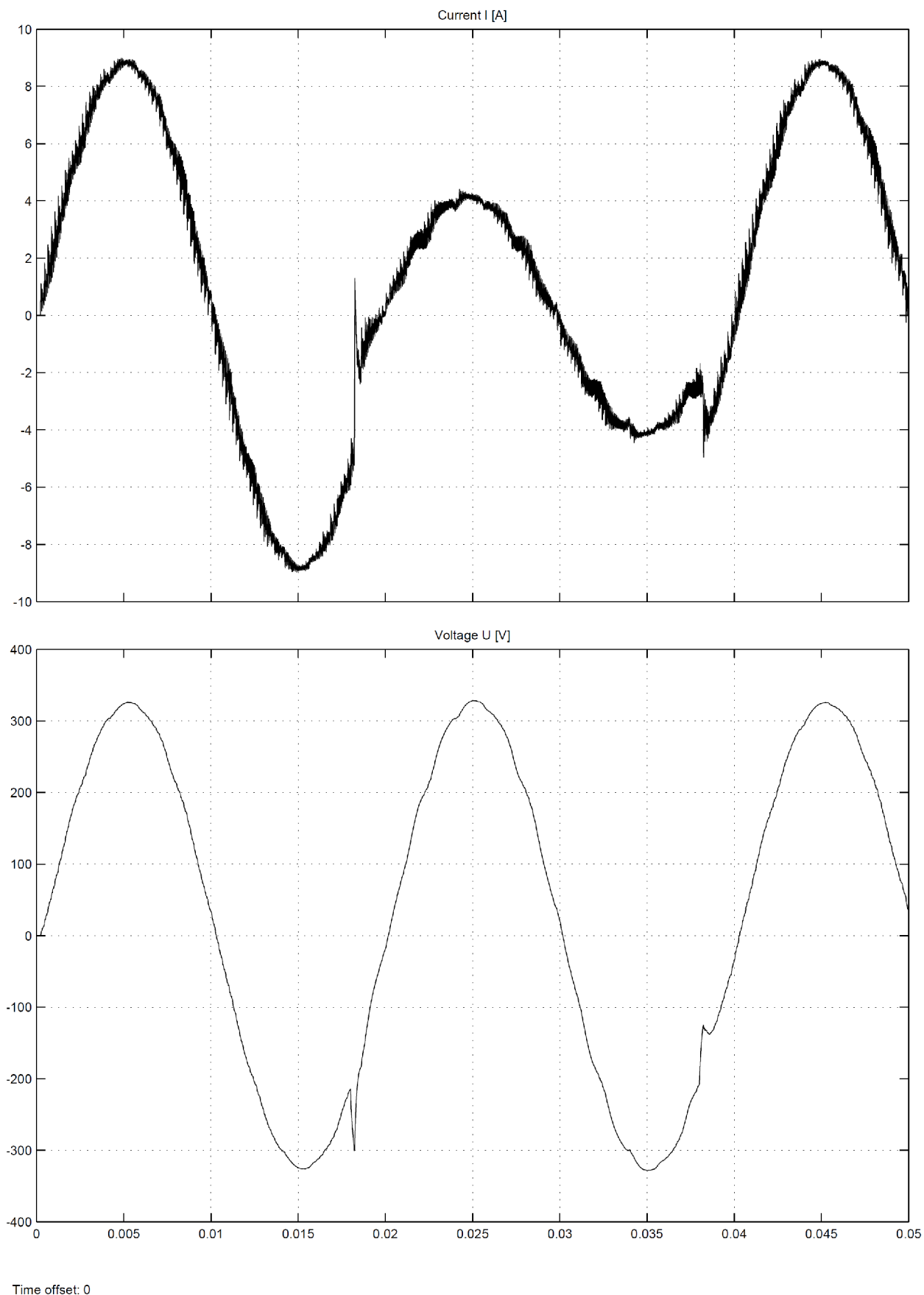
Při simulaci chování celého modelu měniče a číslicového řízení v prostředí *Simulink* je na výstup měniče umístěna zátěž. Zátěž je po dobu  $t_{0-1} = 0,018s$  čistě odporová  $R=37\Omega$ , poté se připojí na výstup zátěž typu *RL*, ( $R=80 \Omega$ ,  $L=1mH$ ). V čase  $t_{2-3} = 0,038s$  se opět připojí původní zátěž odporová. Doba simulace je zvolena  $t_{0-1} = 50ms$ .

Simulací různých zatížení je ověřuje stabilita soustavy měniče. Simulované průběhy napětí a proudů na výstupu měniče jsou uvedeny na obrázku 7-7.

Z průběhů  $U$  a  $I$  v grafu, obrázek 7.7, je ověřena správnost návrhu číslicové regulace měniče.



Obrázek 7-3 Model měniče a diskrétního řízení v prostředí MATLAB Simulink



Obrázek 7-4 Grafy průběhů  $U$ ,  $I$  na výstupu měniče simulovaného v prostředí MATLAB

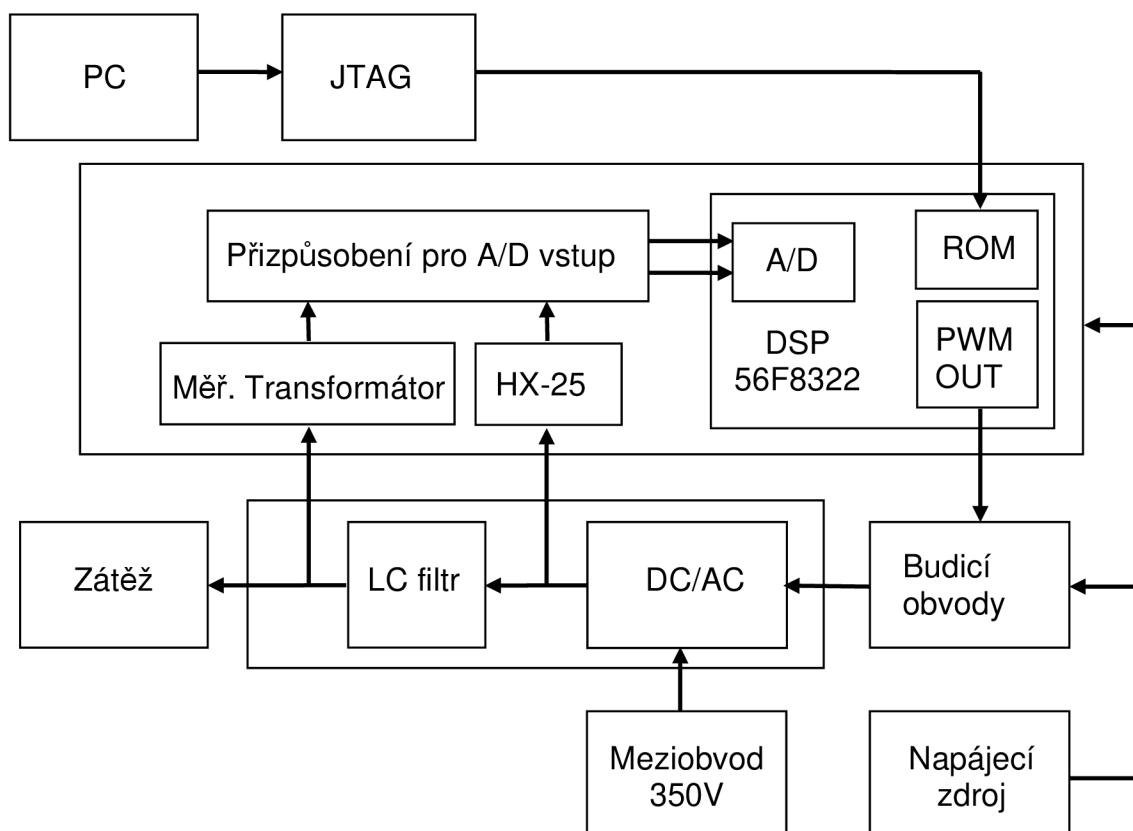


## 8 IMPLEMENTACE ŘÍDÍCÍHO ALGORITMU DO DSP

Tato kapitola popisuje způsob implementace navrženého řídicího algoritmu, uvedeném v kapitole 7.4.2. Je zde popsáno zapojení celého systému měniče (řídicí i silová část), formou blokového schéma, *Podkapitola 8.1*. *Podkapitola 8.4* uvádí informace o nastavení jednotlivých periférií *DSP* a celkovém časovém rozvržení regulačních smyček, výpočtu akčních veličin a *A/D* převodu. Implementace řídicího algoritmu je provedena s pomocí programového prostředí *CodeWarrior* (fy. *Freescale*). Detailněji se obslužnému programu měniče věnuje vývojový diagram, *podkapitola 8.3*.

### 8.1 BLOKOVÉ SCHÉMA DC/AC MĚNIČE S DIGITÁLNÍM ŘÍZENÍM

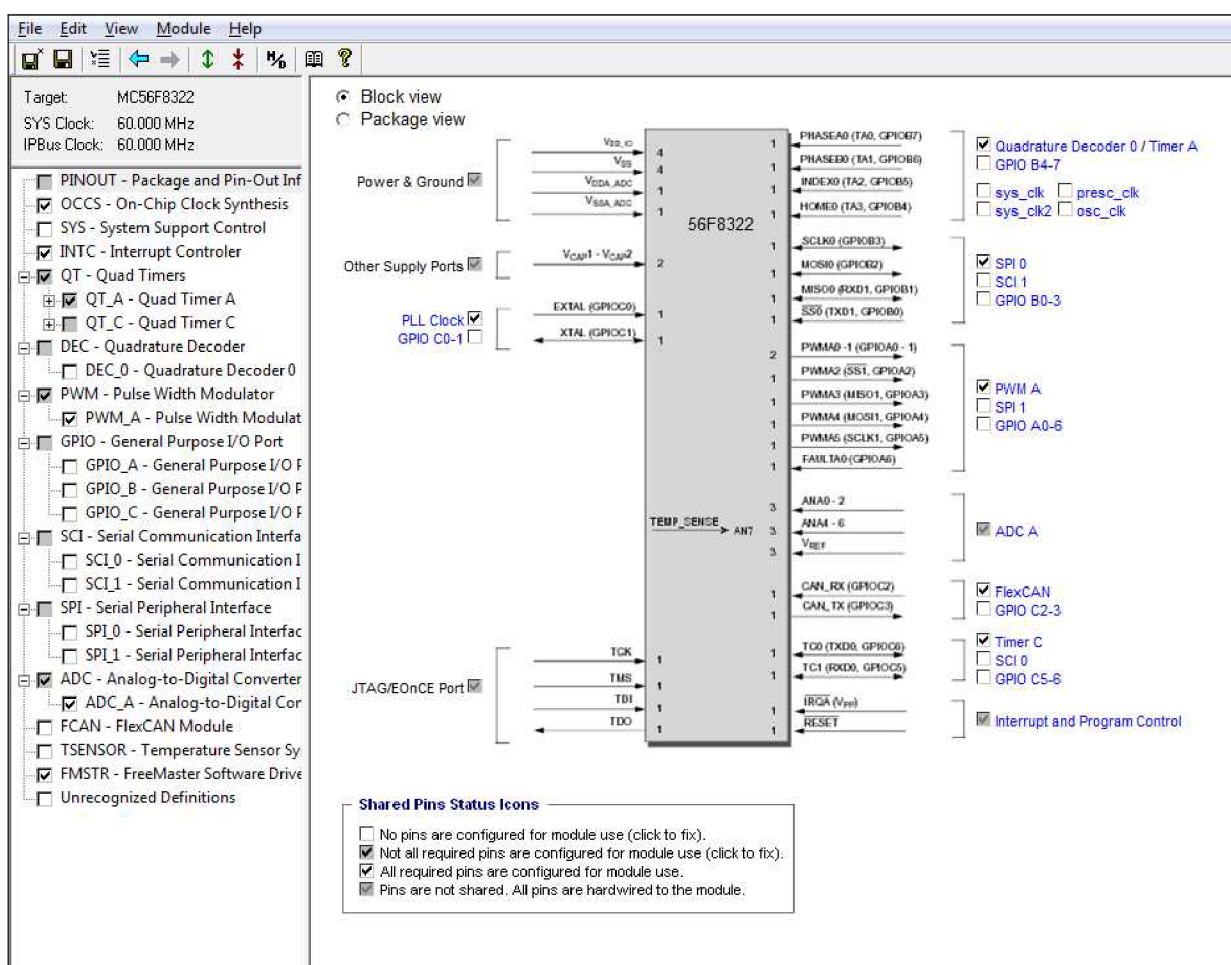
Na následujícím obrázku 8.1 je vyobrazeno blokové schéma *DC/AC* měniče. Znázorňuje zapojení a jednotlivé propojení funkčních bloků systému měniče.



Obrázek 8-1 Blokové schéma *DC/AC* měniče s digitálním řízením

## 8.2 PROGRAMOVÉ PROSTŘEDÍ CODEWARRIOR

*CodeWarrior Development Studio* [2] je úplné vývojové prostředí pro rychlý vývoj kompletních programových aplikací. Obsahuje textový editor, překladač a debugger. Program lze psát pomocí jazyku *C/C++* nebo *Assembler*. Součástí programu jsou i runtime knihovny. Pro přehledné nastavení periférií, lze s výhodou použít podprogram *QuickStart*. Ten obsahuje grafický konfigurační nástroj, s kterým lze přehledně nastavit jednotlivá přerušení, *PWM* kanály a způsob generování signálů, časovače, vstupy *A/D* převodníku a ostatní periférie *DSP*. Obrázek 8.2.

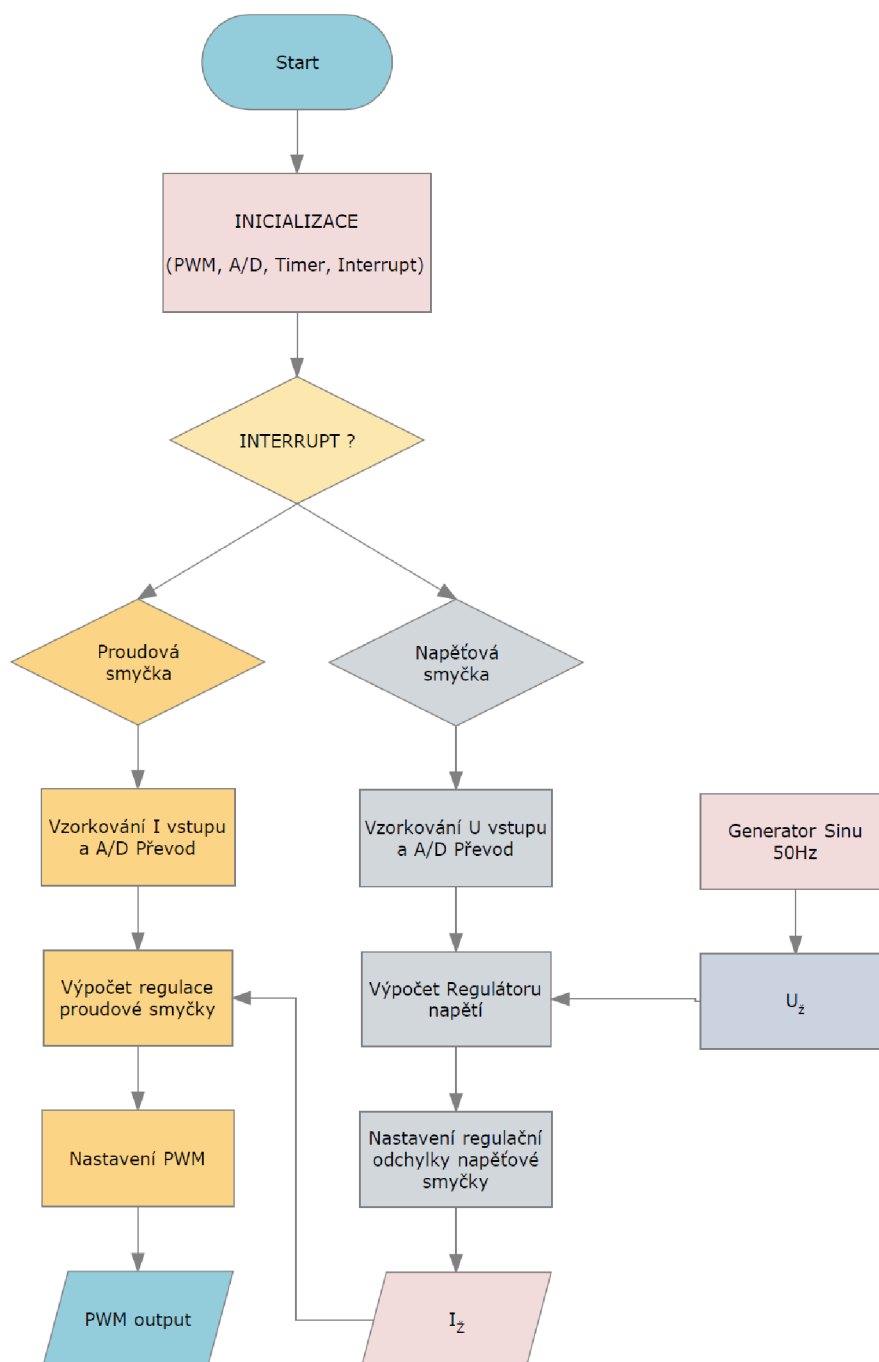


Obrázek 8-2 Grafické konfigurační prostředí programu CodeWarrior

Grafický konfigurační nástroj generuje základní struktury zdrojového kódu, v závislosti na provedených nastaveních. Na uživateli zbývá vytvořit kód pro obsluhu jednotlivých přerušení.

### 8.3 VÝVOJOVÝ DIAGRAM OBSLUŽNÉHO PROGRAMU

Před vlastním generováním spínacích signálů *PWM* obslužným programem, musí být nejprve provedena inicializace periférií *DSP* pro konkrétní aplikaci. V případě řízení měniče je třeba inicializovat *A/D* vstupy, modul *PWM*, časovače smyček a priority jednotlivých přerušení. Po proběhnutí inicializace, při každém restartu měniče, se spustí samotný obslužný program, který se opakuje v nekonečné časové smyčce. Celý program je řízen pomocí časovačů a řadiče přerušení. Vývojový diagram kompletního obslužného programu je uveden na obrázku 8.2.



Obrázek 8-3 Vývojový diagram obslužného programu DC/AC měniče



## 8.4 ALGORITMUS ŘÍZENÍ A NASTAVENÍ PERIFÉRIÍ DSP 56F8322

### *Zlomková aritmetika*

Zpracování signálů, výpočty regulačních smyček a hodnoty snímaného napětí jsou prezentovány ve zlomkové aritmetice (podrobněji kapitola 4), v znaménkovém formátu. Pro zpracování signálů a výpočty je to v tomto typu *DSP* výhodné. Datový rozsah je ve formátu  $x \in \left\langle -1; 1 - 2^{-(n-1)} \right\rangle$ . Kde počet bitů je  $n$ .

### *PI regulátor*

Pro výpočet regulačních odchylek *PI* regulátoru napětí a proudu není třeba vytvářet vlastní zdrojový kód. Je použit *PI* regulátor *MCLIB\_ControllerPI* z *MotorControl Library*. Přizpůsobení konstant  $K_P$  a  $K_I$ , vypočtených v kapitole 7, zlomkové aritmetice a potřebám zdrojového kódu regulátoru je uvedeno v Podkapitole 8.5. Knihovna *MCLIB* je využita i při generování žádané hodnoty sinusového napětí, která je přiváděna na vstup regulátoru.

### *Žádané napětí, funkce sinus*

Generování sinusového průběhu o frekvenci  $50\text{Hz}$  je realizováno v *DSP* pomocí funkce sinus *MCLIB\_Sin*. Tato funkce zpracovává na vstupu číslo, v rozsahu  $(-1;1)$  to odpovídá úhlu  $\langle -\pi; \pi \rangle$ . Na vstup funkce sinus je s periodou  $5\text{kHz}$  přičítána konstanta, jejíž hodnota určuje kmitočet žádaného napětí. Výstup funkce sinus je poté v rozsahu  $(-1;1)$ , při frekvenci  $50\text{Hz}$ . Tato hodnota je následně vynásobena s konstantou, která představuje amplitudu žádaného napětí. Výsledek po násobení je poté přizpůsoben datovému vstupu *PI* regulátoru.

### *Generování PWM*

Zajišťuje *PWM* generátor na základě hodnoty odpovídající výstupu *PI* regulátoru. (Výstup z *PI* regulátoru je přizpůsoben datovému rozsahu vstupu *PWM* generátoru.) Nosný signál o frekvenci  $30\text{kHz}$  je realizován jako trojúhelníkový (*center-aligned*). Aktuální periodu nosného signálu *PWM* je odvozena od hodinového kmitočtu *DSP* určeného pomocí předděličky a velikostí hodnoty *Modulus*. Hodnota *Modulus* se vypočte dle vztahu (8.1), dle [17], uvažujeme hodinový kmitočet *DSP*  $60\text{MHz}$ , hodnotu předděličky (*prescaler*) rovnu  $1$ , a frekvenci spínání tranzistorů  $30\text{kHz}$ .

$$\text{Modulus} = \frac{T_{pwm}}{2 \cdot PWM_{clock}} = \frac{3,333 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 1,667 \cdot 10^{-8}} = 1000 \quad (8.1)$$

Dále je povolen v *A/D* převodníku inicializační synchronizační pulz od *PWM*, který spouští v každé periodě  $T_{PWM}$  převod *A/D* převodníku. Synchronizační pulz generuje čítač *Timer C2*, který je reprezentován nastavením příznaku *SYNC* v příslušném registru. Tímto nastavením se synchronizuje *PWM* generátor a *A/D* převodník.



Součástí nastavení *PWM* je výpočet hodnoty *Deadtime* (v případě komplementárních dvojic spolupracujících tranzistorů.) Ta vyjadřuje časové zpoždění mezi signály pro sepnutí tranzistoru ve větví. Hodnota *Deadtime* je vypočtena podle vztahu (8.2) [17]. Pro výpočet hodnoty *deadtime* je uvažována ochranná vypínací doma tranzistoru, která je uvedena v katalogu [14].

$$deadtime = \frac{1}{prescaler} \cdot \left[ \frac{t_{delay}}{IP\_bus\_clock} + 1 \right] = \frac{1}{1} \cdot \left[ \frac{210 \cdot 10^{-9}}{60 \cdot 10^6} + 1 \right] = 14d \quad (8.2)$$

#### *A/D převodník*

Převodník synchronizovaný pulzem *SYNC* spustí vzorkování snímané hodnoty proudu v každé periodě  $T_{PWM}$  (30kHz) a uložení odpovídající hodnoty skutečného proudu do příslušného registru. Po ukončení *A/D* převodu je vyvoláno přerušení, v jeho obsluze je skutečná hodnota proudu dále zpracovávána *PI* regulátorem. Výpočet regulace a nastavení žádané hodnoty proudu se provede v jedné periodě *PWM*. Tímto způsobem je řešena proudová smyčka. Napěťová smyčka je řešena obdobně rozdíl nastává v periodě (5kHz), s kterou je smyčka vypočítávána.

#### *Fault*

Pro zajištění ochrany spínacích prvků je použita saturační ochrana. Jedná se o ochranu při nadproudu vzniklou například při zkratu na zátěži. Ochranné obvody budícího obvodu zajišťují vyhodnocení poruchy. Informace o poruše je přivedena na vstup *Fault DSP*, kde vygeneruje přerušení nejvyšší priority. V obsluze tohoto přerušení je zastaveno generování signálu *PWM*.



## 8.5 VÝPOČET PARAMETRŮ REGULÁTORU PRO FUNKCI CONTROLLERPI

Přizpůsobení konstant zesílení  $K_P$  a  $K_I$  zlomkové aritmetice a potřebám zdrojového kódu regulátoru. Pro větší rozsah zesílení konstant  $PI$  ve zlomkové aritmetice, jsou konstanty vyjádřeny každá pomocí dvou 16 bitových čísel. Ve formátu dle vztahu (8.3) [16]

$$K_x = K_x Gain \cdot 2^{K_x Scale} \quad (8.3)$$

$K_x$  vyjadřuje konstantu zesílení regulátoru,  $K_x Gain$  a  $K_x Scale$  potom dvě 16 bitová čísla pro kód programu. Přepočtení konstant do formátu podle (8.3) je provedeno podle návodu v knihovně *MCLIB* [26], tomu odpovídají vztahy (8.4), (8.5).  $K_x Gain$  se programem zpracovává ve zlomkové aritmetice a  $K_x Scale$  celočíselně.

$$\frac{\log(0,5) - \log(K_x)}{\log 2} < K_x Scale < \frac{\log(1) - \log(K_x)}{\log 2} \quad (8.4)$$

$$K_x Gain = K_x \cdot 2^{K_x Scale} \quad (8.5)$$

V tabulce 8-1 jsou obsaženy požadované parametry regulátorů. Konstanty zesílení  $K_P$  a  $K_I$  vypočtené v 7. kapitole jsou zde vyjádřeny v diskretní časové oblasti.

Tab. 8-2 Parametry zesílení  $Gain$  a  $Scale$   $PI$  regulátoru napětí a proudu

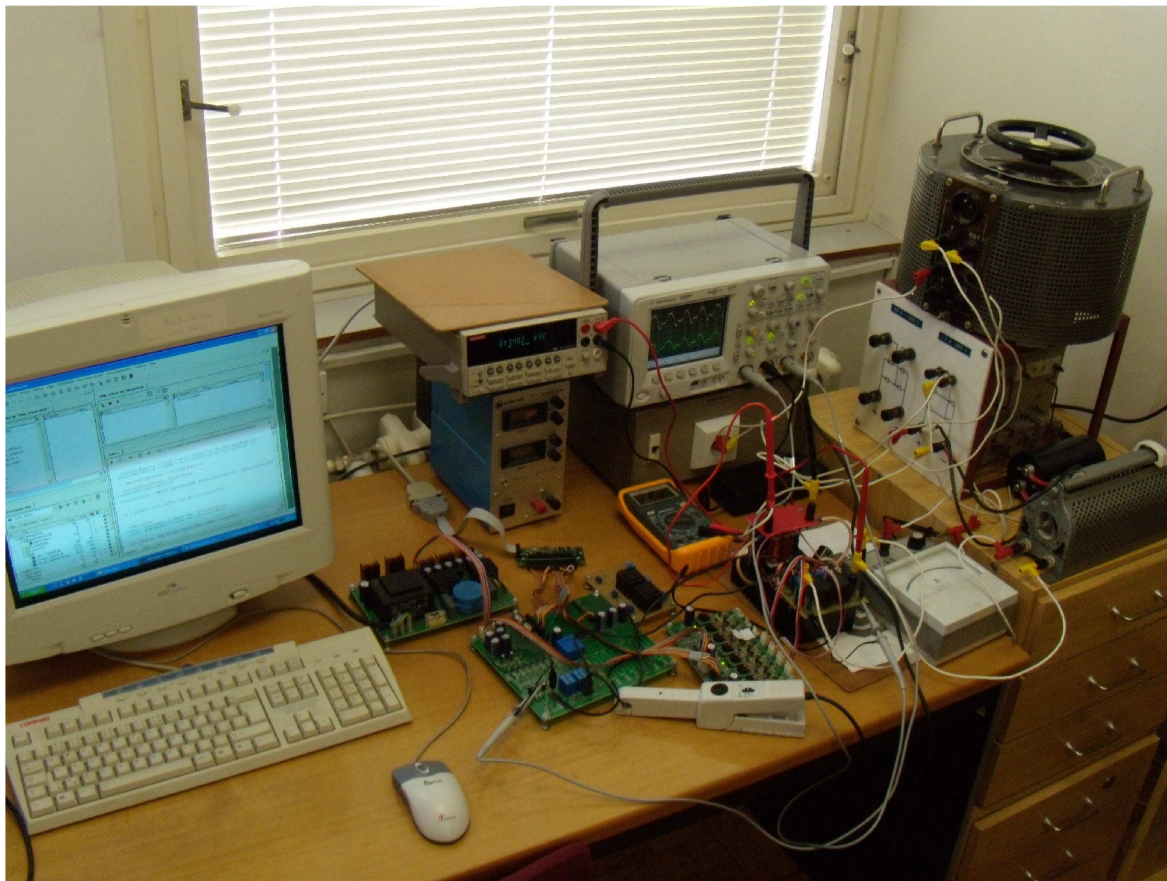
	$K_x$	$K_x Gain$	$K_x Scale$
$K_P - Napět'ová$	0,343	0,687	1
$K_I - Napět'ová$	0,640	0,320	-1
$K_P - Proudová$	8,362	0,523	-4
$K_I - Proudová$	2,110	0,528	-2

Dále je nastaveno omezení žádané hodnoty proudu na výstupu napěťového regulátoru.

## 9 MĚŘENÍ NA DC/AC MĚNIČI

Tato kapitola se zabývá měřením na měniči *DC/AC*. Kontrolní měření slouží k odladění a ověření navrhnutého algoritmu řízení v reálném systému zkonstruovaného měniče.

Celé měřicí pracoviště systému měniče s digitálním řízením je uvedeno na obrázku 9-1.

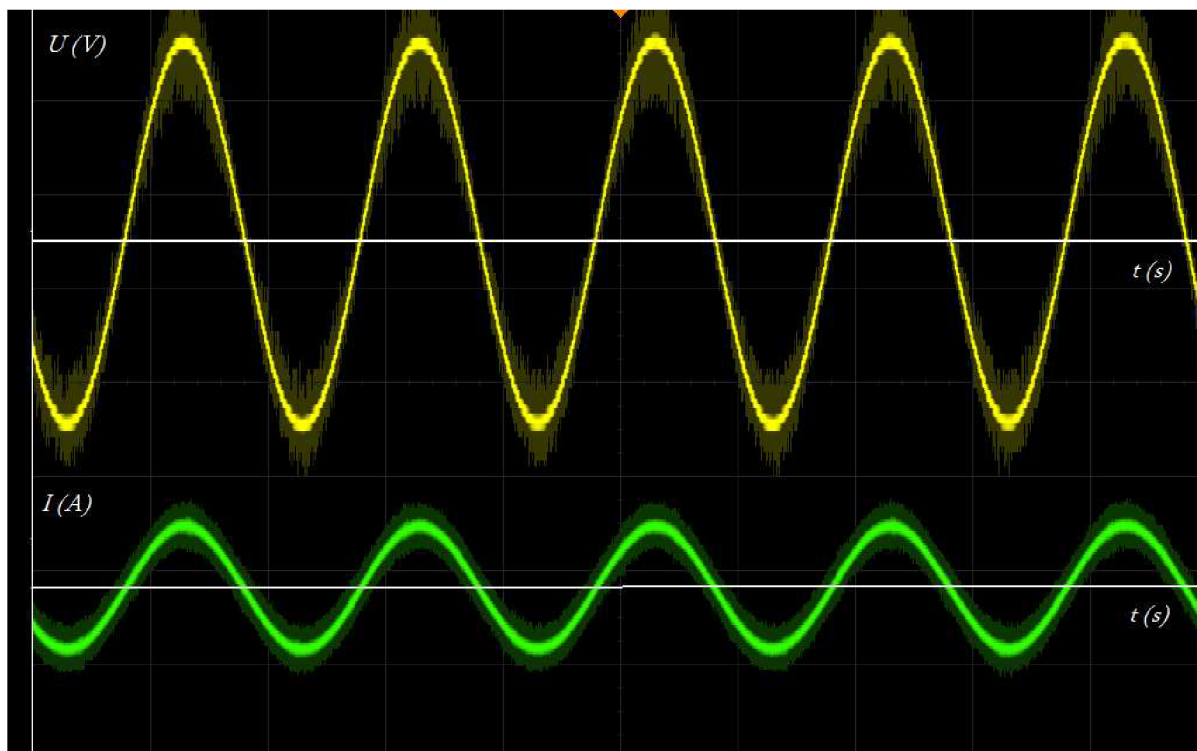


Obrázek 9-1 Měřicí pracoviště jednofázového *DC/AC* měniče s digitálním řízením

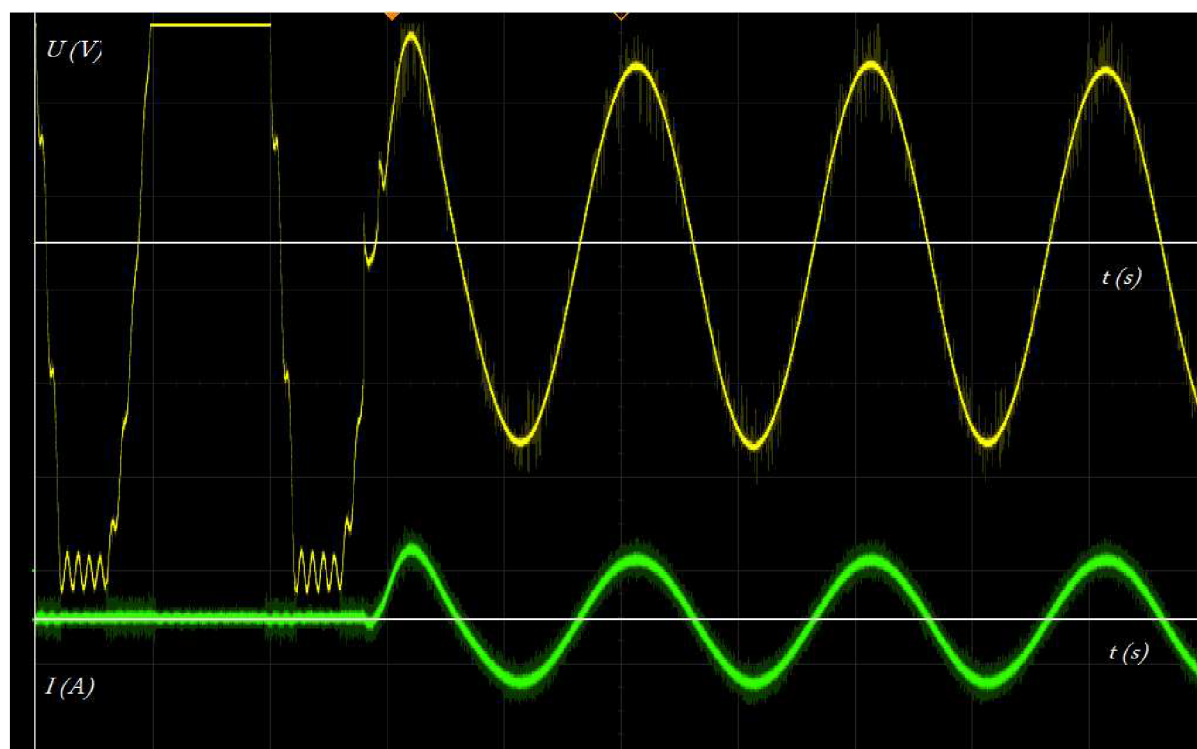
Nejprve je provedeno měření k ověření funkce proudové smyčky. V programu je nastavena žádaná hodnota sinusového proudu o kmitočtu  $50\text{Hz}$ . (Napěťová smyčka je vyřazena.) Průběhy při konstantním zatížení jsou uvedeny na Obrázku 9.2. Dále je provedeno měření k ověření stability proudové smyčky při reakci na skokovou změnu zatížení, odpovídající průběhy jsou uvedeny na Obrázku 9.3.

V druhé části měření je ověřena funkce napěťové smyčky. Napěťová smyčka byla z důvodu velkého rušení při jmenovitém napětí meziobvodu a následné ztráty komunikace mezi *PC* a *DSP* (které se nepodařilo odstranit v průběhu realizace), testována a odladěna při nižším než zamýšleném plném napětí meziobvodu. Na Obrázku 9.4 jsou uvedeny průběhy při měření napěťové smyčky při konstantním zatížení. Stabilita napěťové smyčky je opět ověřena odezvou na skokovou změnu zatížení. Výsledné průběhy jsou zobrazeny na Obrázku 9.5.

Při těchto měřeních není doposud využito plně výkonových možností měniče. Provedená měření mají za cíl ukázat schopnost měniče produkovat výstupní střídavé napětí o kmitočtu  $50\text{Hz}$ .

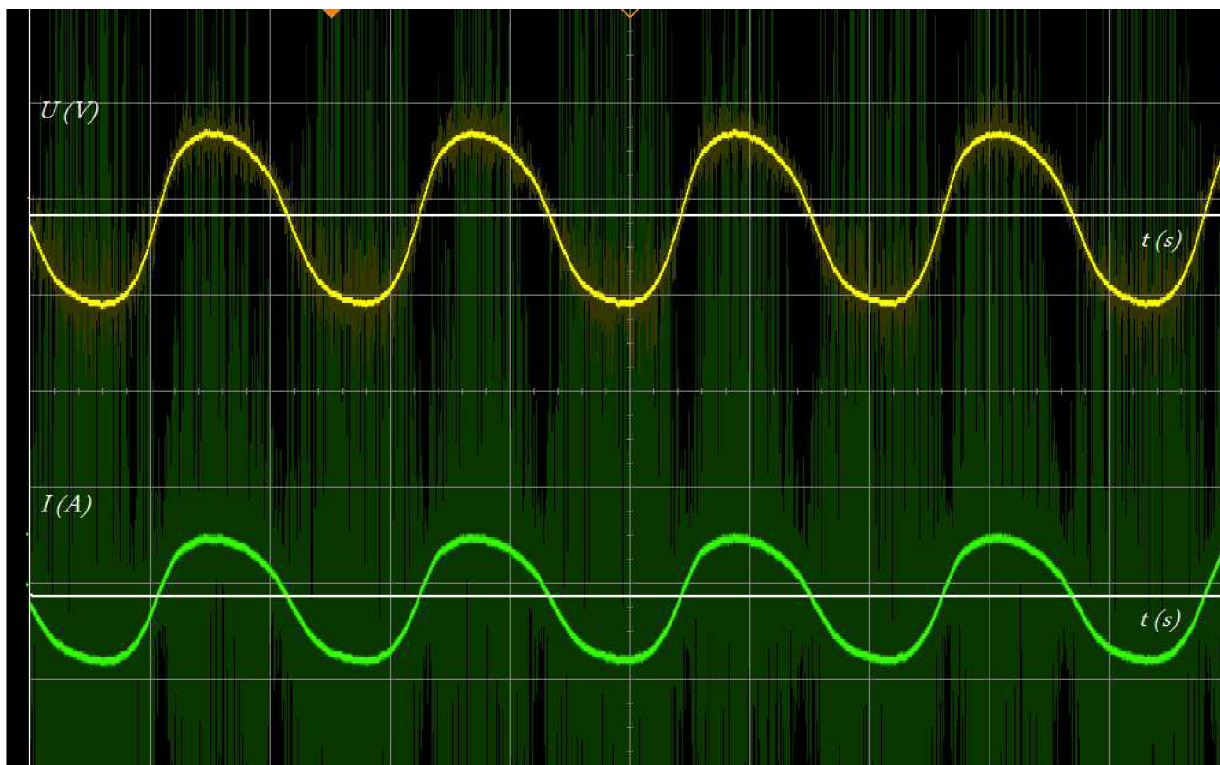


Obrázek 9-2 Průběhy  $U$  a  $I$  při měření proudové smyčky při konstantním zatížení

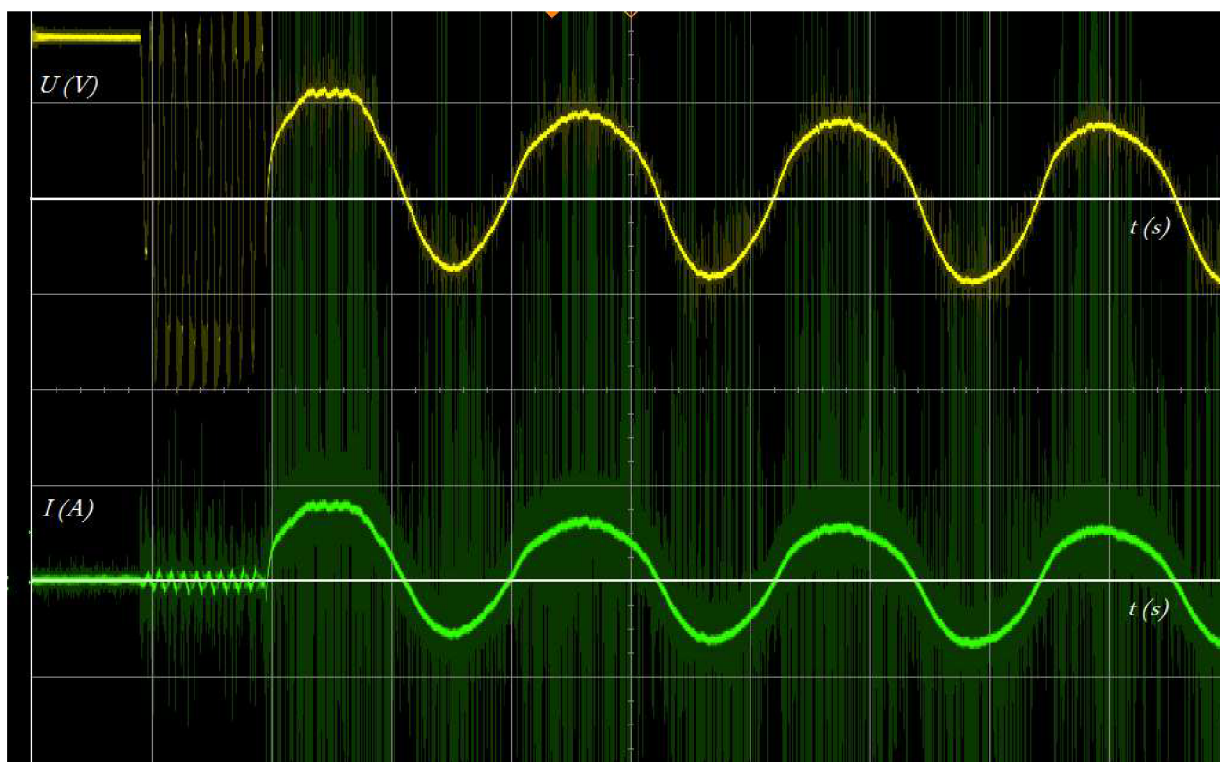


Obrázek 9-3 Průběhy  $U$  a  $I$  proudové smyčky při skokové změně zatížení





Obrázek 9-4 Průběhy  $U$  a  $I$  při měření napěťové smyčky při konstantním zatížení



Obrázek 9-5 Průběhy  $U$  a  $I$  napěťové smyčky při skokové změně zátěže



## 10 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout a následně realizovat silovou část jednofázového  $DC/AC$  měniče včetně návrhu řídicího algoritmu.

Silová část měniče je zhotovena jako  $H$ -můstek s  $MOSFET$  tranzistory a výstupním  $LC$  filtrem, parametry realizovaného střídače jsou  $DC\ 350V / AC\ 230V$  síťové frekvence  $50Hz$  o výkonu  $1,5kW$ . Spínací prvky v můstku byly zvoleny tranzistory typu  $SPP20N60SP$  se závěrným napětím  $U_z=600V$  a  $I=20A$ .

Výstupní  $LC$  filtr je vypočítán s ohledem na dovolené zvlnění výstupního proudu. Indukčnost  $L=2,78mH$ , je v obvodu realizována pomocí tlumivky s feritovým jádrem typu  $Lj\ E6527-CF138$  a vzduchovou mezerou. Na jádře je navinuto  $133$  závitů měděného vodiče průměru  $1,6mm$ . Kapacitu v  $LC$  filtru zajišťují svitkové polypropylenové odrušovací kondenzátory o kapacitě  $C=5\mu F$ . Zároveň je provedena kontrola na možnost naladění do rezonance  $LC$  obvodu a kontrola rezonanční frekvence obvodu od frekvence výstupního napětí měniče.

Nedílnou součástí řešení silové části měniče byl i výpočet ztrát spínacích prvků a výběr chladiče, poskytujícího dostatečné chlazení spínacím prvkům. Vypočteným požadavkům nejlépe vyhovoval žebrovaný chladič z eloxovaného hliníku s typovým označením  $6506K\ Fy.\ GES$ , s černou povrchovou úpravou a tepelným odporem  $R_H = 0,7K \cdot W^{-1}$ . Funkční silová část měniče je z důvodu odladění a oživení zkonstruována ve formě prototypu, Obrázek 5.6. Kompletním řešením silové části měniče, se zabývá *Kapitola 5*.

V této práci je použito digitální řízení měniče pomocí signálového procesoru. Budící signály sinusové  $PWM$  jsou generovány ze signálového mikroprocesoru  $DSP56F8322$  s jádrem  $56800E$ . Algoritmus řízení měniče je realizován jako kaskádní regulace výstupního střídavého napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Pro regulaci každé smyčky jsou použity vypočtené diskrétní  $PS$  regulátory. Zpětnou vazbu řízení měniče zajišťují snímače výstupního napětí a proudu, jejich návrhu je věnována *Kapitola 6*. Pro ověření správné funkce navrženého řídicího algoritmu, je celé digitální řízení nejprve simulováno v programovém prostředí *MATLAB Simulink*. *Kapitola 7*. Následně je již odladěný algoritmus řízení implementován do  $DSP$ , s pomocí programového prostředí *CodeWarrior*. *Kapitola 8*. Závěrem je provedeno měření s cílem odladit a vyhodnotit funkčnost řídicího algoritmu měniče. Napěťová smyčka byla z důvodu velkého rušení při plném napětí meziobvodu a následné ztráty komunikace mezi  $PC$  a  $DSP$  (které se nepodařilo odstranit v průběhu realizace), testována a odladěna při nižším než zamýšleném jmenovitém napětí meziobvodu. Průběhy  $U$  a  $I$  při testu proudové smyčky a její odezva na skokovou změnu zátěže, jsou uvedeny na obrázcích 9.2 a 9.3. Průběhy na obrázcích 9.4 a 9.5 dokumentují chování napěťové smyčky a její odezvu na skokovou změnu zatížení, tím jsme ověřovali stabilitu soustavy měniče.

Vlastním přínosem této práce je funkční vzorek silové části  $DC/AC$  měniče, dále funkční model řízení celého systému měniče v prostředí *MATLAB Simulink*. S využitím školního univerzálního laboratorního řídicího modulu, do kterého byl implementován řídicí algoritmus,



vznikl samostatný systém *DC/AC* měniče. Jako další možné směry vývoje práce, si lze představit zejména úplné odladění napěťové smyčky v řídicím algoritmu pro plné napěťové a proudové zatížení měniče. V širším pohledu, by mohla být realizovaná silová část měniče s řídicím algoritmem dále využita například ve struktuře záložních zdrojů. Problematika záložních zdrojů je zejména v současnosti vysoce aktuální, pro tuto oblast je proto práce přínosem a právě zde, si lze představit její další pokračování.



## LITERATURA

- [1] EDUCON.: Multimedia Supported Education, Výkonové polovodičové součástky [On-line]. 2005 [cit. 2009-03-12] Dostupný z WWW: <<http://educon.zcu.cz/view.php?cislomodulu=2005022501>>.
- [2] FREESCALE.: SEMINDUCTOR. Support, Products [on line]. 2009 [cit. 2009-02-12] Dostupný z WWW <<http://www.freescale.com/>>
- [3] HABERLE, H., KOL.: Průmyslová elektronika a informační technologie. Vydání první. Nakladatelství Europa-Sobotáles. Brno, 2003. ISBN: 80-86706-04-4
- [4] PAVELKA, J., ČEŘOVSKÝ Z., LETTL, J.: Výkonová elektronika. Vydání třetí. Skriptum ČVUT Praha. Nakladatelství ČVUT Praha, 2007. ISBN: 978-80-01-03626-6
- [5] PATOČKA, M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek I Tepelné jevy, činný výkon. Skriptum VUT Brno. ÚVEE FEKT VUT Brno, 2005.
- [6] PATOČKA, M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek II Pulsní měniče bez transformátoru. Skriptum VUT Brno. ÚVEE FEKT VUT Brno, 2005.
- [7] PATOČKA, M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek IV Magnetické obvody ve výkonové elektrotechnice, Skriptum VUT Brno. ÚVEE FEKT VUT Brno, 2007.
- [8] SEMIC TRADE S.R.O.: Komplexní řešení pro elektrotechniku. Katalog pasivních součástek. [on line]. 2009 [cit. 2009-01-28] Dostupný z WWW: <<http://www.semic.cz/>>
- [9] ŠEBESTA, J.: Mikroprocesorová technika. Elektronické Skriptum VUT Brno. UREL FEKT VUT Brno, 2002
- [10] UPS TECHNOLOGY.: Systémy nepřerušitelného napájení. [on line]. 2008 [cit. 2008-12-05] Dostupný z WWW: <<http://www.ups.cz/>>
- [11] VLČEK, J.: Konstrukční elektronika – Amatérské Rádio, Uživatelská elektronika – Napájecí zdroje, 4/2003, roč. VIII
- [12] VYSOKÝ, O.: Elektronické systémy II. Praha: ČVUT Praha, 1997
- [13] WIKIPEDIA: Otevřená encyklopedie. Článek – Digitální signálový procesor. [on line]. 2006 [cit. 2009-04-05] Dostupný z WWW: <[http://cs.wikipedia.org/wiki/signálový\\_procesor](http://cs.wikipedia.org/wiki/signálový_procesor)>
- [14] INFINEON: Datasheet tranzistoru *SPP20N60SP* . [on line]. 2002 [cit. 2002-11-11] Dostupný z WWW: <<http://www.infineon.com/>>
- [15] SKALICKÝ, J.: Teorie Řízení. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, druhé vydání 2002
- [16] KLÍMA, B.: Mikroprocesorové řízení elektrických pohonů. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007
- [17] KLÍMA, B., STUPKA, R.: Mikroprocesorová technika v el. pohonech. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008
- [18] LEM.: Proudové čidlo LEM HX25-P [on-line] 2009 [cit. 2009-04-22] Dostupný z WWW: <<http://www.lem.com/hq/en>>
- [19] EMBEDDED CONNECTIVITY SUMMIT 2004, FREESCALE.: DSP controlled UPS system with TCP/IP, str. 16 Hardware implementation, Output Inverter. [on-line] 2009 [cit. 2004-?-?] Dostupný z WWW: <[http://www.freescale.com/files/dsp/doc/reports/\\_ECS04P39.pdf](http://www.freescale.com/files/dsp/doc/reports/_ECS04P39.pdf)>



- [20] FUKÁTKO, J.: Teplo a chlazení v elektrotechnice. BEN: 2008. ISBN: 80-86056-24-4.
- [21] FISCHER ELECTRONIC, J.: Katalog chladičů- Download Druckversion Katalog Kühlkörper [on-line] 2009 [cit. 2009-01-20] Dostupný z WWW: <<http://www.fischerelektronik.de/index.php?id=61/>> [on-line]. 1/2009
- [22] MATLAB & SIMULINK .: Sim Power Systems 5, User's Guide, The Mathworks. [on-line] 2008 [cit. 2009-03-07] Dostupný z WWW: <<http://www.mathworks.com>>
- [23] GES-ELECTRONIC.: Katalog chladičů [on-line].2009 Dostupný z WWW: <<http://www.ges.cz>>
- [24] Vorel, P.: Průmyslová elektronika. Elektronické skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT Brno, 2008
- [25] Vorel, P.: Řídící členy v elektrických pohonech. Elektronické skriptum VUT Brno, UVEE FEKT VUT Brno, 6/2009
- [26] FREESCALE.: Reference Manual, Motor Control Library 2nd Edition for 56F83xx Motorola Hybrid Controllers, rev. 2.0, 04/2005
- [27] ZEMAN KAREL.: Regulační technika, výtah z přednášek. Elektronické skriptum ZČU, 5/2009