ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Matematický model napěť ového střídače

Miloš Straka

Originál (kopie) zadání BP/DP

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na vytvoření matematického modelu napěťového střídače. Prvním krokem bylo vytvoření idealizovaného modelu trojfázového napěťového střídače v programu MATLAB. Tento model byl následně vylepšen na přesnější model přidáním skutečných parametrů součástek a mrtvými časy v řízení. Výsledky ze simulací byly porovnány se skutečným laboratorním napěťovým střídačem používaným pro výuku. Porovnání obou střídačů bylo provedeno jak pro provozní stavy, tak pro předem zvolené hodnoty.

Klíčová slova

Napěťový střídač, IGBT, simulace, MATLAB, Simulink, PLECS, PWM, mrtvý čas, idealizovaný model, přesnější model

Abstract

The bachelor theses is focused on creating a mathematical model of voltage inverter. The first step was the creation of idealized three-phase voltage inverter model in MATLAB software. Afterwards was that model improved on more accurate model by adding parameters of real components and dead times in control. The results of the simulation were compared with real laboratory voltage inverter using for education. Comparison of both inverters were done for the same operating states and so for preselected values.

Key words

Voltage Inverter, IGBT, simulation, MATLAB, Simulink, PLECS, PWM, dead time, idealized model, more accurate model

Prohlášení

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

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

.....

podpis

V Plzni dne 6.6.2017

Miloš Straka

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Vojtěchovi Blahníkovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	7
ÚVOD	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
1 CÍLE PRÁCE A METODIKA ŘEŠENÍ	10
2 TROJFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ	11
 2.1 TOPOLOGIE TROJFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE	12 14 14 15 15 15 17 21 21 22 22 22 22
3 MODEL NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE	23
 3.1 Idealizovaný model napěťového střídače 3.2 Přesnější model napěťového střídače 	
4 MĚŘENÍ NA REÁLNÉM NAPĚŤOVÉM STŘÍDAČI	35
5 ZÁVĚR	42
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	44
PŘÍLOHY	1

Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na vytvoření matematického modelu napěťového střídače, který se svými parametry a vlastnostmi blíží k reálným napěťovým střídačům používanými v praxi.

Text je rozdělen do tří částí.

V první části jsou nejprve vyjmenovány aplikace, kde můžeme napěťový střídač najít. Vysvětlena topologie trojfázového střídače a jeho chování při jednoduchém obdélníkovém řízení. Dále je zde soupis součástek, které se u napěťových střídačů používají, typy modulací používaných pro řízení napěťového střídače a příklady možných algoritmů řízení pro asynchronní motory používaných v praxi.

Druhou částí je popsání idealizovaného modelu složeného z jednotlivých součástek a vytvoření jeho řízení. Pro zpřesněný model bylo zapotřebí použít blokový model umožňující zadat parametry součástek a předělat řízení daného bloku. Důležitým prvkem v této části bylo přidání mrtvých časů.

V poslední části je porovnáno chování přesnějšího modelu s reálným laboratorním trojfázovým střídačem, ukázané na průbězích příkladu řízení reálné aplikace.

Seznam symbolů a zkratek

C _F filtrovací kondenzátor	
cosφ účiník	
D1 – D6 zpětné diody	
f _{PWM} frekvence nosného signálu	
f _{SW} frekvence modulačního	
GTO vypínací tyristor	
IGBT tranzistor s izolovaným hradlem	
IGCT tyristor řízený integrovanou řídící elektrodou	
IXYS název společnosti	
LabVIEW Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench	
MATLAB Matrix laboratory	
PLECS Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation	
PWM pulzně šířková modulace	
Rv vybíjecí odpor	
Ron odpor v zapnutém stavu	
Tr1 – Tr6 tranzistory	
U10, U20, U30 fázové napětí střídače	
U _{DC} , U_dc napětí stejnosměrného zdroje	
U _{CE} , U _F propustné napětí	
U _R závěrné napětí	
Usw napětí modulačního signálu	
V1 – V6 tranzistory	
τ časová konstanta RL obvodu	
Ψ úhel sepnutí součástek	
\overline{I}_s statorový proud	
\overline{I}_{sd} složka statorového proudu	
\overline{I}_{sq} složka statorového proudu	
$\overline{U}_{s}^{(1)}$ statorové napětí pro první harmonickou	
\overline{U}_{sN} jmenovité statorové napětí	
$\overline{\Psi}$ spřažený magnetický tok	

1 Cíle práce a metodika řešení

Cílem bakalářské práce je sestavení idealizovaného modelu trojfázového napěťového střídače a analyzování jeho chování. Následné upravení modelu na přesnější, přidáním mrtvých časů a parametrů součástek, čímž se jeho chování přiblíží reálnému střídači. A následně ověření korektnosti pomocí měření na reálném střídači.

Na začátku práce jsou uvedeny příklady aplikací, kde je možné se s tímto typem střídače setkat. Dále je popsána topologie trojfázového napěťového střídače a jeho vlastnosti. Nadcházející kapitoly se věnují součástkám, které se u střídačů používají a možnosti jejich ovládání pomocí různých typů modulace. U pulzně šířkové modulace, která je použita pro řízení modelu, je vysvětlen pojem mrtvý čas, který je důležitou částí upraveného modelu. Kromě toho jsou zde obecně popsány řídící algoritmy.

Hlavní část práce je věnována vytvoření idealizovaného modelu a vysvětlení jednotlivých bloků. Tento model byl následně upraven na přesnější model. Tato vylepšení tkví v zohlednění parametrů součástek (propustné napětí - U_F a odpor při sepnutém stavu - R_{on}) tedy IGBT tranzistorů i diod, respektování mrtvých časů v modulaci měniče tak, aby jej bylo možné srovnávat se skutečným střídačem. Následně bylo uskutečněno měření na reálném trojfázovém střídači a tyto výsledky porovnány s přesnějším matematickým modelem.

2 Trojfázový napěťový střídač

Střídavé měniče napětí nalezneme v aplikacích, kde je potřeba změnit stejnosměrnou energii na střídavou. Takovéto využití je například u fotovoltaických elektráren, záložních zdrojů UPS, elektromobilů a hybridů či trakčních vozidel. V průmyslových aplikacích jsou trojfázové střídače používány k napájení střídavých motorů pomocí tzv. nepřímých měničů kmitočtu, kde lze daný typ měniče použít zároveň jako napěťový pulzní usměrňovač. Výhodou této topologie je, že je ze sítě odebírán "sinusový" proud s $\cos \varphi = 1$ a možnost rekuperace energie z motoru zpět do sítě. Proto je důležité vytvoření přesnějšího modelu, pro potřeby testování řízení a přechodových stavů.

Trojfázový napěťový střídač v můstkovém spojení znázorněný na *Obr. 2.1*, spadá do kategorie měničů s vnější komutací a je tedy složen ze šesti vypínatelných součástek označených V1 - V6, kde v tomto případě jsou použity IGBT tranzistory. Ke každému tranzistoru V1 až V6 jsou antiparalelně připojeny zpětné diody D1 - D6, které jsou většinou už antiparalelně zapojeny v jednom modulu.



Obr. 2.1: Schéma 3f střídače v můstkovém zapojení

2.1 Topologie trojfázového napěťového střídače

Výstupní napětí střídače na vývodech 1,2,3 na *Obr. 2.2* lze jednoduše určit, vzhledem k pomyslné nule stejnosměrného zdroje. Napětí mezi body 1,2,3 a 0 stejnosměrného zdroje, tj. napětí u_{10} , u_{20} , u_{30} , jsou nazývána fázová napětí střídače, nejedná se však o fázová napětí na zátěži. Fázová napětí střídače jsou rovna $U_D/2$ nebo $-U_D/2$, podle toho, zda je ve vedení vrchní nebo spodní tranzistor.



Obr. 2.2: Reálné zapojení 3f střídače

U reálného střídače je tento stejnosměrný meziobvod napájící střídač tvořen dvěma filtračními kondenzátory C_F, které tvoří střed stejnosměrného zdroje a mají k sobě připojené vybíjecí odpory R_V z důvodu bezpečnosti (vybití stejnosměrného meziobvodu po odpojení od zdroje).

Fázová napětí na zátěži při obdélníkovém řízení je možné jednoduše určit z náhradního schématu, kde je použita pro jednoduchost odporová zátěž, pomocí Ohmova zákona pro vybraný takt (V1,V2,V3) je znázorněno na *Obr. 2.3*. Výsledné fázové napětí však neplatí pouze pro odporovou zátěž, ale i pro jakoukoli jinou zátěž, tedy např. motor. Začátky vedení jednotlivých součástek jsou vzájemně posunuty o $2\pi/6 = \pi/3$.



Obr. 2.3: a) Náhradní schéma, b) Spínacím diagram pro R zátěž v jedné fázi

Obr. 2.4, který zobrazuje spínací diagram (pro obdélníkové řízení), je úhel sepnutí součástek $\Psi = \pi$, což je doba, po kterou jsou vysílány na tranzistory, avšak nemusí to znamenat, že je tranzistor sepnutý. Vedení zpětných diod je zapříčiněno indukčností zátěže, která nedovolí skokovou změnu proudu. Proto se začne proud uzavírat nejprve přes diodu a tím umožní proudu doznít v původním smyslu. Sepnutá zpětná dioda tedy udržuje na tranzistoru záporné napětí, čímž mu zabraňuje sepnout.



Obr. 2.4: Spínací diagram 3f střídače při obdélníkovém řízení s řídícím úhlem $\Psi = \pi$

Pro tok proudu obvodem musí být sepnuta nejméně jedna součástka z katodové skupiny (V1,V3,V5) a jedna z anodové skupiny (V4, V6, V2). Vyhovující hodnoty pro splnění této podmínky jsou pro $\Psi > \pi/3$.

Pokud však nastavíme úhel sepnutí $\Psi > \pi$, dojde k vedení součástek stejné fáze, čímž nastane zkrat na stejnosměrném zdroji. Stejný případ může nastat při $\Psi = \pi$, protože k vypnutí tranzistoru nedojde okamžitě. Z tohoto důvodu se mezi spínání jednotlivých součástek stejné větve vkládá tzv. mrtvý čas (dead time), který je respektován řízením součástek. Tato problematika je řešena v [2].

2.2 Součástky používané u střídačů

2.2.1 Dioda

Dioda je polovodičová součástka s jedním PN přechodem, jak je zobrazeno na *Obr. 2.5*, je zde možné docílit dvou stavů: propustného a závěrného. V propustném stavu je dioda kladně polarizována, tj. na anodu je přivedeno kladné napětí vzhledem ke katodě. Ale aby diodou mohl protékat proud, musí na ni být připojené tzv. prahové napětí, což je minimální napětí pro fungování v propustném stavu. Prahové napětí je závislé na typu materiálu. Detailněji jsou výkonové polovodičové diody popsány v [1] a na výukových stránkách [3] a [4].



Obr. 2.5: a) Schématická značka, b) Struktura diody

Důležité parametry spojené s použitím diod jsou: vysoké závěrné napětí (U_R), nízké propustné napětí (U_F), rychlost přechodu ze závěrného stavu do propustného a naopak.

Ve výkonové elektronice se diody nejčastěji používají k usměrňování střídavého proudu, kde jejich proudová zatížitelnost je až několik kA. Napěťově je diody možné zatížit v závěrném směru až několika kV [3].

2.2.2 IGBT Tranzistor

Název IGBT tranzistor je zkratka z anglického názvu Insulated Gate Bipolar Transistor, tedy česky bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (řídící elektrodou). Strukturou je kaskádní kombinace bipolárního a unipolárního tranzistoru *Obr. 2.6b.* Z obrázku jsou patrné jeho výhody, jakou je proudová a napěťová zatížitelnost bipolárního tranzistoru a řiditelnost, která je dána unipolární částí součástky. Řízení je realizováno přivedením řídícího napěťového signálu mezi svorky G (gate) a E (emitor). Součástky s vyšší proudovou zatížitelností jsou vyráběny s antiparalelní zpětnou diodou, ta je integrována v pouzdru součástky [1], [3], [4].



Obr. 2.6: a) Schématická značka, b) Náhradní schéma, c) Struktura

Použité součástky na reálném střídači jsou v bezpotenciálovém modulu MWI50-12 A7T s ovládacím driverem semikron SKHI 71. Datasheety modulu z [5] a driveru z [6] jsou přiloženy v příloze práce, další informace o měniči jsou v [7].

2.2.3 Tyristor

Tyristor je čtyřvrstvá polovodičová součástka, se třemi vývody: anodou A, katodou K a hradlem G. Tyristor je vypnut, má-li anoda vzhledem ke katodě kladný potenciál – jedná se o blokovací stav, či záporný potenciál – závěrný stav. Pro zapnutí tyristoru tj. pro přechod do propustného stavu, musejí být splněny dvě podmínky: 1) tyristor musí být kladně polarizován, tedy nacházet se v blokovacím stavu 2) přivedení proudového impulzu do hradla G. Vypnutí tyristoru probíhá stejně jako u diody, kdy stačí přiložit závěrné napětí, čímž zanikne propustný proud. Tento stav se však u střídače realizuje problematicky a proto je zde nutné použít vypínatelné tyristory GTO, IGCT, případně tyristor vybavit komutačním obvodem, jak tomu bylo dříve, kdy vypínatelné součástky nedosahovaly potřebných parametrů [1] [3].

2.2.3.1 Tyristor GTO

Tyristor GTO z anglického Gate Turn-Off je vypínatelná polovodičová součástka. Její vypnutí je možné zprostředkovat přivedením proudového impulzu opačné polarity, než je třeba k jejímu sepnutí. Strukturálně je obdobná jako klasický tyristor, stejně jako její zapnutí a vedení. Řídící elektroda je plošně rozčleněna po celém průřezu tyristoru, jak je zobrazeno na *Obr. 2.7 b)*, což umožní vypnutí [3].



Obr. 2.7: a) Schématická značka, b) Struktura

2.2.3.2 IGCT

Tyristor řízený integrovanou řídící elektrodou, anglicky Integrated Gate Commutated Thyristor, vychází z podstatného zlepšení GTO tyristoru. Tyristor je tvořen strukturou GCT a řídícím obvodem, ten jen integrován co nejblíže k silové části, neboť je zapotřebí velké strmosti vypínacího proudu a proto musí být parazitní indukčnost omezena na minimum [1] [3] [4].

2.3 Modulační technika napěťového střídače

Mimo řízení výstupní frekvence střídače je potřeba řídit i velikost výstupního napětí. Nezbytné je to například v aplikacích, kde se rozbíhá, eventuálně řídí rychlost střídavých strojů frekvencí točivého pole statoru, kdy je nutné udržovat poměr U_s/f konstantní, detailněji vysvětleno v [8].

Dvě varianty obdélníkového řízení velikosti napětí jsou vyobrazeny na *Obr. 2.8.* Jedná se o obdélníkové amplitudové, kde se mění velikost amplitudy a obdélníkové šířkové, kde se obdélník rozšiřuje, nebo zužuje.



Obr. 2.8: Druhy obdélníkového řízení

Mezi další varianty modulací patří šířkové pulzní, vysvětleno na *Obr. 2.9a.* V dnešní době nejpoužívanější variantou je pulzně šířková modulace - anglicky Pulse Wide Modulation, zobrazena na *Obr. 2.9b.* Obě tato řízení mají výhodnější skladbu vyšších harmonických, oproti obdélníkovému řízení. Jestliže je potřeba dosáhnout vyšší hodnoty napětí, lze tak dosáhnout zvýšením modulačního signálu a tím přejít do obdélníkového řízení [2].



Obr. 2.9: Řízení pomocí šířky pulzů

Řízení pomocí pulzně šířkové modulace (PWM) je použito i v tomto případě. Jedno z možných vytvoření PWM signálu v programu simulink je zobrazeno na *Obr. 2.10*.



Obr. 2.10: Schéma PWM modulace

Modulační signály pro jednotlivé větve součástek jsou použity bloky funkce sinus, které jsou vzájemně posunuty o $2\pi/3$. Nosný signál je pilový dosahující hodnot od -1 do 1. Tyto signály jsou srovnávány a výsledný modulovaný signál je přiváděn na jednotlivé součástky. Ukázka použitého kódu pro porovnání v bloku PWM z *Obr. 2.10* pro tranzistory ovládající první fázi idealizovaného modelu střídače:

```
function [PPWM1,PPWM2,PPWM3] = PWM(U,V,W,pila)
if U>pila %porovnání modulačního signálu (sin) s nosným signálem
    PPWM1=1; %pokud je podmínka splněna, výstup je na hodnotě 1
else
    PPWM1=-1; %pokud není podmínka splněna, výstup je na hodnotě -1
end
```

Analogicky je porovnání napsáno pro další dvě větve.

Důležitou částí modulace jsou mrtvé časy zmíněné na konci kapitoly 2.1. Mrtvý čas je časový interval, který je třeba vložit mezi vypnutí horního tranzistoru a sepnutí spodního tranzistoru stejné větve, aby nedošlo ke zkratování stejnosměrného zdroje.

Na obrázku *Obr. 2.11a* je způsob generování modulačního (řídícího) signálu pro tranzistory, kde je nosný (pilový) signál porovnáván s modulačním signálem (U_{sw}). Řídící signál pro tranzistor V1 je na *Obr. 2.11b* a pro V4 na *Obr. 2.11c*, kde je patrná okamžitá změna vedené součástky. Reálné vypnutí tranzistorů však trvá určitý časový interval. Mrtvý čas (t_{dt}) ukázaný na *Obr. 2.11d* a *Obr. 2.11e* dává tranzistoru dostatečně dlouhou dobu pro vypnutí, než dojde k sepnutí druhého tranzistoru, a tím se snaží předejít zkratování stejnosměrného zdroje.



Obr. 2.11: a) Nosný (pilový) a modulační signál, b) Řídící signál pro vrchní tranzistor, c) Řídící signál pro spodní tranzistor, d) Řídící signál pro vrchní tranzistor s mrtvým časem, e) Řídící signál pro spodní tranzistor s mrtvým časem

Mrtvé časy jsou významnější u větších spínacích frekvencí, kdy mrtvý čas může být delší, než doba sepnutí tranzistoru samotného a tím omezí hodnotu výstupního napětí. Na druhou stranu mrtvé časy pomáhají snižovat spínací ztráty.

Ukázka řídících signálů pro tranzistory V1 a V4 u reálného trojfázového napěťového měniče, s implementovaným mrtvým časem o délce 3 µs je na *Obr. 2.12*.



Obr. 2.12: Ch1: Řídící napětí pro V1, Ch2 Řídící napětí pro V4

2.4 Řídící algoritmy napěťového střídače

Používá-li se střídač jako zdroj pro napájení střídavých motorů, je třeba zvolit i vhodný typ řízení, který se odvíjí od aplikace. Zde jsou nastíněny základní principy používaných algoritmů používané pro regulaci asynchronního stroje.

2.4.1 Napěťově kmitočtové řízení

Ve skriptech [8] je uvedeno, že algoritmy napěťově kmitočtového řízení vychází z požadavků, že pro $f_s < f_{sN}$ je spřažený statorový tok $|\overline{\Psi}_s| = konst.$ (volí se tak s ohledem na jednoduchost algoritmů) a pro $f_s > f_{sN}$ je $\left|\overline{U}_s^{(1)}\right| = U_{sN} \cdot \sqrt{2}$. Z prvního požadavku a s pomocí náhradního schématu motoru (uvedeného v [8]) lze odvodit rovnici:

$$K_{U} \cong \frac{(U_{sN})_{ef} \cdot \sqrt{2}}{f_{sN}}$$
 (2.1)

Strukturálně se regulační schémata pohonů mohou lišit přítomností čidla otáček. Výhodou tohoto typu řízení je jeho jednoduchý algoritmus. Podrobněji jsou regulační schémata zobrazena a vysvětlena v [8].

2.4.2 Proudově kmitočtové řízení

Tento způsob řízení se převážně používá u pohonů s proudovými střídači. Dynamické vlastnosti pohonu s tímto typem střídače jsou výrazně horší než u pohonu s napěťovým střídačem s napěťově – kmitočtovým řízením.

2.4.3 Vektorové řízení

Vektorové řízení umožňuje vektor proudu \bar{I}_s rozložit do složek \bar{I}_{sd} a \bar{I}_{sq} , které jsou na sebe kolmé. Asynchronní motor se tímto oddělením připodobní stejnosměrnému motoru (což je ukázáno pomocí rovnic v [8]) a složka proudu \bar{I}_{sd} je úměrná toku $\bar{\Psi}$, a \bar{I}_{sq} odpovídá momentu. Základním prvkem pro vektorové řízení je matematický model motoru, který vektor proudu rozkládá do již zmíněných složek d a q. Příklady algoritmů využívající vektorové řízení jsou ukázány a vysvětleny ve skriptech [8].

2.4.4 Přímé řízení momentu

Přímé řízení momentu umožňuje, podobně jako vektorové řízení, nezávislou regulaci momentu a magnetického toku. Vhodnou volbou spínacích kombinací tranzistorů je možné dosáhnout požadovaného momentu motoru a zároveň velikost i polohu statorového toku. Principiálně se jedná o metodu vycházející z fyzikálních principů asynchronního stroje. Metody pro vyhodnocování sepnutí tranzistorů jsou uvedeny v [8].

3 Model napěťového střídače

Pro testování třífázového napěťového střídače byl vytvořen model v programu Simulink s knihovnou PLECS, který je nadstavbou výpočetního programu MATLAB. Parametry zátěže použité v simulaci byly zadány tak, aby korespondovaly s parametry při laboratorním měření.

3.1 Idealizovaný model napěťového střídače

Schéma ideálního modelu trojfázového napěťového střídače, vytvořené pomocí knihovny PLECS na *Obr. 3.1.* Jako napájení, je zde použit stejnosměrný zdroj napětí (U_dc). Použité součástky jsou IGBT tranzistory se zpětnými diodami. Tranzistory jsou ovládány pomocí signálních vstupů (Tr1 – Tr6), kam je přiveden řídící signál vytvořený v simulinku. Jako zátěž byla použita sériová kombinace RL, zapojená do hvězdy.



Obr. 3.1: Idealizovaný střídač

Modulace je provedena pomocí jednoduché PWM ukázané na *Obr. 3.2.* Pro každou dvojici tranzistoru je zde sinusový (modulační) signál, který je porovnán s pilovým (nosným) signálem. Modulační signály pro jednotlivé dvojice jsou posunuty o $2\pi/3$, aby bylo respektováno řízení každé fáze. Signál přivedený do spodních tranzistorů je negovaný vůči tomu přivedenému do horních tranzistorů, aby nedošlo ke zkratování zdroje.



Obr. 3.2: PWM řízení u ideálního střídače

Idealizovaný model střídače byl napájen stejnosměrným zdrojem o hodnotě 82V, tato hodnota byla i pro měření reálného střídače. Tranzistory byly spínány plným modulačním signálem (amplituda rovna 1) s frekvencí 8kHz. Zátěž byla nastavena na hodnoty $R = 37,6\Omega$, L=1,2mH. Průběhy fázového napětí na zátěži, je vidět na *Obr. 3.3*, který má stejný tvar jako při R zátěži, tato skutečnost je blíže vysvětlena v [2].



Obr. 3.3: Fázové napětí na zátěži

Tvar sdruženého napětí lze určit jako rozdíl fázového napětí první a druhé fáze. Výsledek se může zdát odlišný od tvaru na obrázku *Obr. 3.4*, který je zapříčiněn PWM a velkou spínací frekvencí. Maximální hodnota sdruženého napětí dosahuje hodnoty stejnosměrného zdroje ($U_{DC} = 82V$).



Obr. 3.4: Sdružené napětí na zátěži

Proud zátěží má téměř sinusový tvar, neobsahuje tedy výrazné spektrum vyšších harmonických, což je výhodné z hlediska EMC. Rozkmit proudu je závislý na spínací frekvenci a parametrech zátěže.



Obr. 3.5: Proud zátěží

3.2 Přesnější model napěťového střídače

Protože idealizovaný model střídače nerespektuje reálné vlastnosti měniče, byl vytvořen přesnější model, který by lépe vystihoval skutečné chování. Místo separátních součástek byl použit blok, který zároveň umožňuje přidat úbytky napětí na součástkách v propustném stavu U_{CE}/U_F a odpor při sepnutém stavu R_{ON} . Kromě parametrů součástek byly přidány filtrovací kondenzátory ($C_F = 470\mu F$) s vybíjecími odpory ($R_V = 100k\Omega$), které jsou i u reálného měniče. Zpřesněné schéma je na *Obr. 3.6.* Hodnoty zátěže jsou stejné, jako u idealizovaného modelu ($R = 37,6\Omega$, L=1,2mH).



Obr. 3.6: Schéma přesnějšího modelu

Vnitřní zapojení trojfázového střídače uvnitř bloku je na *Obr. 3.7*, ze kterého je vidět, že je ekvivalentní se schématem vytvořeným pro idealizovaný model. Řídící signál se přivádí pro všech šest tranzistorů jedním vstupem, kde je rozdělen a rozveden do jednotlivých větví. Sepnutí horních tranzistorů s pomocí kladného řídícího signálu (u > 0) a dolní tranzistory jsou spínány záporným řídícím signálem (u < 0). Vstupní svorky pro zdroj stejnosměrného napětí jsou označeny + a -, výstupní svorky jsou poté označeny a, b a c.



Obr. 3.7: Vnitřní zapojení bloku trojfázového střídače.

Parametry součástek byly určeny z datasheetu [5] pro součástky, které jsou použité na reálném střídači. Blok umožňuje nastavení propustného napětí IGBT tranzistoru, odpor IGBT tranzistoru v sepnutém stavu, propustné napětí zpětné diody a odpor zpětné diody v sepnutém stavu. Velikost propustných napětí byla jako průměr typických hodnot pro teploty 25°C a 125°C [5]. Odpor při sepnutém stavu byl určen z výstupních charakteristik [5] jako statický parametr.

Další důležitou částí bylo přidání mrtvých časů. V programu Simulink lze tuto problematiku realizovat více způsoby.

Jeden z použitých způsobů a následně využívaný pro simulaci je na *Obr. 3.8*, tento způsob je realizován prostřednictvím dvou pilových signálů. Oba signály jsou generovány pomocí stejného bloku, druhý pilový signál je zpožděn pomocí bloku dopravního zpoždění (označovaného ve schématu a v kódu jako "pilad") o mrtvý čas. Modulační signál je tedy porovnáván s oběma pilovými signály.



Obr. 3.8: Generování mrtvých časů pomocí dvou pilových signálů.

Kód použitý pro porovnání a určení hodnoty výstupů jedné větve modelu je ukázán zde:

```
function [PPWM1, PPWM2, PPWM3] = PWM(U,V,W,pila,pilad)
if (U>=pila) && (U>pilad);
    PPWM1=1;
elseif (U<=pila) && (U<=pilad);
    PPWM1=-1;
    else
        PPWM1=0;
end</pre>
```

Podobně je PWM vytvořena i pro zbylé dvě větve střídače.

Mrtvý čas může být vždy po určitou dobu řízení delší, než samotný impulz pro sepnutí tranzistoru. V praxi to znamená, že dojde k vypnutí prvního tranzistoru, ale už ne k sepnutí druhého tranzistoru ve stejné větvi (tento časový interval je závislý na velikosti mrtvého času a frekvenci pilového signálu). Ukázka řídícího signálu s mrtvými časy pro dvě periody modulačního signálu (50Hz), je na *Obr. 3.9* a detailnější ukázka mrtvého času o délce 3µs na *Obr. 3.10*. Spínací frekvence je o kmitočtu 8kHz.



Obr. 3.10: Detail řídícího signálu s mrtvým časem

Na *Obr. 3.11* je ukázán proud zátěží z přesnějšího modelu usměrňovače, pro jednu periodu, kde jsou hodnoty proudu v amplitudě nižší, tím pádem i efektivní hodnota proudu bude nižší, což je způsobeno respektováním parametrů součástek a mrtvými časy. Jakou mírou ke snížení přispívají parametry součástek, je ukázáno hned na následujícím *Obr. 3.12*, kde z přesnějšího modelu bylo odstraněno respektování mrtvých časů.



Obr. 3.11: Proud pro $f_{PWM} = 8kHz$



Obr. 3.12: Proud pro $f_{PWM} = 8kHz$

Stejný postup byl opakován při použítí se spínací frekvencí $f_{PWM} = 20$ kHz, výsledky jsou ukázány na *Obr. 3.13* a *Obr. 3.14*.



Obr. 3.13: Proud pro $f_{PWM} = 20kHz$



Obr. 3.14: Proud pro $f_{PWM} = 20kHz$

Mrtvé časy se více projeví při větších kmitočtech. Tvar výstupního proudu střídače je u přesnějšího modelu deformovaný vlivem vyšších harmonických a tedy více odpovídá realitě, čímž umožňuje najít, využitím tohoto modelu, optimální tvar s ohledem na zátěž.

Při porovnání Obr. 3.11 a Obr. 3.13 je patrné, že mrtvé časy mají významnější vliv při vysoké spínací frekvenci.

Podobné porovnání je uskutečněno na *Obr. 3.15* a *Obr. 3.16*, kde je však zvolena vyšší hodnota napětí stejnosměrného zdroje ($U_{DC} = 500V$).



Obr. 3.15: Proud pro $f_{PWM} = 20kHz; U_{DC} = 500V$



Obr. 3.16: Proud pro $f_{PWM} = 20kHz; U_{DC} = 500V$

Parametry součástek jsou v simulaci voleny jako pevné. Pro nižší napětí je vliv součástek tedy zásadnější, než při zvolení vyššího napájecího napětí.

Z těchto průběhů je vidět, že mrtvé časy se nejvíce projevují u vyšších napětí a vyšších spínacích frekvencí, velikost rozdílu způsobuje i doba mrtvého času.

Miloš Straka



Obr. 3.17: Porovnání vlivu $t_{dt} = 1\mu$ sna průběh proudu







Obr. 3.19: Porovnání vlivu $t_{dt} = 3\mu$ sna průběh proudu



Obr. 3.20: Porovnání vlivu $t_{dt} = 4\mu sna průběh proudu$

U průběhů na Obr. 3.17, Obr. 3.18, Obr. 3.19, Obr. 3.20 je pomocí kurzoru I znázorněn okamžik, kdy je vidět, že vlivem mrtvého času dojde ke spínaní pouze jednoho tranzistoru a druhý tranzistor ve stejné větvi zůstává vypnut. Kurzorem II je značen okamžik, kde dochází opět ke spínání druhého tranzistoru. S rostoucím mrtvým časem roste i tato doba.

4 Měření na reálném napěťovém střídači

Měření probíhalo na reálném napěťovém střídači, který vznikl v rámci diplomové práce [7], kde jsou použity bezpotenciálové moduly IXYS. Jako ovládací prvek pro silový obvod je použit modul SKHI71. Velikost mrtvých časů lze nastavit pomocí jumperového pole, jednotlivé kombinace jsou řečeny v práci [7]. Mrtvý čas používaný pro měření, byl nastaven na 3µs, stejně jako používaný v přesnějším simulačním modelu.

Trojfázový napěťový střídač byl ovládaný přes software vytvořeným v LabVIEW, který komunikoval s měničem prostřednictvím DPS. V ovládacím programu je možné zadávat frekvenci modulačního sinusového signálu (fsw), amplitudu modulačního signálu (Usw) a frekvenci nosného signálu (f_{PWM}). Jako stejnosměrný zdroj napětí (U_{DC}) bylo použito dynamo ze zdrojovny.

Pro měření byla použita zátěž typu RL v zapojení do hvězdy, stejně jako u simulačních modelů, kde použitá tlumivka měla hodnotu 0,5mH. Jako R zátěž byly použity posuvné válcové odpory, nastavené na hodnotu 37,6 Ω . Tyto odpory však díky své konstrukci mají i velkou indukčnost, jež musela být respektována. Proto byla provedena korekce zadávané hodnoty do simulace, pomocí časové konstanty ($\tau = L/R$). Výsledná hodnota celkové indukčnosti je tedy 1,2mH.

Výsledky z měření reálného napěťového usměrňovače pro nastavené U_{DC} =82V, f_{SW}=50Hz, f_{PWM}=1kHz, U_{SW}=40% je ukázán na *Obr. 4.1.* Průběhy přesnějšího modelu napěťového střídače (*Obr. 4.2*) se liší od měřených velmi nepatrně. Nejviditelnější rozdíly jsou v proudových špičkách u reálného střídače, které jsou způsobeny sepnutím (záporná špička) a rozepnutím (kladná špička) tranzistoru V1 a kapacitou ve stejnosměrném meziobvodu.

Znatelnější rozdíly průběhů mezi reálným napěťovým (*Obr. 4.3*) a přesnějším simulačním modelem (*Obr. 4.4*) nejsou ani při nastavení plné amplitudy modulačního signálu (U_{sw}=100%), zbylé nastavení střídače zůstalo stejné.





Obr. 4.1: f_{PWM}=1kHz, U_{sw}=100% Ch1:Fázové napětí zátěže, Ch2: Sdružené napětí, Ch3: Fázový proud U_{sw}=100%



Obr. 4.2: Průběhy z přesnějšího modelu napěťového střídače pro U_{sw}=40%





Obr. 4.3: f_{PWM}=1kHz, U_{sw}=100% Ch1:Fázové napětí zátěže, Ch2: Sdružené napětí, Ch3: Fázový proud U_{sw}=100%



Obr. 4.4: Průběhy z přesnějšího modelu napěťového střídače pro U_{sw}=100%



Obr. 4.5: f_{PWM}=8kHz, Ch1:Fázové napětí zátěže, Ch2: Sdružené napětí, Ch3: Fázový proud



Obr. 4.6: Průběhy z přesnějšího modelu napěťového střídače pro f_{PWM}=8kHz



Obr. 4.7: f_{PWM}=20kHz, Ch1:Fázové napětí zátěže, Ch2: Sdružené napětí, Ch3: Fázový proud



Obr. 4.8: Průběhy z přesnějšího modelu napěťového střídače pro f_{PWM}=20kHz

Při zvýšení modulační frekvence na 8kHz a udržení $U_{SW}=100\%$, je na Obr. 4.5 a Obr. 4.6 vidět, že proud se více přiblížil sinusovému průběhu, kterého chceme dosáhnout.

Na *Obr. 4.7* ukazující průběhy pro $f_{PWM}=20$ kHz reálného napěťového střídače jsou viditelné větší rozkmity kolem amplitudy proudu, kdy přestává spínat druhý tranzistor stejné větve, příčinou mrtvých časů. Tento jev je viditelný v přesnějším simulačním modelu na *Obr. 4.8*.

Testy napěťového střídače s RL zátěží, byly zvoleny pro jednoduchost a lepší názornost výsledků. V praxi jsou střídače s PWM používány pro regulaci motoru s vhodným typem řízení, z nichž nejpoužívanější byly vyjmenovány v kapitole 2.4. Napěťový střídač, na kterém bylo provedeno měření, byl vyzkoušen i s motorem [9]. Získané průběhy pro nastavení U_{DC} =70V, f_{SW}=15Hz, f_{PWM}=8kHz, U_{SW}=100% jsou na *Obr. 4.9*.



Obr. 4.9: f_{PWM}=8kHz, Ch1:Fázové napětí zátěže, Ch2: sdružené napětí, Ch3: fázový proud

Při tomto nastavení je průběh proudu sinusový. Zvyšením spínací frekvence na 20kHz (Obr. 4.10), dojde k zákmitům proudu, které mohou způsobovat kmity momentu.



Obr. 4.10: f_{PWM}=20kHz, Ch1:Fázové napětí zátěže, Ch2: sdružené napětí, Ch3: fázový proud

5 Závěr

Cílem Bakalářské práce bylo vytvoření matematického modelu idealizovaného napěťového trojfázového střídače. Následné upravení tohoto idealizovaného modelu do přesnějšího matematického modelu trojfázového střídače, respektující vlastnosti reálného napěťového střídače.

Matematický model byl vytvořený v programu MATLAB/Simulink obsahující knihovnu PLECS. Idealizovaný matematický model byl vytvořen ze šesti samostatných součástek. Na tomto idealizovaném modelu bylo vyzkoušeno základní chování znalé z teoretických výkladů. Nevýhodou této sestavy byla nemožnost nastavení jakýkoli parametrů součástek. Proto bylo využito bloku, stejně jako v modulu součástek využívaných v praxi, který umožnil nastavení odporu součástky v zapnutém stavu. Nastavení těchto parametrů bylo důležité zejména pro testování u malých napětí, kde se tyto statické parametry projeví nejvíce. Pro blok také bylo nutné vytvořit nové řízení pomocí PWM, do kterého byly implementovány mrtvé časy. Mrtvé časy byly vytvořeny poměrně jednoduchým způsobem, za pomocí dvou pilových signálů mezi sebou posunutých o mrtvý čas.

Při porovnání idealizovaného a přesnějšího modelu trojfázového napěťového střídače, jsme se omezili převážně na nižší napětí (do 100V), při kterých i bylo realizováno měření. Rozdíly u menších spínacích kmitočtů jsou převážně dány přidáním statických parametrů součástek převzatých z datasheetu. Tyto hodnoty byly zvoleny pomocí lineární aproximace, tudíž mohou být pro různá měření jinak významná. Vliv mrtvých časů se více projeví u vyšších spínacích kmitočtů, kdy dochází k častějšímu spínání součástek.

Pro porovnání přesnějšího matematického modelu trojfázového napěťového střídače s reálným střídačem bylo uvažováno, že zátěž použita při měření je dokonale symetrická a měření tedy probíhalo pouze na jedné fázi zátěže. Jeden z odporů použitých jako zátěž se od zbylých dvou lišil svou maximální hodnotou, proto byla jejich velikost zvolena 37,6 Ω . Svou konstrukcí měly rezistory velkou indukčnost, která musela být vzata v úvahu pro simulační hodnoty. Velikost indukčnosti pro simulační model byla upravena z 0,5mH na 1,2mH. Tato hodnota byla ověřena za pomoci porovnání časové konstanty τ získané z měřené na reálném střídači v obdélníkovém řízení a stejným způsobem nasimulována

v programu PLECS. Průběhy z reálného modelu nasnímané pomocí osciloskopu obsahují přepěťové a proudové špičky, které jsou způsobeny spínáním tranzistorů. Další rozdíly jsou dány simulačním zdrojem napětí, který udržuje konstantní hodnotu napětí a zvolenými statickými parametry součástek. U přesnějšího simulačního modelu jsou velmi dobře viditelné okamžiky, kdy je mrtvý čas delší, než je samotná doba sepnutí tranzistoru. Tyto okamžiky jsou i poměrně dobře viditelné u průběhů s vysokou spínací frekvencí získaných z měření na reálném střídači.

U průběhů kde byl jako zátěž použit asynchronní motor je vidět, že průběh napětí je lehce deformovaný kvůli vnitřnímu napětí motoru.

Seznam literatury a informačních zdrojů

[1]	VONDRÁŠEK, F. Výkonová elektronika. Sv. 1, Přehled výkonových polovodičových součástek. 1.vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 1994. 72 s. ISBN 80-7082-136-1.
[2]	VONDRÁŠEK, F. Výkonová elektronika. Sv. 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 2., rozš. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2003. 267 s. ISBN 80-7082-980-X.
[3]	EDUCON. <i>EDUCON</i> [online]. Dostupné z: https://www.educon.zcu.cz/view.php?cislomodulu=2005022501
[4]	EDUCON. <i>EDUCON</i> [online]. Dostupné z: https://www.educon.zcu.cz/view.php?cislomodulu=2005022207
[5]	IXYS Corporaton: IXYS Power [online]. Dostupné z: http://ixapps.ixys.com/Datasheet/MWI50-12A7_MWI50-12A7T.pdf
[6]	<i>Power modules and systems SEMIKRON</i> [online]. Dostupné z: https://www.semikron.com/dl/service- support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-71-r-16100062
[7]	LOM, A.: <i>Diplomová práce</i> – Stavba napěťového střídače s modulem IXYS. ZCU, 2008
[8]	ZEMAN, K., PEROUTKA, Z., JANDA, M.: <i>Automatická regulace pohonů s asynchronními motory</i> . Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2004, 200 s. ISBN: 80-7043-350-7
[9]	Datasheet for three-phase Squirrel-Cage-Motors-1LE1001-0EA42-2AB4 [online].[cit.2015-05-05].Dostupné z: http://datasheet.ciiva.com/30484/0900766b811b7957-30484547.pdf

Přílohy

Příloha 1: Datasheet IGBT modulu se zpětnou diodou

IXYS

IGBT Modules Sixpack

Short Circuit SOA Capability Square RBSOA



IGBTs			
Symbol	Conditions	Maximum	Ratings
V _{CES}	T_{vJ} = 25°C to 150°C	1200	V
V_{ges}		± 20	V
_{C25} _{C80}	$T_{c} = 25^{\circ}C$ $T_{c} = 80^{\circ}C$	85 60	A A
RBSOA	V_{GE} = ±15 V; R_{G} = 22 Ω ; T_{VJ} = 125°C Clamped inductive load; L = 100 µH	$\begin{matrix} I_{\text{CM}} = & 100 \\ V_{\text{CEK}} \leq V_{\text{CES}} \end{matrix}$	A
t _{sc} (SCSOA)	V_{ce} = V_{ces} ; V_{Ge} = ±15 V; R_{g} = 22 Ω ; T_{vJ} = 125° non-repetitive	C 10	μs
P _{tot}	T _c = 25°C	350	W

Symbol	Conditions $(T_{vJ} =$	Ch 25°C, unless min.	aracteri otherwis typ.	stic Va e spec max.	i lues ified)
$V_{CE(sat)}$	$I_{c} = 50 \text{ A}; V_{GE} = 15 \text{ V}; T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$		2.2 2.5	2.7	V V
$V_{_{GE(th)}}$	$I_c = 2 \text{ mA}; V_{ge} = V_{ce}$	4.5		6.5	V
I _{ces}	$V_{CE} = V_{CES}; V_{GE} = 0 \text{ V}; \text{T}_{VJ} = 25^{\circ}\text{C} $		3	4	mA mA
I _{GES}	$V_{_{\mathrm{CE}}}$ = 0 V; $V_{_{\mathrm{GE}}}$ = ± 20 V			200	nA
t _{d(on)} t _r t _{d(off)} t _f E _{on} E _{off}	$\left\{ \begin{array}{l} \text{Inductive load, } T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C} \\ V_{CE} = 600 \text{ V; } I_{C} = 50 \text{ A} \\ V_{GE} = \pm 15 \text{ V; } \text{R}_{G} = 22 \Omega \end{array} \right.$		100 70 500 70 7.6 5.6		ns ns ns mJ mJ
C _{ies} Q _{Gon}	$V_{_{CE}} = 25 \text{ V}; V_{_{GE}} = 0 \text{ V}; \text{ f} = 1 \text{ MHz}$ $V_{_{CE}} = 600 \text{V}; V_{_{GE}} = 15 \text{ V}; \text{ I}_{_{C}} = 50 \text{ A}$		3300 230		pF nC
R _{thJC}	(per IGBT)			0.35	K/W

= 1200 V = 2.2 V CE(sat) typ.

= 85 A

MWI 50-12 A7

MWI 50-12 A7T



Features

C25

CES

- NPT IGBT technology
- low saturation voltage
- low switching losses
- · switching frequency up to 30 kHz
- square RBSOA, no latch up
- high short circuit capability
- positive temperature coefficient for
- easy parallelling
- MOS input, voltage controlled
- ultra fast free wheeling diodes
- solderable pins for PCB mounting
- package with copper base plate

Advantages

- · space savings
- reduced protection circuits
- · package designed for wave soldering

Typical Applications

- AC motor control
- AC servo and robot drives
- power supplies

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

© 2000 IXYS All rights reserved

023

1 - 4

LIXYS

Symbol	Conditions	Maximum Rati	ngs
I _{F25}	$T_c = 25^{\circ}C$	110	А
I _{F80}	$T_c = 80^{\circ}C$	70	A

Symbol	Conditions		Characteristic Values			
2004 2		min.	typ.	max.		
V _F	$I_{F} = 50 \text{ A}; V_{GE} = 0 \text{ V}; T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$		2.2 1.6	2.6 1.8	V V	
l _{RM} t _{rr}	$ \left. \begin{array}{l} I_{_{F}} = 50 \text{ A}; \text{ di}_{_{F}}/\text{dt} = -400 \text{ A}/\mu\text{s}; \text{ T}_{_{VJ}} = 125^{\circ}\text{C} \\ V_{_{R}} = 600 \text{ V}; \text{ V}_{_{GE}} = 0 \text{ V} \end{array} \right. $		40 200		A ns	
R _{thJC}	(per diode)			0.61	K/W	

Symbol	Conditions	Cha	Characteristic Values			
		min.	typ.	max.	Neuro curro	
R ₂₅ B _{25/50}	T = 25°C	4.75	5.0 3375	5.25	kΩ K	

Symbol	Conditions	Maximum R	Maximum Ratings			
T _{vj} T _{stg}		-40+150 -40+125	O° O°			
VISOL	I _{ISOL} ≤ 1 mA; 50/60 Hz	2500	V~			
M _d	Mounting torque (M5)	2.7 - 3.3	Nm			

Symbol	Conditions	Characteristic Values		
		min.	typ.	max.
R _{pin-chip}			5	mΩ
d _s	Creepage distance on surface	6		mm
d _A	Strike distance in air	6		mm
R _{thCH}	with heatsink compound		0.02	K/W
Weight			180	g

MWI 50-12 A7 MWI 50-12 A7T





Higher magnification see outlines.pdf

© 2000 IXYS All rights reserved



Příloha 2: Finální schéma pro simulace







Příloha 4: Pracoviště pro měření reálného střídače

Příloha 5: Použitá RL zátěž střídače

