

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Řízení dvouúrovňového měniče

Anotace

Bakalářská práce je zaměřena na řízení výkonového polovodičového dvouúrovňového měniče. Práce obsahuje teoretický úvod do problematiky, návrh a popis simulačního modelu měniče. Algoritmy řízení a simulace měniče byly realizovány v prostředí Matlab/Simulink. Cílem této práce je porovnat různé typy řízení pro dvouúrovňové měniče.

Klíčová slova

Dvouúrovňový měnič, třífázový napěťový střídač, pulzně šířková modulace, vektorová pulzně šířková modulace, obdélníkové řízení, simulace

Abstract

Bachelor thesis is focused on the control of the two-level power semiconductor converters. The thesis contains theoretical introduction, design and description of the simulation model of the drive. Control algorithms and simulation converters were implemented in Matlab / Simulink. The aim of this study is to compare the different types of procedures for two-level converter.

Key words

two-level converter, three-phase voltage inverter, pulse width modulation, vector pulse width modulation, rectangular control, simulation

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 1.6.2016

Viet Hung Do

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Martinovi Votavovi za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	6
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	7
1 ÚVOD.....	8
2 DVOUÚROVNĚVÝ STRÍDAČ	9
2.1 JEDNOFÁZOVÉ MŮSTKOVÉ SPOJENÍ.....	9
2.2 RL ZÁTĚŽ	10
2.2.1 Řízení s RL zátěží	10
2.2.2 Možné a zakázané řízení	11
2.3 TROJFÁZOVÉ MŮSTKOVÉ SPOJENÍ STRÍDAČE.....	12
2.3.1 Odvození napětí na zátěži	12
2.3.2 Řízení třífázového strídače.....	13
2.3.3 Spínací diagram a průběhy napětí na RL zátěži při úhlu 180°	14
2.3.4 Spínání zpětných diod	15
3 MOŽNOSTI ŘÍZENÍ	16
3.1 PULZNĚ ŠÍRKOVÁ MODULACE	16
3.2 VEKTOROVÉ PWM	18
4 SIMULAČNÍ MODELY	19
4.1 MODELOVANÍ OBDÉLNÍKOVÉ ŘÍZENÍ	21
4.1.1 Parametry obdélníkového řízení	21
4.1.2 Změna úhlu řízení ψ	22
4.2 MODELOVANÍ PWM.....	23
4.2.1 Parametry PWM	23
4.2.2 Výstupní napětí a proudy	24
4.2.3 Zvýšení výstupního napětí pomocí třetí harmonické	26
4.2.4 Porovnání výstupního napětí	26
4.3 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ	27
4.4 POROVNÁNÍ HLOUBKY MODULACE NA THD.....	30
5 ZÁVĚR	32
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	33
PŘÍLOHY	1

Seznam symbolů a zkratk

IGBT	Isolated gate bipolar transistor
GTO	Gate turn-off
IGCT	Integrated gate-commutated thyristor
MOSFET.....	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
SiC	Silicon carbid
S1,S2,S3,S4,S5,S6	Spínací prvek
VR1, VR2, VR3, VR4, VR5, VR6	Zpětné diody
Ud.....	Napětí stejnosměrného zdroje
u_{10}, u_{20}, u_{30}	Fázový napětí střídače
i_{z1}, i_{z2}, i_{z3}	Fázový proudy zátěže
u_{z1}, u_{z2}, u_{z3}	Fázový napětí zátěže
$u_{z12}, u_{z23}, u_{z31}$	Sdružené napětí zdroje
ψ	Řídicí úhel
k_h	Činitel vyšších harmonických
PWM.....	Pulzně šířková modulace
T_1	Interval vektoru 1
T_2	Interval vektoru 2
T_0	Interval vektoru 0
T_σ	Mezipolohový vektor
G1,G2,G3,G4,G5,G6	Pulzní generátor
f_{out}	Požadované výstupní frekvence
f_{pwm}	Frekvence nosného signálu
m_p	Hloubka modulace
A_n	Amplituda nosného signálu
Z_{V1}	Poměrná doba sepnutí vektoru V1
Z_{V2}	Poměrná doba sepnutí vektoru V2
Z_{V3}	Poměrná doba sepnutí vektoru V3
Z_{T1}	Spínací kombinace T1
Z_{T2}	Spínací kombinace T2
Z_{T3}	Spínací kombinace T3
THD	Total harmonic distortion

1 Úvod

První měniče pracovaly na základě Faradayova zákona, byly to především konvektory a transformátory. Další druh historických měničů, byly na základě řízeného spínání a přerušování elektrického obvodu, kde byl v roce 1880 vynalezen první selenový usměrňovač a v roce 1902 vznik rtuťového usměrňovače. Dalším kvalitním krokem byl objev PN přechodu a jeho využití v diodách a tranzistorech pro slaboproud, až v roce 1955 vznikly výkonové diody, tyristory a v roce 1964 výkonový tranzistor.[1]

V současnosti se výkonové měniče používají v železniční trakci, trolejbusích, tramvajích a lodní dopravě. Kromě trakce se také využívají v průmyslu, například ve válcovnách, důlních rypadlech, u pohonů ventilátorů, kompresorů a mnoho dalších.[6]

Měniče můžeme rozdělit podle komutace. Měniče s vnější komutací, nejsou vybaveny komutačním obvodem. Jedná se především o usměrňovače, střídavý měnič kmitočtu a přímý měnič kmitočtu. Tyto měniče se například používají pro oboustranný přenos energie. Měniče s vlastní komutací, mají komutaci uvnitř střídače. U těchto měničů se používají vypínatelné prvky. Tyto měniče se používají k napájení autonomní elektrické sítě. Dalším typem měniče jsou měniče s měkkou komutací. Jejich komutace pracuje ve chvíli kdy na spínacím prvku je nulové napětí nebo přes prvek neteče proud. Používají se u rezonančních střídačů, kde zátěž je rezonanční kmitavý obvod.[1][4]

Dále je možné měniče rozdělit na napěťové a proudové. Napěťové měniče jsou napájené stejnosměrným zdrojem s malou vnitřní impedancí, jako zdroj bývá velkokapacitní kondenzátor. V dnešní době se napěťové měniče používají v elektrických regulovaných střídavých pohonech, ve zdrojích pro indukční ohřevy a zdrojích indukčního a kapacitního VA výkonu. Spínací prvky v těchto měničích jsou IGCT tyristory, GTO tyristory, MOSFET tranzistory, výkonové tranzistory IGBT nebo prvky na bázi SiC. Proudový měnič oproti napěťovému je napájen zdrojem konstantního proudu. V obvodu zdroje je napájecí tlumivka, která svojí velikostí ovlivňuje parametry proudu. Tvar proudu je obdélníkový. Proudový měnič je obvykle realizován pomocí tyristorů s komutačními obvody. Další možností je využít IGBT tranzistory nebo GTO tyristory, kde je nezbytné proti přepětí vznikající při vypínání prvků použít akumulární prvky sestavené z kondenzátorů. Proudové měniče se používají k napájení synchronních nebo asynchronních motorů, pro rozběhy přečerpávacích elektráren a pro indukční ohřevy a další podobné zátěže.[1]

Další možné dělení měničů, podle počtu fáze na jednofázové, třífázové, vícefázové nebo podle počtu úrovní.[1]

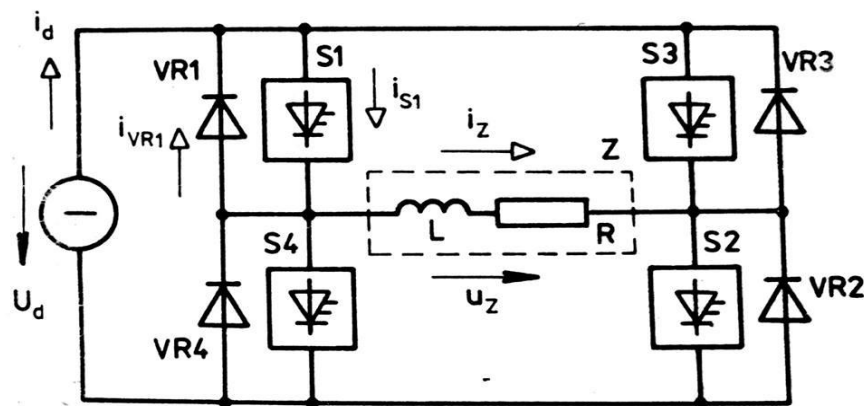
Tato práce si stanovuje následující cíle:

- Provést rešerši základní topologie, základního principu funkce a možnosti ovládaní výstupního napětí
- Navrhnout a sestavit model třífázového střídače v prostředí simulink pomocí toolboxu Plecs
- Pro model střídače sestavit algoritmus obdélníkového, PWM a vektorového řízení.
- Porovnat výstupní napětí a THD_u střídače u všech typu řízení

2 Dvouúrovňový střídač

2.1 Jednofázové můstkové spojení

Můstkové zapojení střídače je tvořeno čtyřmi spínacími součástkami (tranzistor nebo vypínatelný tyristory). Ke každé součástce je připojena antiparalelně zpětná dioda, která tvoří zpětný usměrňovač. Tento střídač patří mezi střídače s vlastní komutací.[1][2]



Obr. 1: Jednofázový napět'ový střídač [3]

Popišme obvod, kdy bude pouze ohmická zátěž. Při sepnutí spínačů S1 a S2 je na zátěži napětí $U_d/2$ a začne zátěží protékat kladně orientovaný proud i_z . Po vypnutí S1 a S2 a následném zapnutí S3 a S4 je na zátěži napětí $-U_d/2$ a proud i_z změní svojí polaritu. Při sepnutí spínačů S1 a S3 nebo S4 a S2 na zátěži je nulové napětí a neprotéká žádný proud. Při sepnutí spínačů S1 a S4 nebo S3 a S2 by došlo ke zkratu stejnosměrného zdroje. Velikost proudu a napětí řídíme pomocí délky sepnutí dvojic spínačů a délkou doby, kdy jsou všechny spínače vypnuty. Při úhlu sepnutí ψ bude tvar proudu tekoucím odporem obdélník s délkou ψ s prodlevou $\pi - \psi$. Efektivní hodnoty proudu a napětí na zátěži jsou dány rovnicemi:

$$I_z = \frac{U}{R} \cdot \sqrt{\frac{\Psi}{\pi}} \qquad U_z = U \cdot \sqrt{\frac{\Psi}{\pi}} \qquad (2.1)$$

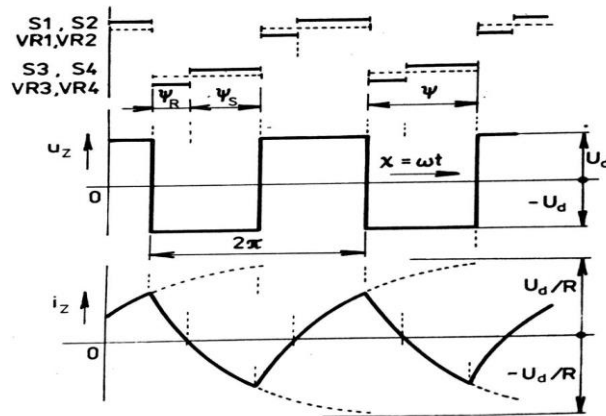
Pro střídač s ohmickou zátěží se v obvodu zpětný diody neuplatní, proud teče pouze přes spínací prvky.[1]

2.2 RL zátěž

V případě zátěže typu RL není možné vlivem akumulované energie skokově měnit hodnotu proudu, přerušení obvodu vede k přepětí na indukčnosti a vypínatelné součástce. Vypnout polovodičové součástky lze až po zániku proudu nebo pomocí obvodu, který převezme vedení proudu. V případě střídače jsou do obvodu přidány zpětné diody VR1, VR2, VR3 a VR4, ve kterých se v případě vypnutí spínacích prvků uzavírá a zaniká proud zátěže.[2]

2.2.1 Řízení s RL zátěží

Spínací diagram a proudové a napěťové poměry s RL zátěží jsou znázorněny na Obr. 2. Po zapnutí S1,S2 se na zátěži objeví napětí U_d . Proud i_z začne exponenciálně růst na hodnotu U_d/R . Energie přijatá v tomto taktu se rozdělí na Joulovy ztráty na R a na část akumulující se do indukčnosti L. Následuje vypnutí S1,S2 a přivedení zapínacích impulsů na S3, S4. Proud i_z vlivem akumulované energie v indukčnosti nezanikne, ale uzavírá se zpětnými diodami VR3,VR4 a na zátěži je napětí $-U_d$. Proud i_z klesá na hodnotu $-U_d/R$ exponenciálně ale nesmí překročit hodnotu nula. Energie, naakumulovaná do indukčnosti, se nyní vybijí do odporu a část se vrací do zdroje. Přes diody VR3,VR4 vede proud i_z do doby, než klesne na nulu. Poté vedení proudu přebírají prvky S3,S4 na zátěži je stále napětí $-U_d$. Proud i_z změnil svoji polaritu a roste k hodnotě $-U_d/R$. Zátěž opět přijímá energii. Část se opět ztrácí do odporu a část se opět akumuluje do indukčnosti. Po vypnutí prvku S3,S4 proud i_z vede přes zpětné diody VR1,VR2. K zátěži je připojeno napětí U_d a proud narůstá na hodnotu U_d/R . Dále se děj opakuje.[2]



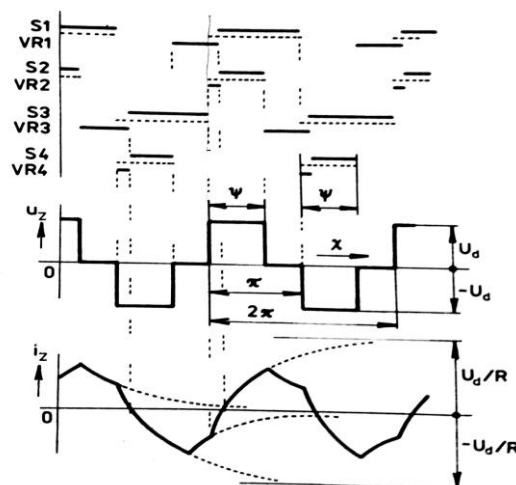
Obr. 2: Spínací diagram, proudové a napěťové poměry při úhlu řízení π [3]

Je-li střídač zatížen pouze odporem R úhel $\psi_r = 0$. Při zátěži RL je v ustáleném stavu úhel ψ_r v rozmezí 0 až $\pi/2$. V usměrňovačovém chodu střídače vychází $\psi_r > \pi/2$. [2]

2.2.2 Možné a zakázané řízení

Při řízení $\psi > \pi$ je patrné z Obr. 2, že by docházelo k zapnutí S1, S4 nebo S2, S3, což vede ke zkratu zdroje. Střídač je možné řídit pouze od 0 do π . [2]

Řízením střídače v rozmezí 0 až π lze na zátěži měnit napětí. Změníme-li u všech spínačů řídicí úhel ψ , bude vycházet nepříznivá křivka napětí na zátěži, z tohoto důvodu se mění ψ pouze u dvou spínacích součástek S1, S3 nebo S2, S4 a u zbylých dvou zůstává $\psi = \pi$. Křivka napětí poté vychází příznivěji. Spínací diagram, napěťové a proudové průběhy jsou uvedeny na Obr. 3. [2]

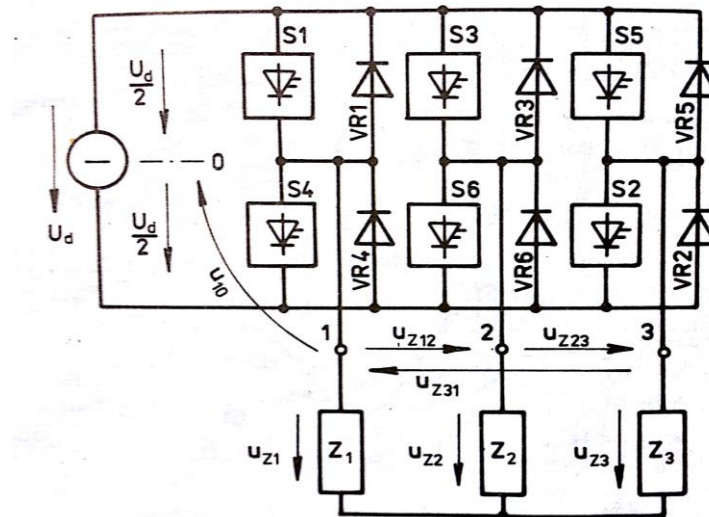


Obr. 3: Spínací diagram, napěťové a proudové průběhy při $\psi < \pi$ [3]

Při sepnutí S1,S2 vzroste proud na zátěži, následně se vypne spínač S2 a proud i_z se uzavře přes spínač S1 a diodu VR3. Na zátěži je nulové napětí a proud začne exponenciálně klesat, poté se vypne spínač S1 a proud se uzavře přes diody VR3,VR4 do doby než $i_z = 0$ se znovu připojí napětí na zátěž a děj pokračuje spínačem S3,S4.[2]

2.3 Trojfázové můstkové spojení střídače

Trojfázový střídač Obr. 4 je sestaven z šesti spínacích prvků (tranzistor nebo vypínatelný tyristory) a ke každému prvku je připojena antiparalelně zpětná dioda. Diody spolu vytváří zpětný usměrňovač. Zátěž střídače může být zapojena do hvězdy nebo do trojúhelníka.[2]



Obr. 4: Trojfázový napět'ový střídač se zátěží do Y [3]

2.3.1 Odvození napětí na zátěži

Nejprve je nutné stanovit napětí na výstupní straně střídače na vývodech 1 až 3 k pomyslnému střednímu vývodu 0 stejnosměrného zdroje, napětí u_{10}, u_{20}, u_{30} Obr. 4. Tato napětí se neshodují s příslušnými fázovými napětími zátěže. Ze schématu Obr. 4 je vidět, že střídavý vývod 1 připojen na sepnutý prvek (S1 nebo dioda VR1) ke kladnému pólu zdroje U_d , napětí na střídavého vývodu $u_{10} = U_d/2$. Je-li k vývodu 1 připojen sepnutý prvek (S4 nebo dioda VR4) k zápornému pólu, napětí vývodu $u_{10} = -U_d/2$. Jestli na vývodu 1 není připojeno žádné ze dvou napětí je určení sledovaného napětí poněkud složitější. Stavů při sepnutí různých spínacích prvků:

- S1 nebo VR1 ... $u_{10} = U_d/2$,

- S4 nebo VR4 ... $u_{10} = -U_d/2$,
- S3 nebo VR3 ... $u_{20} = U_d/2$,
- S6 nebo VR6 ... $u_{20} = -U_d/2$,
- S5 nebo VR5 ... $u_{30} = U_d/2$,
- S2 nebo VR2 ... $u_{30} = -U_d/2$.

Určení sdruženého napětí u_{z12} , u_{z23} a u_{z31} :

$$u_{z12} = u_{10} - u_{20} \quad (2.2)$$

$$u_{z23} = u_{20} - u_{30} \quad (2.3)$$

$$u_{z31} = u_{30} - u_{10} \quad (2.4)$$

Zátěž střídače může být zapojena do hvězdy nebo do trojúhelníka. Sdružené napětí u zapojení do trojúhelníka jsou totožná s fázovými napětími zátěže. Pro zátěž zapojena do hvězdy, platí mezi sdruženými a fázovými napětími vztahy.

$$u_{z12} = u_{z1} - u_{z2} \quad (2.5)$$

$$u_{z23} = u_{z2} - u_{z3} \quad (2.6)$$

$$u_{z31} = u_{z3} - u_{z1} \quad (2.7)$$

Předpokládejme, že zátěž bude ideálně symetrická a můžeme pomocí prvního a druhého Kirchhoffova zákona uplatnit vztah:

$$i_{z1} + i_{z2} + i_{z3} = 0 \quad (2.8)$$

$$u_{z1} + u_{z2} + u_{z3} = 0 \quad (2.9)$$

S kombinací rovnice 2.9 a se dvěma rovnicemi ze soustavy 2.5 až 2.7 lze vypočítat fázové napětí u_{z1} , u_{z2} a u_{z3} : [3][2]

$$u_{z1} = \frac{1}{3}(u_{z12} - u_{z31}) \quad (2.10)$$

$$u_{z2} = \frac{1}{3}(u_{z23} - u_{z12}) \quad (2.11)$$

$$u_{z3} = \frac{1}{3}(u_{z31} - u_{z23}) \quad (2.12)$$

2.3.2 Řízení třífázového střídače

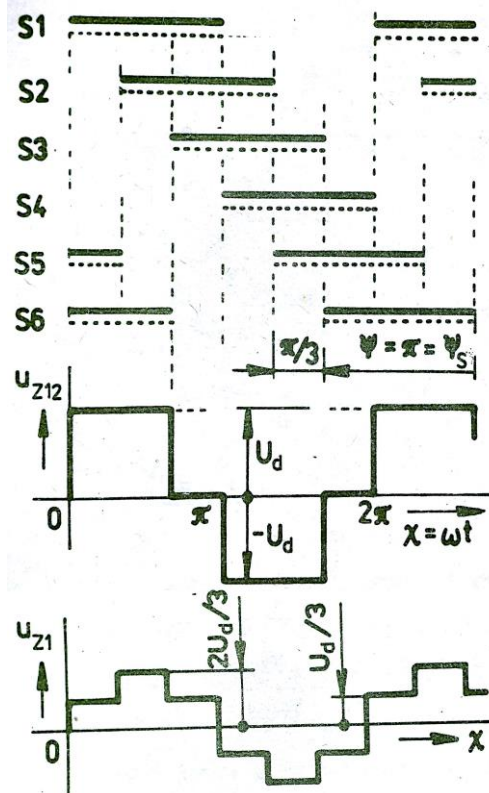
Aby střídač mohl správně fungovat a uzavírat proud zátěží, musí být sepnut jeden spínací prvek z katodové části (S1,S3,S5) a jeden prvek z anodové části střídače (S2,S4,S6).

To zajistíme dobře zvolením řídicího úhlu ψ . Řízení $\psi < \pi/3$ by došlo k zapnutí pouze jednoho spínacího prvku, a to nemá smysl. Pro úhel menší než $\pi/3$ je řízení stejné, jako kdyby byl střídač vypnut. Při řízení $\psi > \pi$ by docházelo k sepnutí dvou spínacích prvku (S1,S4 nebo S5,S2 nebo S3,S6) v jedné větvi střídače, to by vedlo ke zkratu stejnosměrného zdroje. Z předešlého poznatku vyplývá, že střídač lze řídit, pokud platí $\pi/3 < \psi < \pi$. [2]

Při spodní hranici ψ je na výstupu střídače nulové napětí, s rostoucím ψ roste i napětí až do hodnoty kdy $\psi = \pi$ je napětí maximální. [2]

2.3.3 Spínací diagram a průběhy napětí na RL zátěži při úhlu 180°

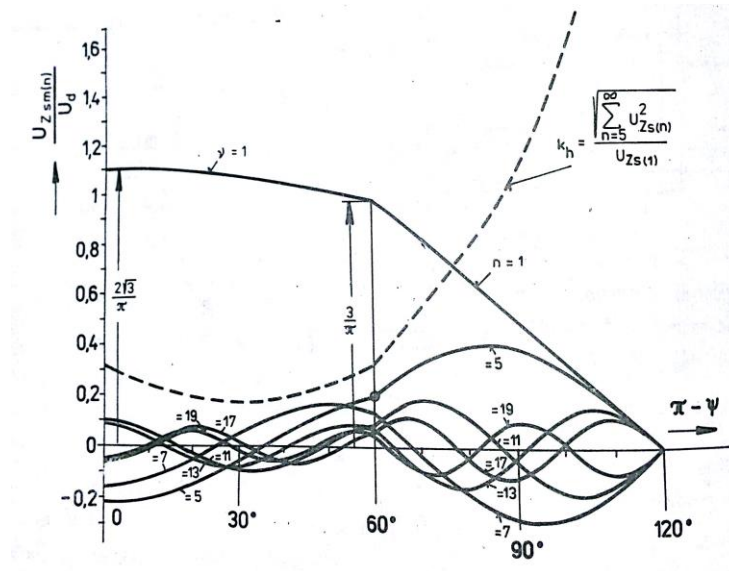
Je-li úhel $\psi = 180^\circ$, jsou vždy sepnuty tři spínací prvky. Jednotlivé fázové napětí na zátěži lze určit pomocí Ohmova zákona. Průběhy sdruženého a fázového napětí lze řídit pomocí řídicího úhlu ψ , spínací diagram napěťové průběhy s úhlem $\psi = 180^\circ$ jsou znázorněny na Obr. 5. [3][2]



Obr. 5: Průběhy sdružených a fázových napětí při $\psi = 180^\circ$ [3]

Z křivky $n = 1$ na Obr. 6 jde vyvodit, že se při zmenšení ψ pod hodnotu π se napětí na zátěži snižuje. Napětí nepatrně klesá do hodnoty $\psi = 2\pi/3$, a poté začne klesat rychle. Od

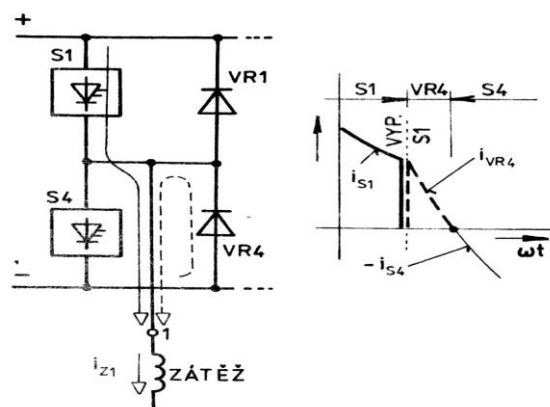
hodnoty $\psi = 2\pi/3$ narůstá činitel vyšších harmonických k_h , a to je pro řízení nepřijatelné, z toho vyplývá, že obdélníkové řízení výstupního napětí střídače je nevýhodné. V praxi se běžně používá řízení $\psi = \pi$. [2]



Obr. 6: Závislost amplitudy n -té harmonické sruženého napětí a činitele vyšších harmonických k_h na úhlu ψ [3]

2.3.4 Spínání zpětných diod

Spínání zpětných diod se uplatní s reálnou zátěží, které obsahují určitou indukčnost. Při sepnutí S1 začne téct proud i_{z1} do zátěže po vypnutí S1 proud zachová svůj směr a teče přes diodu VR4 až do doby než proud klesne na 0, a poté sepne prvek S4 po vypnutí začíná vést dioda VR1 děj pokračuje analogicky dál spínacími prvky S3,S6,S5,S2 a diodami VR6,VR3,VR5,VR2. Začátek děje a průběhu proudu i_{z1} je znázorněn na Obr. 7.[3][2]

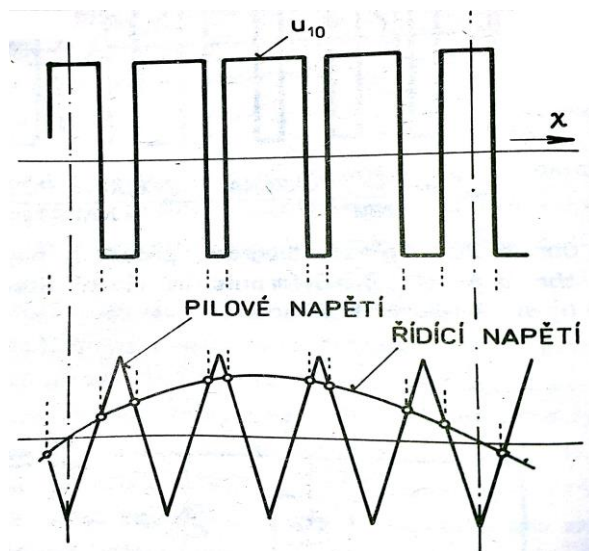


Obr. 7: Spínání zpětných diod [3]

3 Možnosti řízení

3.1 Pulzně šířková modulace

PWM pracuje na principu srovnání dvou signálů. Vysokofrekvenčního nosného (pilový) signálu a nízkofrekvenčního modulačního signálu. Princip PWM je naznačen na Obr. 8. V okamžiku kdy se oba signály rovnají, dojde k přepnutí zapínacích impulsů mezi spínacími prvky S1 a S4. V době kdy je přiveden zapínací impuls na S1 vede buď spínací prvek S1 nebo zpětná dioda VR1 a fázové napětí střídače $u_{10} = U_d/2$, je-li zapínací impuls přiveden na S4 vede S4 nebo VR4 napětí $u_{10} = -U_d/2$. Ostatní dvě fáze se řídí obdobně pouze s rozdílem, že jsou fáze řídicího napětí pootočený o $120^\circ, -120^\circ$. Kvalita modulace lze ovlivnit frekvencí nosného signálu, čím větší frekvence nosného signálu oproti modulovanému signálu tím je modulace kvalitnější.[2]



Obr. 8: PWM řízení [2]

Z hlediska zátěže jsou důležitá fázová a sdružená napětí zátěže a jejich 1. harmonické složky. Ze vztahu fázových napětí na zátěži 2.10 až 2.12, do nichž dosadíme sdružená napětí podle vztahu 2.2 až 2.4. Dostaneme:

$$u_{z1} = \frac{1}{3}(2u_{10} - u_{20} - u_{30}) \quad (3.1)$$

$$u_{z2} = \frac{1}{3}(2u_{20} - u_{10} - u_{30}) \quad (3.2)$$

$$u_{z3} = \frac{1}{3}(2u_{30} - u_{10} - u_{20}) \quad (3.3)$$

Z odvozených rovnic vyplývá, že 1. harmonická fázového napětí na zátěži se rovná fázovému napětí střídače. Pro harmonickou řadu $n = 3k$, $k = 1, 2, 3, \dots$, které mohou být obsaženy ve fázovém napětí střídače, ale ve fázovém a sdruženém napětí zátěže nikdy neosahují, protože platí vztah

$$u_{z1(3)} = \frac{1}{3}(2u_{10(3)} - u_{20(3)} - u_{30(3)}) = 0 \quad (3.4)$$

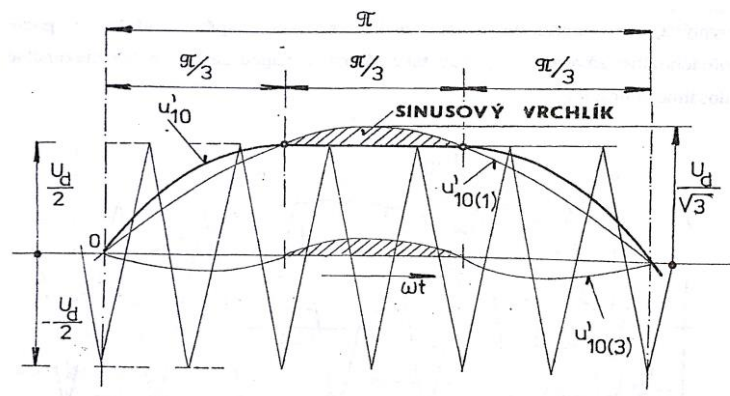
Pro dosažení maximálního výstupního napětí střídače můžeme zvětšit amplitudu modulačního signálu až na velikost amplitudy nosného signálu. Amplituda napětí na zátěži 1. harmonické bude

$$U_{10m(1)} = \frac{U_d}{2} \quad (3.5)$$

a amplituda sdruženého napětí vychází

$$U_{zSm(1)} = \frac{\sqrt{3}U_d}{2} = 0,866U_d \quad (3.6)$$

Výstupní napětí u PWM se dá zvětšit přidáním 3. harmonické k modulovanému signálu. Průběh modulace po přidání 3. harmonické složky je zobrazen na Obr. 9.[2]



Obr. 9: Modulační signál s přidáním 3. harmonické složky [2]

$$u'_{10} = u'_{10(1)} + u'_{10(3)} \quad (3.7)$$

Z Obr. 9 vidíme celkový průběh u'_{10} . Po změně, se amplituda napětí u'_{10} změnila na hodnotu $U_d / 2$. Avšak amplituda 1. harmonické tohoto průběhu dosahovala hodnoty $U_d / \sqrt{3}$.

Hodnota amplitudy 3. harmonické vychází $0,0773U_d$ ze vztahu 3.8.[2]

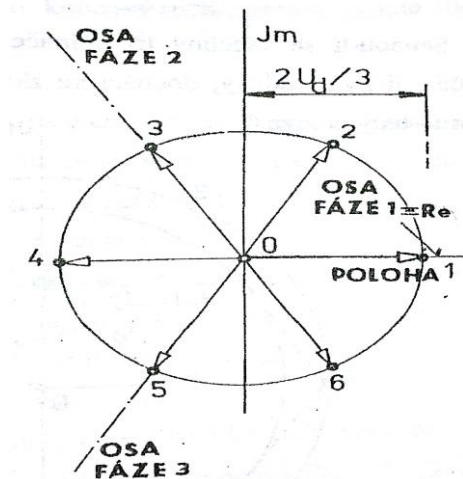
$$u'_{10(3)} = u'_{10} - u'_{10(1)} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} - \frac{U_d}{2} = 0,0773U_d \quad (3.8)$$

3.2 Vektorové PWM

Vektorové řízení funguje na principu spínání všech spínacích prvků na požadované poloze a velikosti prostorového vektoru. V případě trojfázového střídače lze okamžitá hodnota napětí všech fází popsat jedním prostorovým vektorem u_z . Vektor jde popsat vztahem

$$\vec{u}_z = \frac{2}{3} \cdot \left(u_{z1} + u_{z2} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{z3} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.9)$$

Pro dvouúrovňový střídač je k dispozici osm kombinací sepnutí, každá kombinace představuje jeden vektor. Vektory lze rozdělit podle velikosti výstupního napěťového vektoru. První skupinou jsou nulové vektory. Nulové vektory jsou realizovány kombinacemi, kde jsou vždy na všech fázích sepnuty horní tranzistory měniče nebo spodní tranzistory měniče. Ve druhé skupině jsou vektory o velikosti $2U_d/3$ tvořené ze zbylých kombinací.[2][6]



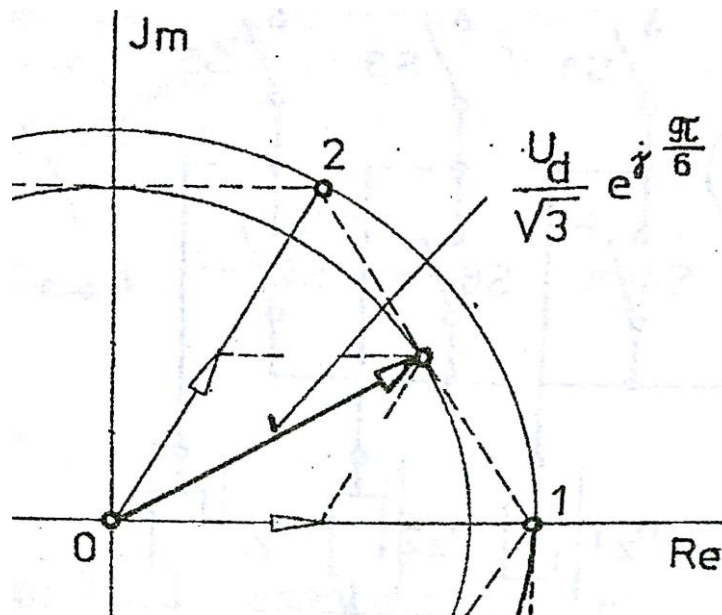
Obr. 10: Vektory zobrazené v komplexní rovině [2]

Poloha vektoru	1	2	3	4	5	6	0
Index							135
zapnutých	126	123	234	345	456	156	Nebo
spínačů							246

Tab. 1: Všechny možná kombinace spínání [2]

Pracovní oblast lze dále rozdělit do šesti sektorů posunutých o 60° . V každém sektoru lze vytvořit libovolný mezipolohový vektor. Přičemž jeho velikost a úhel jsou dány poměrnou dobou sepnutí tří nejbližších skutečných vektorů. V případě že mezipolohový vektor leží

v sektoru 1 (mezi vektorem 1 a 2), úhel natočení je ovlivněn intervalem T_1 a T_2 . Kde T_1 je skutečný interval, kdy je na výstupu měniče sepnut vektor 1 a T_2 je interval, kdy je na výstupu sepnut vektor 2 a velikost celkového mezipolohového vektoru je ovlivněn skutečným intervalem T_0 , kdy je na výstupu sepnut vektor 0. Celkový interval, kdy je improvizován fiktivní vektor je označen T_0 . [2]

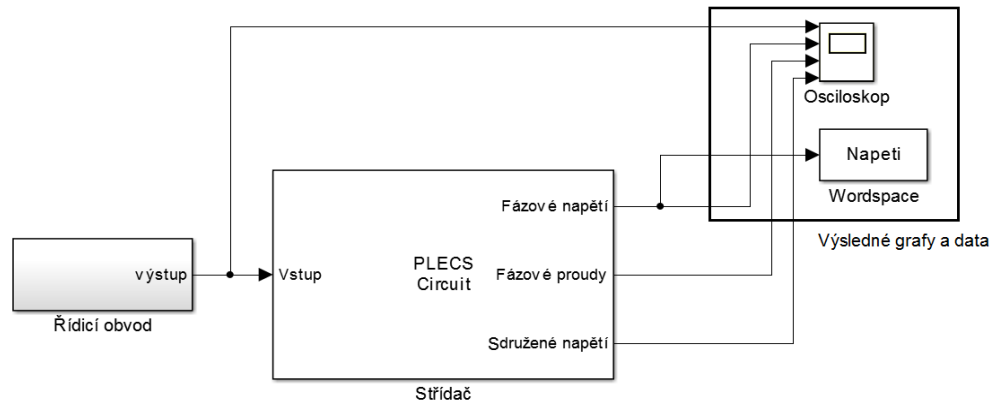


Obr. 11: Mezipolohový vektor v sektoru 1 (při $T_1=T_2$) [2]

Nejvyšší možné výstupní napětí střídače lze získat, při němž koncový bod mezipolohového vektoru pohybuje po přerušované čáře, ale z důvodu omezení vyšších harmonických je lepší, aby se mezipolohový vektor pohyboval po kružnici vně přerušované čáry. [2]

4 Simulační modely

Simulační modely lze rozdělit do tří částí **Řídicí obvod**, **Střídač** a **Výsledné grafy a data**. Simulační modely jsou vytvořeny v programu MATLAB/Simulink a Plecs.

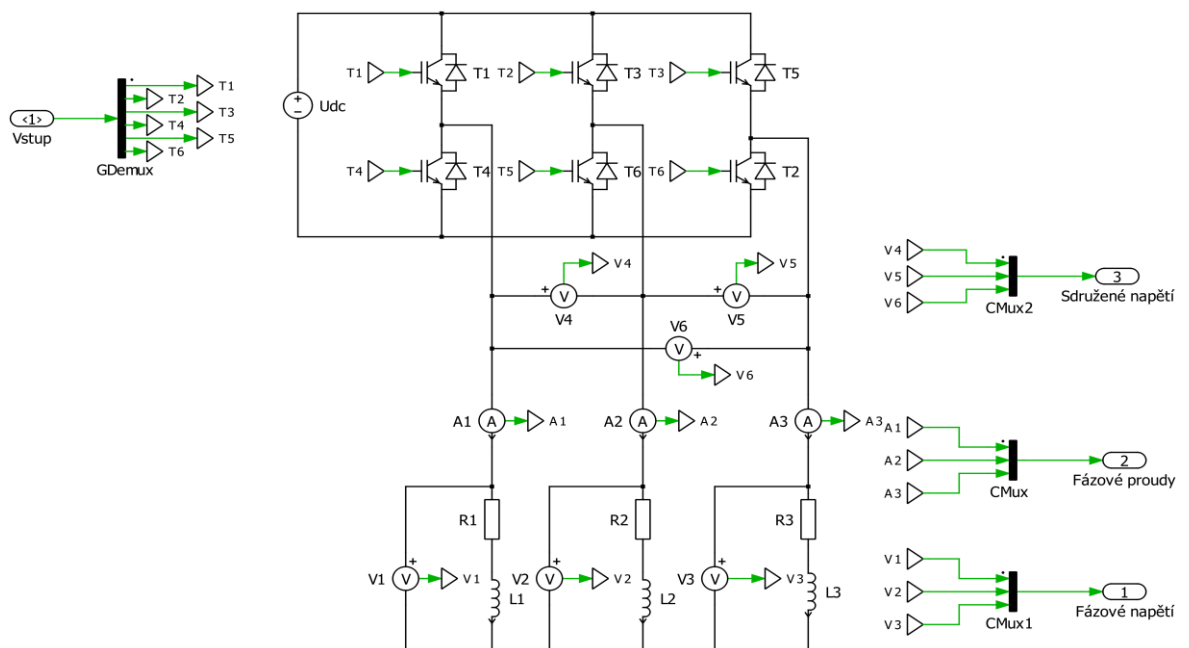


Obr. 12: Simulační model

V části **výsledné grafy a data** se pomocí bloku osciloskop zobrazí výsledné průběhy fázových napětí, proudu a sdruženého napětí, od začátku spuštění simulace až po jeho skončení. Blok wordspace zaznamenává data fázového napětí pro další výpočty.

V části **Střídač** zobrazené na Obr. 13 je vymodelovaný trojfázový střídač podle Obr. 4. Jednotlivé prvky byly vymodelované pomocí toolboxu Plesc. V modelu byly jako spínací prvky zvoleny IGBT tranzistory. Reálná zátěž je modelovaná sériovým spojením odporu a cívky. Na výstupu střídače jsou připojeny voltmetry a ampérmetry k měření.

V části modelu **Řídicí obvod** jsou obsaženy algoritmy spínající pro jednotlivé IGBT tranzistory. Blok řídicí obvod se liší v závislosti na typu řízení střídače. Ta to část modelu je detailněji popsána v kapitole 4.1 až 4.3.



Obr. 13: Model třífázového střídače

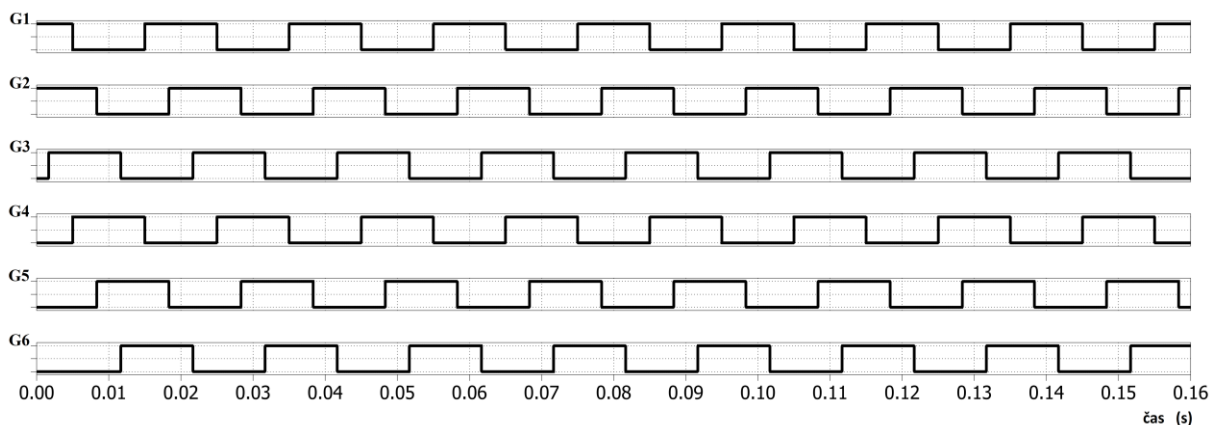
4.1 Modelování obdélníkové řízení

Pro sestavení řídicího obvodu bylo použito šest bloků Pulse Generator. Pulzní generátory generují spínací diagram pro řízení střídače. Průběh výstupního signálu pulzního generátoru lze měnit nastavením velikosti amplitudy, velikost periody, velikostí střídavy a fázového zpoždění.

4.1.1 Parametry obdélníkového řízení

Požadované výstupní napětí lze měnit pomocí nastavení velikosti střídavy generátoru. Dle kapitoly 2.3.2 je patrné, že třífázový střídač má řídicí úhel v rozmezí $\pi/3$ až π , a proto velikost střídavy A je řízena podle vztahu 4.1. m_o může nabývat hodnot od 1 do 0, je-li $m_o = 1$ řídicí úhel $\psi = \pi$, je-li $m_o = 0$ řídicí úhel $\psi = \pi/3$.

$$A = \frac{100}{3} \cdot m_o + \frac{50}{3} \quad (4.1)$$



Obr. 14: Průběh pulzů všech generátorů při $\psi = \pi$

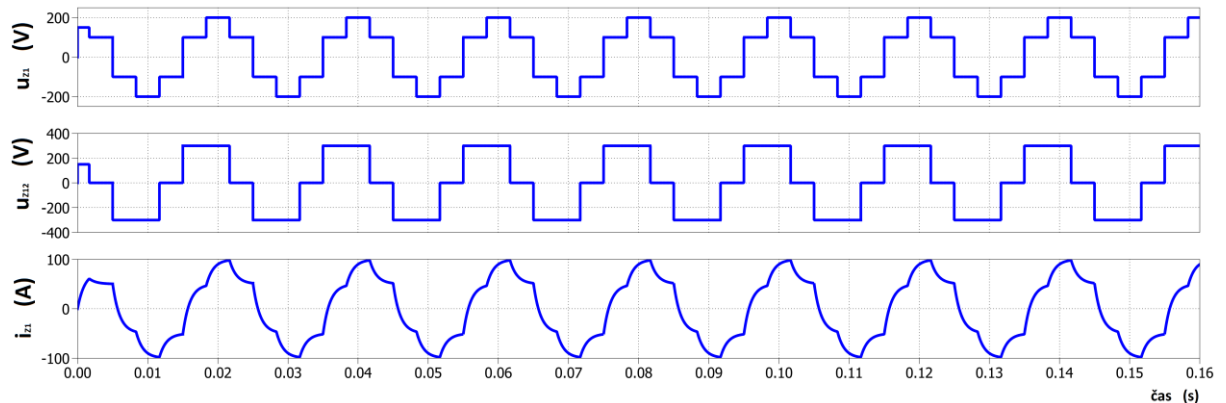
Z Obr. 14 je zřejmé že každý generátor má rozdílné fázové zpoždění, aby bylo zajištěno správné spínání tranzistorů. Hodnoty zpoždění každého generátoru jsou naznačeny v Tab. 2.

G1	$-3/12 \cdot 1/f_{out}$
G2	$-1/12 \cdot 1/f_{out}$
G3	$1/12 \cdot 1/f_{out}$
G4	$3/12 \cdot 1/f_{out}$
G5	$5/12 \cdot 1/f_{out}$
G6	$7/12 \cdot 1/f_{out}$

Tab. 2: Fázové zpoždění generátorů

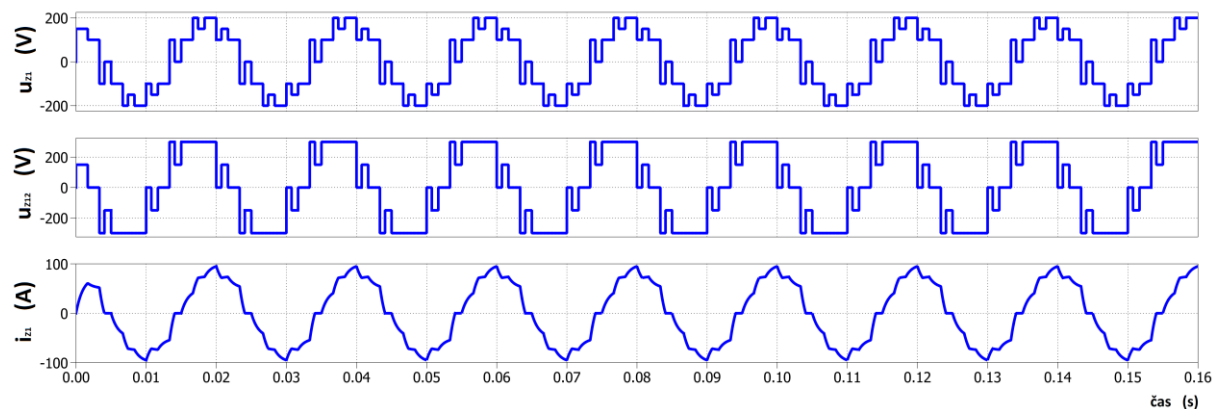
4.1.2 Změna úhlu řízení ψ

Na Obr. 15 je znázorněn výsledný průběh simulace sruženého, fázového napětí a fázového proudu při nastavení parametru: $U_d = 300$ V, $f_{out} = 50$ Hz, $R = 2$ Ω , $L = 2$ mH a řídicí úhel $\psi = 180^\circ$.



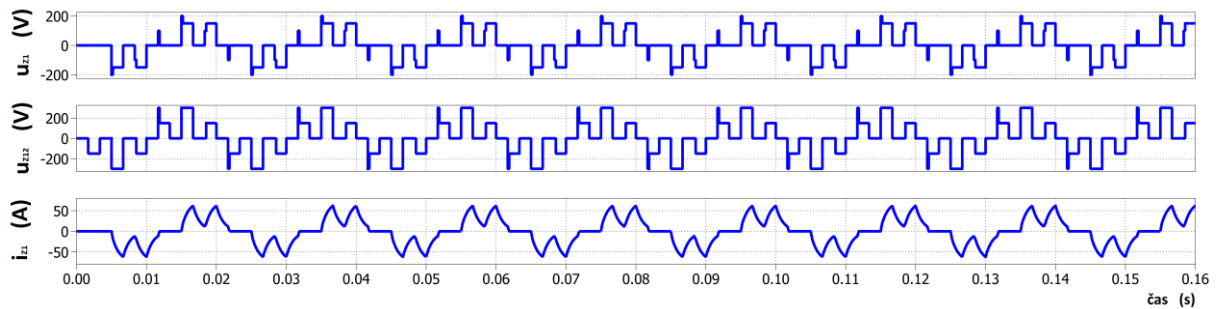
Obr. 15: Průběh fázového, strženého napětí při $\psi = 180^\circ$

Při změně řídicího úhlu na hodnotu $\psi = 150^\circ$, se průběh obou napětí a proudu změní oproti Obr. 15. Oproti řízení $\psi = 180^\circ$ nastávají ve spínacím diagramu oblasti, kde nejsou přivedeny řídicí impulzy ani k jednomu z tranzistorů na dané fázi. V těchto oblastech v závislosti na polaritě proudu vedou zpětné diody. Díky tomu je napětí na výstupu závislé na polaritě proudu. To vede na deformaci sruženého napětí a fázového napětí zátěže.



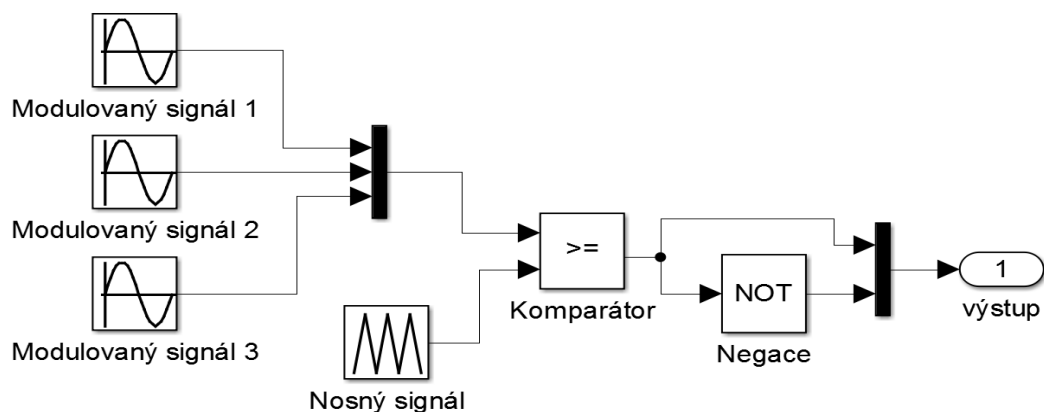
Obr. 16: Průběhy fázových a stržených napětí při $\psi = 150^\circ$

Po dalším snížení řídicího úhlu $\psi = 90^\circ$ se průběhy obou napětí změní na pulzující průběhy a průběh proudu se více deformuje. Výsledné průběhy jsou zobrazeny na Obr. 17.

Obr. 17: Průběhy fázových a stržených napětí při $\psi = 90^\circ$

4.2 Modelování PWM

Schéma pro řízení pomocí PWM je na Obr. 18. Při se stavení řídicího obvodu je potřeba blok Triangle Generator, blok komparátor, blok negace a tři bloku Sine Wave. Blok Triangle Generator generuje pilový signál podle požadavků, lze měnit kmitočet a amplituda pilového průběhu. Blok Sine Wave generuje sinusový signál podle požadovaných parametrů. U výstupního sinusového signálu lze parametry měnit kmitočet a amplitudu.

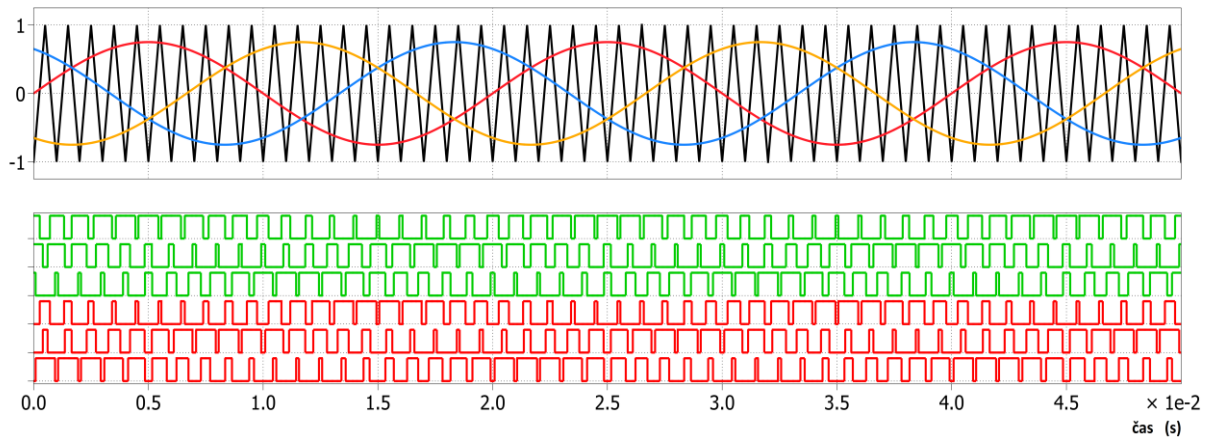


Obr. 18: : Řídicí schéma PWM

4.2.1 Parametry PWM

Parametry napětí na výstupu ovládáme pomocí amplitudy modulačního signálu. Modulovaný signály jsou nastaveny s frekvencí $f_{\text{out}} = 50 \text{ Hz}$ a jsou od sebe navzájem posunuty o 120° . Nosný a modulační signály jsou přivedeny do komparátoru, který porovnává oba signály a vytvoří spínací pulzy pro tranzistory. Z komparátoru vychází tři spínací průběhy pro katodovou část tranzistorů. Průběhy pro anodovou část se signály z komparátoru je nutné znegovat. Průběh PWM a spínací diagram pro tranzistory je naznačen na Obr. 19, kde zelený průběhy jsou pro katodovou část tranzistorů a červený pro anodovou část

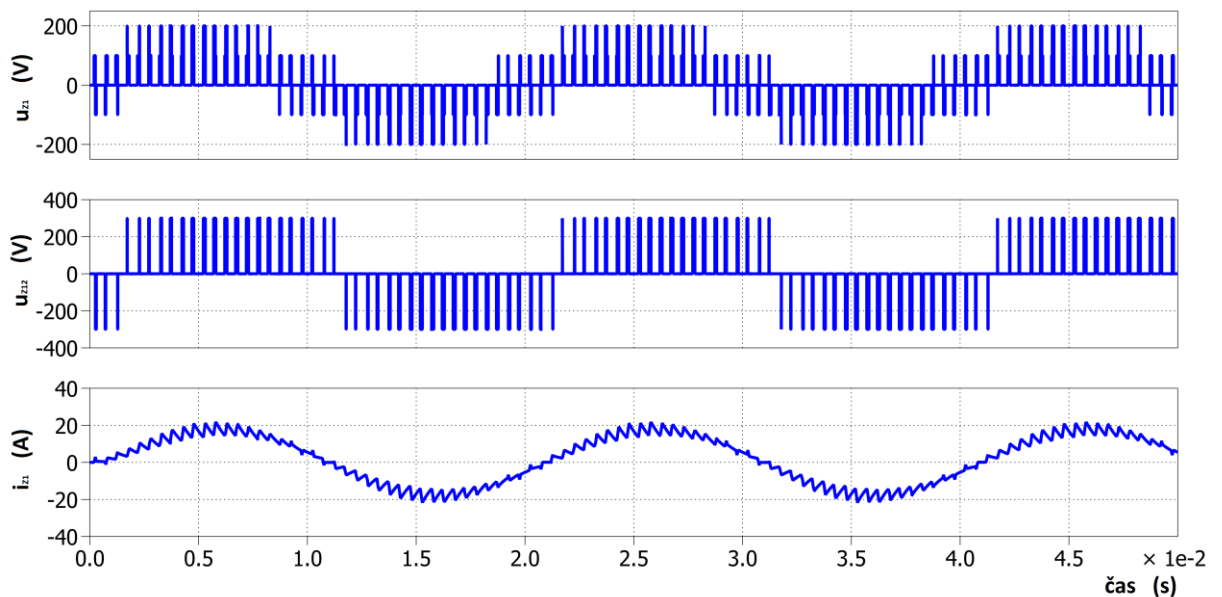
tranzistorů.



Obr. 19: PWM a spínací diagram při $f_{\text{pwm}} = 1000 \text{ Hz}$, $f_{\text{out}} = 50 \text{ Hz}$

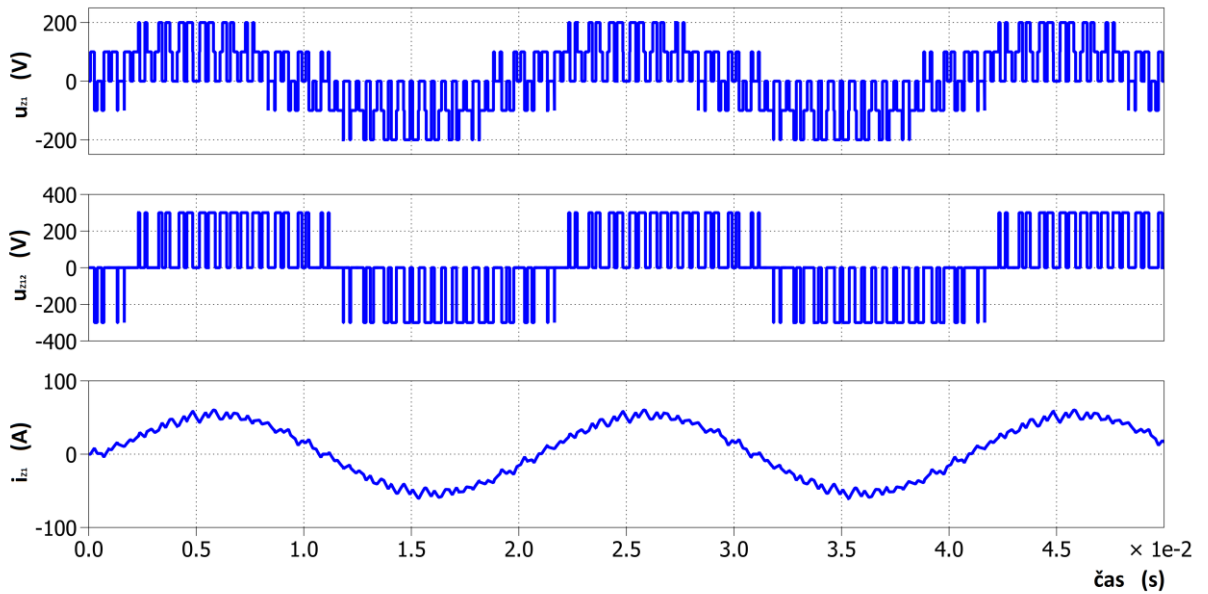
4.2.2 Výstupní napětí a proudy

Výstupní fázové, sdružené napětí a fázový proud při nastavení parametru: $U_d = 300 \text{ V}$, $f_{\text{pwm}} = 1000 \text{ Hz}$, $f_{\text{out}} = 50 \text{ Hz}$, $R = 2 \Omega$, $L = 2 \text{ mH}$, $m_p = 0.25$, $A_n = 1$. Průběhy jsou zobrazeny na Obr. 20.



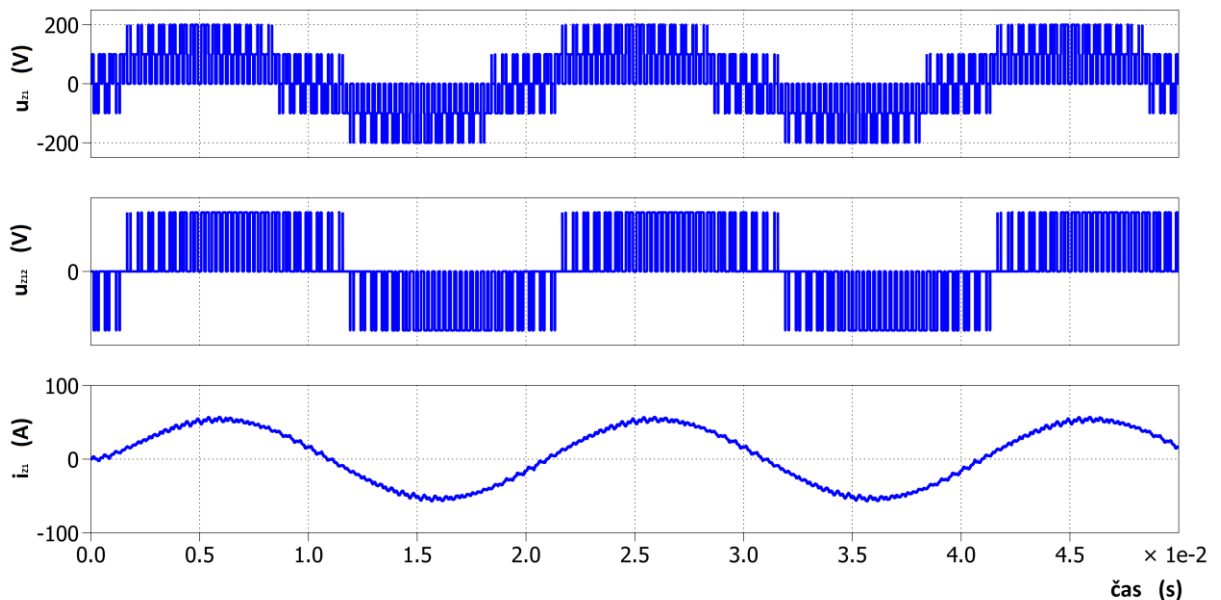
Obr. 20: Průběh fázového, sdruženého napětí a fázového proudu při $m_p = 0,25$

Po změně $m_p = 0,75$ se šířka pulzů, kdy je na sdruženém napětí kladná, nebo záporná hodnota. Obdobně se také snížila doba, kdy je na zátěži nulové napětí. To vedlo k navýšení efektivní hodnoty obou napětí a tím i k navýšení proudu zátěže.



Obr. 21: Průběh fázového, sdruženého napětí a fázového proudu při $m_p = 0,75$

Z průběhu proudu na Obr. 21 je patrné, že proudová křivka kmitá. Průběh proudu lze zlepšit zvětšením frekvence nosného signálu, ale tím dojde i k navýšení počtu pulzů u obou napěťových průběhů a k navýšení spínací frekvence tranzistorů. Průběhy se zvýšenou $f_{pwm} = 2000$ Hz jsou zobrazeny na Obr. 22.

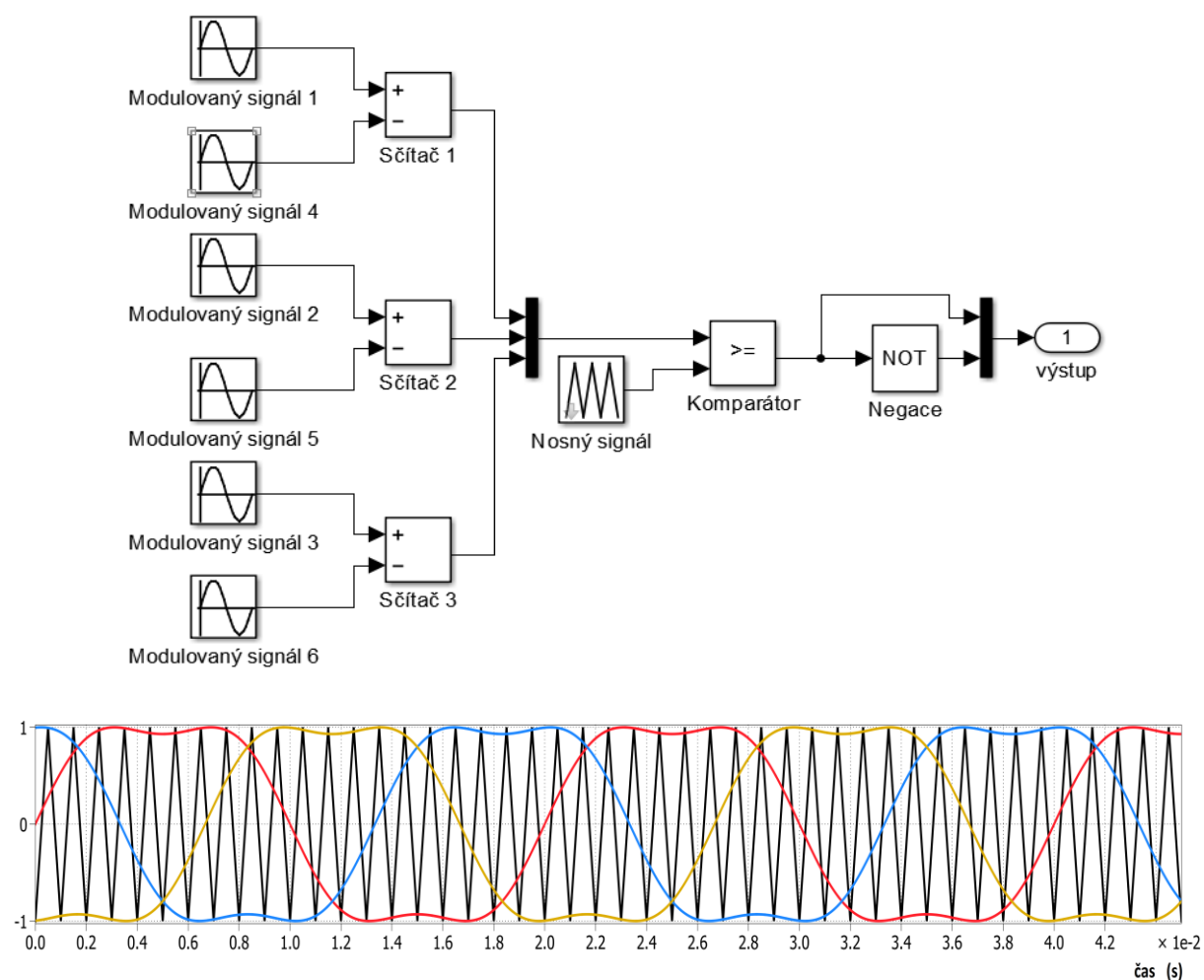


Obr. 22: Průběh fázového, sdruženého napětí a fázového proudu při $m_p = 0,75$, $f_{pwm} = 2000$ Hz

Zvyšování frekvence nosného signálu je limitováno fyzikálními vlastnostmi reálného tranzistoru. Limit je dán dobou vypnutí a zapnutí tranzistoru.

4.2.3 Zvýšení výstupního napětí pomocí třetí harmonické

Zvýšení požadovaného výstupního napětí lze u PWM provést pomocí přidání třetí harmonické složky do modulačního signálu. Pro modelování řídicího schématu lze upravit stávající schéma na Obr. 18, přidáním dvou bloků na každou fázi. Blok Add a Sine Wave. Bloky Add sčítají první harmonikou modulačního signálu s třetí harmonikou modulačního signálu a bloky Sine Wave generují třetí harmonickou. Celé řídicí schéma po úpravě je na Obr. 23.

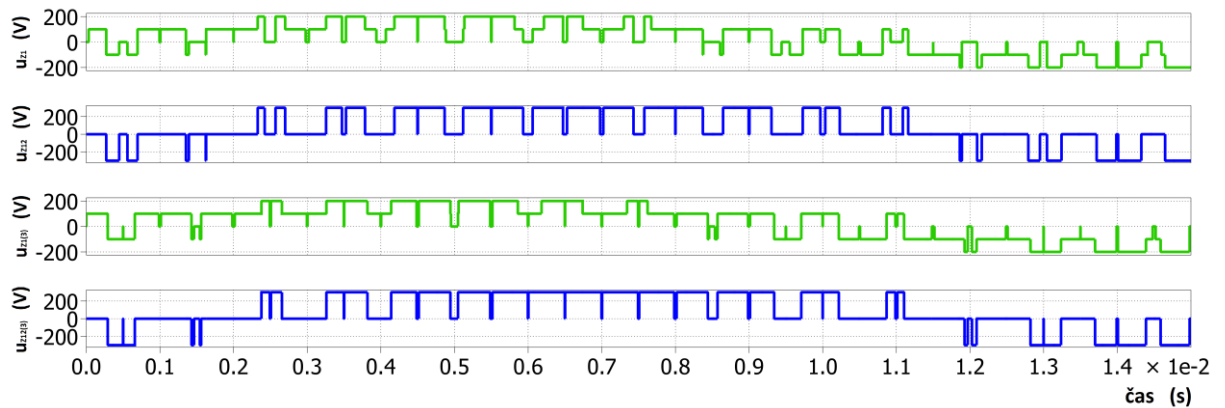


Obr. 23: Řídicí schéma PWM s přidáním třetí harmonické a průběh nosné a modulačního signálu

4.2.4 Porovnání výstupního napětí

Při maximálním požadavku fázového a sdruženého napětí u PWM bez třetí harmonické zvýšíme amplitudu modulačního signálu na velikost nosného signálu. Na Obr. 24 je vidět, že průběhy $u_{z1(3)}$, $u_{z12(3)}$ mají širší napěťové pulzy než u_{z1} , u_{z12} , kde není přidána třetí

harmonická. Jestli jsou širší napěťové pulzy, je i efektivní hodnota napětí větší.

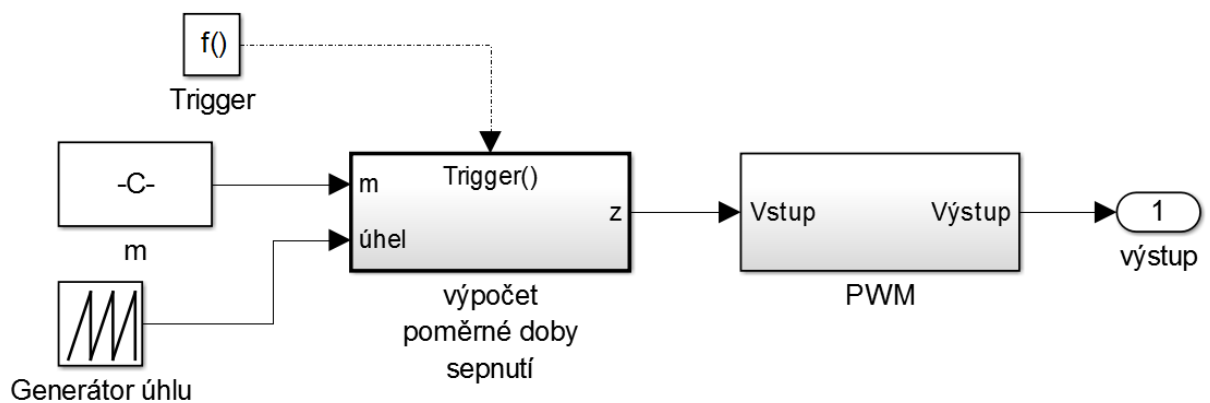


Obr. 24: Průběhy fázového a sdruženého napětí s přidáním třetí harmonické i bez třetí harmonické

4.3 Vektorové řízení

Řídicí schéma vektorového řízení lze rozdělit na dvě části. V první části je, spočítána poměrná doba sepnutí a ve druhé části je tvořen spínací diagram pro tranzistory.

Z Obr. 25 je vidět že jsou použity tři bloky, blok Trigger slouží pro spuštění bloku výpočet poměrné doby sepnutí. Pomocí bloku „m“ je ovládána hloubka modulace a blok „generátor úhlu“ generuje řídicí úhel.



Obr. 25: Schéma vektorového řízení

Pro výpočet poměrné doby sepnutí je nejprve nutné určit sektor dle Tab. 3, ve kterém se nachází mezipolohový vektor.

sektor	úhel
1	$\langle 0^\circ; 60^\circ \rangle$
2	$\langle 60^\circ; 120^\circ \rangle$
3	$\langle 120^\circ; 180^\circ \rangle$
4	$\langle 180^\circ; 240^\circ \rangle$
5	$\langle 240^\circ; 300^\circ \rangle$
6	$\langle 300^\circ; 360^\circ \rangle$

Tab. 3: Určení sektoru [5]

Za druhé se určí fiktivní úhel α v daném sektoru. Je-li mezipolohový vektor ležící v sektoru:

- 1... $\alpha = \text{úhel}$,
- 2... $\alpha = \text{úhel} - \pi/3$,
- 3... $\alpha = \text{úhel} - 2\pi/3$,
- 4... $\alpha = \text{úhel} - \pi$,
- 5... $\alpha = \text{úhel} - 4\pi/3$,
- 6... $\alpha = \text{úhel} - 5\pi/3$.

Za třetí se vypočte poměrná doba sepnutí, pomocí vztahu 4.2 až 4.4.

$$Z_{V1} = m \cdot \sin(\pi/3 - \alpha) \quad (4.2)$$

$$Z_{V2} = m \cdot \sin(\alpha) \quad (4.3)$$

$$Z_{V0} = 1 - Z_{V1} - Z_{V2} \quad (4.4)$$

Kde m nabývá hodnot od 0 do 1, zaleží na požadovaném výstupním napětí. Za čtvrté následuje určení spínacích kombinací a poměrných dob mezi nimi, která sestaví modulační signál. Modulační signál sestavíme pomocí vztahu v daném sektoru. Pro sektor 1:

$$Z_{T1} = Z_{V1} + Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.5)$$

$$Z_{T2} = Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.6)$$

$$Z_{T3} = \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.7)$$

Pro sektor 2:

$$Z_{T1} = Z_{V1} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.8)$$

$$Z_{T2} = Z_{V1} + Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.9)$$

$$Z_{T3} = \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.10)$$

Pro sektor 3:

$$Z_{T1} = \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.11)$$

$$Z_{T2} = Z_{V1} + Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.12)$$

$$Z_{T3} = Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.13)$$

Pro sektor 4:

$$Z_{T1} = \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.14)$$

$$Z_{T2} = Z_{V1} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.15)$$

$$Z_{T3} = Z_{V1} + Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.16)$$

Pro sektor 5:

$$Z_{T1} = Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.17)$$

$$Z_{T2} = \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.18)$$

$$Z_{T3} = Z_{V1} + Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.19)$$

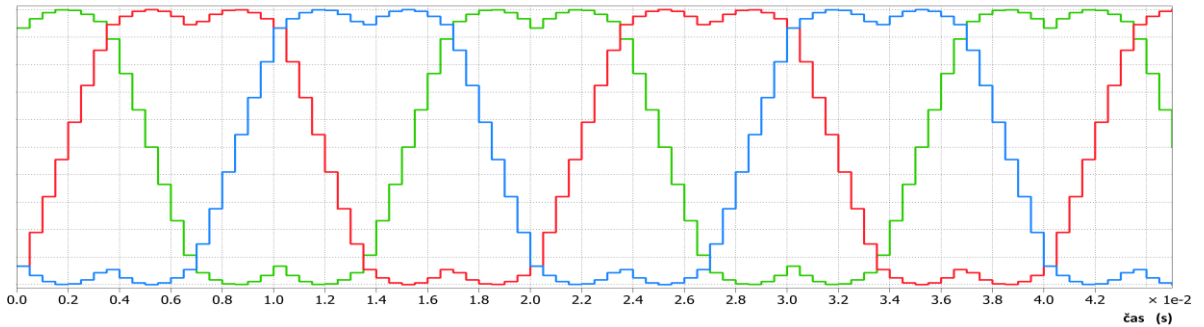
Pro sektor 6:

$$Z_{T1} = Z_{V1} + Z_{V2} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.20)$$

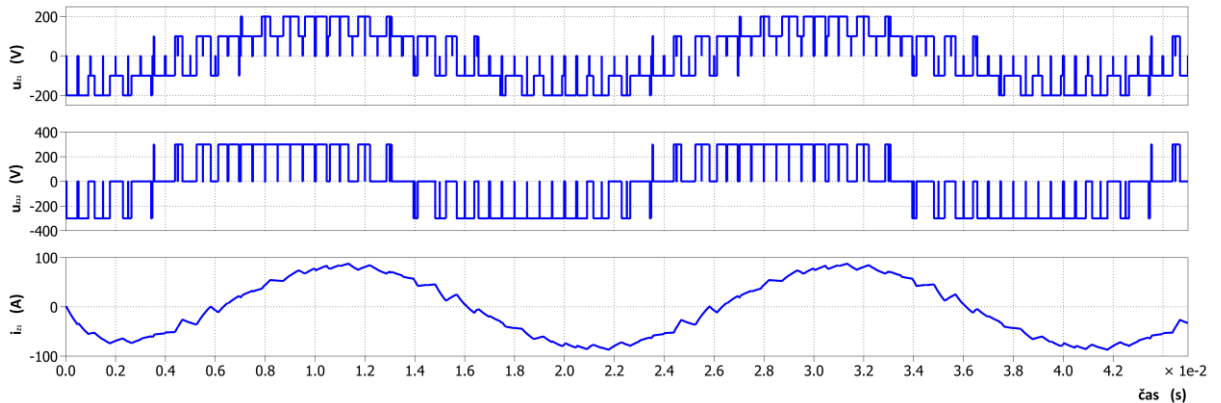
$$Z_{T2} = \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.21)$$

$$Z_{T3} = Z_{V1} + \frac{Z_{V0}}{2} \quad (4.22)$$

Výsledný modulační signál je zobrazen na Obr. 26. Poté k modulačnímu signálu přidáme nosný signál a pomocí koincidence vytvoří spínací diagram pro tranzistory. Na Obr. 27 je zobrazeny výstupní napětí a proud při parametrech: $U_d = 300 \text{ V}$, $f_{\text{pwm}} = 1000 \text{ Hz}$, $f_{\text{out}} = 50 \text{ Hz}$, $R = 2 \Omega$, $L = 2 \text{ mH}$, $m = 1$, $A_n = 1$.



Obr. 26: Modulační signál pro vektorové řízení



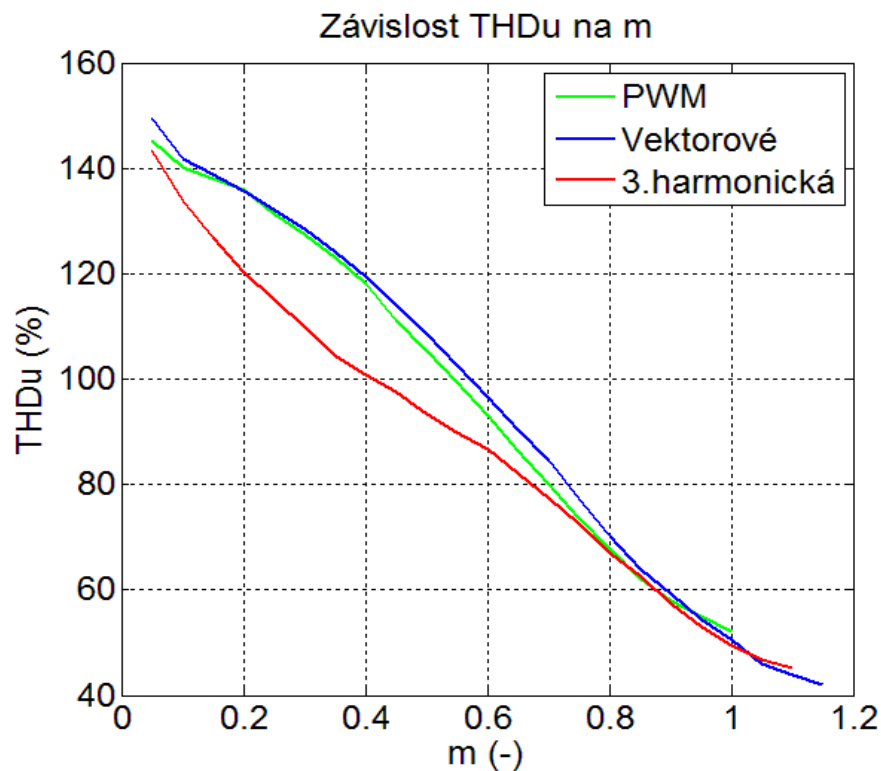
Obr. 27: Výstupní fázové a sdružené napětí a fázový proud při vektorovém řízení

4.4 Porovnání hloubky modulace na THD

Porovnání bylo provedeno u vektorového řízení, PWM a PWM s přidanou třetí harmonickou, při parametrech: $U_d = 300 \text{ V}$, $f_{\text{pwm}} = 1000 \text{ Hz}$, $f_{\text{out}} = 50 \text{ Hz}$, $R = 2 \Omega$, $L = 2 \text{ mH}$, $m = 1$, $A_n = 1$. Pro porovnání je potřeba vypočítat pro každé řízení zvlášť THD_u . U všech třech typu řízení byl pozorován fázový průběh napětí na zátěži a následně bylo pomocí Fourierovy transformace určeno prvních padesát harmonických. Výsledné amplitudy harmonických byly dosazeny do vztahu (4.23) pro výpočet THD_u . Výsledky výpočtu byly vyneseny do grafu na Obr. 28.

$$\text{THD}_u = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} U_h^2}}{U_1} \quad (4.23)$$

U všech třech typu řízení je THD_u nejmenší pro hloubku modulace $m = 1$ a s klesající m neustále roste. Nejhorší výsledek vychází u vektorového řízení, kde pro m od 0 až 0,9 vychází THD_u nejvyšší. THD_u u vektorového řízení a u PWM vychází přibližně stejně s odchylkami jednoho až tří procent. Nejpříznivější THD_u vychází u PWM s přidanou třetí harmonickou, kde od hodnoty $m = 0$ až $m = 0,85$ je THD_u nejmenší. Největší rozdíl je mezi $m = 0,4$ až $m = 0,3$, kdy je THD_u u vektorového řízení a u PWM přibližně o 20% větší. Při řízení s $m = 0,85$ až $m = 1$ je THD_u u všech řízení je přibližně stejný. U vektorového řízení lze hloubka modulace zvýšit o 0,15 a u řízení s přidanou třetí harmonickou o 0,1.



Obr. 28: Graf závislosti THD

5 Závěr

Bakalářská práce se zabývá různým řízením třífázového střídače. V první řadě je popis můstkového a třífázového střídače a jeho správné fungování. Byly popsány jednotlivé typy řízení třífázového střídače. Pomocí teoretických poznatků byl v programu Matlab, Simulink a Plecs vytvořeny simulační modely.

V těchto modelech byly provedeny simulace se třemi druhy řízení, ve všech případech se použilo třífázové zapojení se simulovanou RL zátěží. Bylo zjištěno, že pro obdélníkové řízení je nevhodnější používat řídicí úhel 180° , řízení s menším úhlem vznikají v průbězích napětí nerovnosti. U řízení s pulzně šířkovou modulací lze navýšit výstupní napětí pomocí přidání třetí harmonické složky a zvýšením frekvence nosného signálu vychází kvalitnější průběh fázového proudu. Dále byl porovnán vliv hloubky modulace na THD_u , kde bylo zjištěno, že nejmenší harmonické zkreslení vychází u pulzně šířkové modulace s přidanou třetí harmonickou ale jen do $m = 0,85$ od této hodnoty jsou výsledky všech řízení přibližně stejné. Pro menší hloubky je z hlediska THD lepší použít pulzně šířkovou modulaci s přidanou třetí harmonickou.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] PAVELKA, Jiří, Zdeněk ČEŘOVSKÝ a Jiří LETTL. *Výkonová elektronika*. Vyd. 3., přeprac. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03626-6.
- [2] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. 3., rozš. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2012. ISBN 978-80-261-0143-7.
- [3] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika: TEORIE MĚNICŮ*. Část II. V Plzni: Západočeská univerzita, 1981.
- [4] KŮS, Václav. *Elektrické pohony a výkonová elektronika*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2005. ISBN 80-7043-422-8.
- [5] VAN DER BROECK, H.W., H.-C. SKUDELNY a G.V. STANKE. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 24(1), 142-150. DOI: 10.1109/28.87265. ISSN 00939994. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=87265>
- [6] PAVELKA, Jiří a Jiří JAVŮREK. *Elektrické pohony*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001. ISBN 80-01-02314-1.

Přílohy

Výpočet THD_u:

```
inicializacepro_vetor;
% index
i = 1;
% projede zadany hloubky
for m = 0.05:0.05:1

    % spusteni simulace daneho modelu
    sim ('SVPWMfg');

    % urceni amplitudy jednotlivych frekvenci
    Ynapeti = abs(fft(Napeti.Data))/length(Napeti.Data)*2;
    % promena pro soucet harmonickych
    sumyfft = 0;
    for lk = 2:50
        % pricteni dane harmonicke
        sumyfft = Ynapeti(lk*50+1,1)^2 + sumyfft;
    end
    % podeleni prvni harmonickou
    THDu_single_ = sqrt(sumyfft)/Ynapeti(51)*100;
    THDu_vysledky(i) = THDu_single_;
    m_vysledky(i) = m;
    i = i + 1;
end

% vysledny graf
plot(m_vysledky,THDu_vysledky);
```