

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Synchronní pulzně šířková modulace pro výkonové
měniče**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2017/2018

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Simona FRIEDLOVÁ**
Osobní číslo: **E16N0052P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Synchronní pulzně šířková modulace pro výkonové měniče**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Analyzujte stav poznání v oblasti synchronních a asynchronních PWM pro řízení výkonových měničů.
2. Navrhněte vhodné algoritmy řízení měniče se synchronní PWM.
3. Navrhněte simulační model měniče s asynchronním motorem využívající navržené algoritmy modulace.
4. Analyzujte vlastnosti navržených algoritmů ve vybraných ustálených a přechodových stavech pohonu.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **10. října 2017**

Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2018**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Prof. Ing. Vladimír Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Písní dne 10. října 2017

Abstrakt

Předkládaná práce je zaměřena na modulace pro výkonové měniče, a to hlavně na synchronní modulace. První část se zabývá základními pojmy používanými v oblasti modulací pro řízení výkonových polovodičových měničů spolu s rozdělením a stručným popisem nejznámějších typů modulací. Zmíněny jsou i některé méně známé typy modulací. Důraz bude kladen na algoritmy využívající pulzně šířkovou modulaci a modulaci s prostorovým vektorem. Druhá část je věnována návrhu simulačních modelů měniče pro testování vyvinutých algoritmů. Nejprve je ověřeno, zda poměr mezi spínací frekvencí pily a výstupní frekvencí má vliv na harmonické zkreslení, poté se práce zabývá simulacemi měniče s polární modulací, kde se porovnávají rozdíly mezi synchronní a asynchronní modulací a jaký mají dopad na harmonické zkreslení. Také prověřím synchronní polární modulaci, a jaký vliv na harmonické zkreslení, výstupní proudy a napětí má vliv různý počet fiktivních vektorů. Dalším úkolem bude vyzkoušet další synchronní modulaci. Poslední simulací bude použít vybranou synchronní modulaci pro řízení asynchronního motoru. Výsledky ze simulací jsou podrobně zhodnoceny a porovnávány z kvalitativního hlediska zejména pomocí činitelů harmonického zkreslení.

Klíčová slova

Napěťový střídač, synchronní, asynchronní, modulace, modulace prostorového vektoru, fiktivní vektor, spínací frekvence, PWM, simulace, Matlab, asynchronní motor

Abstract

This thesis is focused on the modulations of power converters, especially synchronous pulse width modulation. The first part deals with the basic concepts used in the field of modulation for control of power semiconductor inverters and the overview and description of the most well known types of modulations. Some of the less well known types of modulation are mentioned too. I will focus on algorithms using pulse width modulation and space vector modulation. The second part is devoted to the design of the simulation models of the inverter for testing the developed algorithms. First, it is verified that the ratio between the switching frequency and output frequency have influence on the harmonic distortion, and then work deals with simulations of converter with polar modulation and their impact on harmonic distortion. I also check synchronous polar modulation, and what influence on harmonic distortion, output currents and voltages have a different number of fictive vectors. Another task will be to try another synchronous modulation. The last simulation will use the selected synchronous modulation to control the asynchronous motor. The results from the simulations are evaluated and compared in a qualitative way especially by factors of harmonic distortion.

Key words

Converter, synchronous, asynchronous, modulation, space vector modulation, fictive vector, switching frequency, PWM, simulation, Matlab, asynchronous motor

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracovala samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

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

.....

podpis

V Plzni dne 23.5.2018

Simona Friedlová

Poděkování

Tímto bych ráda poděkovala vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáši Glasbergerovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky, metodické vedení práce a vřelý přístup.

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
1 ÚVOD	11
1.1 CO JE TO MODULACE	11
1.2 KRITÉRIA HODNOCENÍ MODULACÍ	11
1.3 SPÍNACÍ PODMÍNKY	11
1.4 MODULAČNÍ INDEX	12
2 STRÍDAČ A JEHO MOŽNOSTI SPÍNÁNÍ	12
3 MODULACE PRO VÝKONOVÉ MĚNIČE	13
3.1 DOPŘEDNÉ MODULACE	14
3.1.1 <i>Obdélníkové řízení</i>	14
3.1.2 <i>Pulzně šířková modulace - PWM</i>	15
3.2 ZPĚTNOVAZEBNÍ SCHÉMATA	29
3.2.1 <i>Hysterezní proudová regulace</i>	29
3.2.2 <i>Regulace proudového prostorového vektoru</i>	29
3.2.3 <i>Přímá regulace momentu</i>	30
3.2.4 <i>Prediktivní řízení</i>	30
4 SIMULACE MODULACÍ V MATLABU A JEJICH VÝSLEDKY	30
4.1 MODULACE S NOSNOU	30
4.2 POLÁRNÍ MODULACE	34
4.3 MODULACE BBSC-II	47
4.4 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ S POLÁRNÍ MODULACÍ	49
5 ZÁVĚR	53
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	55

Seznam symbolů a zkratek

C	kondenzátor
γ_k	signál generován na hranicích odpovídající β
β_j	doba sepnutí v τ
e	regulační odchylka
f^*	požadovaná statorová frekvence
f_1	frekvence první harmonické
f_i	frekvence základní harmonické
f_m	skutečná elektrická frekvence rotoru motoru
f_r^*	požadovaná rotorová frekvence
f_s	statorová frekvence
f_{pwm}	spínací frekvence
i	počet zářezů v jednom sektoru
k_u	konstanta jmenovitých hodnot motoru
K_s	synchronizační koeficient
L	indukčnost
λ_k	šířka intervalů, představující trvání sekvencí nulového stavu
m	modulační index
N	počet vzorků na sektor
OŘ	obdélníkové řízení
P	pulzní číslo
p_p	počet pól párů
PWM	pulzně šířková modulace
R	odpor
U_d	napětí meziobvodu, filtru měniče, napětí na kondenzátoru
U_m	amplituda napětí vstupující do modulátoru
$U_{OŘ}$	velikost amplitudy základní harmonické výstupního napětí při OŘ
U_p	velikost amplitudy základní harmonické výstupního napětí při PWM
U_s	velikost statorového napětí [V]
T_0	interval nulových vektorů
T_1	interval ve kterém se vektor nachází na poloze 1
T_2	interval ve kterém se vektor nachází na poloze 2

- T_e interval, ve kterém improvizovaný vektor setrvává na určité fiktivní poloze
- T_s sub cyklus
- THD_i koeficient harmonického zkreslení proudu
- THD_u koeficient harmonického zkreslení napětí
- τ spínací perioda (sektor)
- Ψ_s spřažený magnetický tok
- ω mechanické otáčky motoru

1 Úvod

1.1 Co je to modulace

Modulace obecně slouží k přenášení či zaznamenávání elektrických i optických signálů, které nelze přenést ve své počáteční verzi (modulační signál). Jde o to, že modulačním signálem měníme charakter nosného signálu, který umožňuje přenos. Výsledkem je modulovaný signál. Modulací je velké množství a setkáváme se s nimi v každodenním životě, aniž bychom si uvědomovali, jak důležité pro nás jsou. Využíváme je v mobilních telefonech, tabletech, televizích, modemech, satelitních přijímačích, dopravních prostředcích a mnoho dalších. [2] [6]

1.2 Kritéria hodnocení modulací

Pro řízení elektrických pohonů s vysokou dynamikou potřebujeme výkonovou elektroniku. Nejčastěji se využívají spínací součástky, jako jsou IGBT (Insulate Gate Bipolar Tranzistor), tyristory GTO (Gate Turn Off) nebo IGCT (Integrated Gate Comutated Thyristor). SiC tyristory (Silicon Carbide) mají velký potenciál díky nepotřebnosti zpětných diod a nízkým spínacím a vypínacím časům. Součástky tedy volíme podle jejich vlastností a dle povahy dané aplikace.

Při výběru musíme také zohlednit požadavky na určitou skladbu harmonických složek proudu či napětí nebo nízké zvlnění momentu. Soustavu také ovlivňuje doba odezvy na regulační zásah. Zpoždění je dáno taktováním programu mikroprocesorového regulátoru, kterým je modulační algoritmus realizován. Vhodným nastavením dosáhneme synchronní modulace. Největší roli při volbě modulace hraje zejména výkon měniče, požadavky na dynamiku řízení, požadavky na ztráty, použité spínací prvky a cena. Kvalita modulace se dále posuzuje např. podle četnosti sepnutí součástek při stejné výstupní frekvenci střídače, velikosti základní harmonické při stejném napětí v meziobvodu a podle skladby vyšších harmonických. [1] [5]

1.3 Spínací podmínky

Pro bezpečný chod měniče musí být splněny základní bezpečnostní kritéria, jako jsou minimální doba sepnutí a minimální doba vypnutí. Integrované výkonové moduly mají generování ochranných dob integrované ve své struktuře.

Po vyslání řídicího impulsu chvíli trvá, než se polovodič stane po celé ploše vodivý. Kdyby impuls pro vypnutí přišel moc brzo, vypínací proud by se uzavíral na menší ploše a mohlo by dojít k přehřívání a následnému zničení součástky.

Vypínání také neprobíhá skokově, a proto musíme počkat, až se odčerpají zbytkové nosiče náboje, aby byla součástka schopna přejít do závěrného režimu a nedošlo ke vzniku příčného proudu, který přetěžuje součástku a může dojít i k destrukci. Sepnutím dvou součástek jedné větve dochází ke zkratu stejnosměrného meziobvodu. Dodržováním těchto dob však zkresluje i výstupní signály. Nejviditelnější je tento jev při nízkých otáčkách, kdy je potřeba vygenerovat úzké napěťové pulzy.

Spínací frekvence ovlivňuje výstupní průběhy a skladbu jejich harmonických složek. Je omezena typem součástek. IGBT dosahují frekvencí několika MHz, GTO do několika kHz a SiC až 500 kHz. Vysoké frekvence mohou vyvolávat značné rušení. [5]

1.4 Modulační index

Modulační index slouží pro porovnávání velikostí základní harmonické jednotlivých řízení. Uvažujeme velikost amplitudy základní harmonické výstupního napětí vztaženou k hodnotě napětí dosažené při obdélníkovém řízení. Modulační index tedy pro obdélníkové řízení je roven 1, pro asynchronní pulzně šířkovou modulaci je modulační index 0,785 ze vztahu:

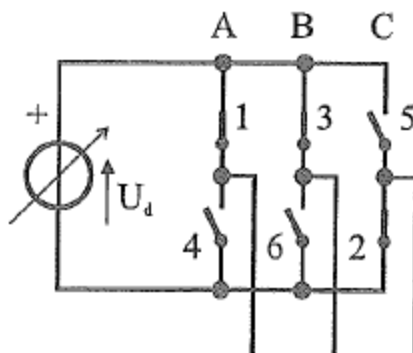
$$m = \frac{U_p}{U_{o\dot{R}}} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_d}{\frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot U_d} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_d}{\frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot U_d} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \quad (1)$$

Kde $U_{o\dot{R}}$ velikost amplitudy základní harmonické výstupního napětí při obdélníkovém řízení, U_d je napětí na filtru měniče, U_p je maximální možná hodnota napětí za použití asynchronní PWM.[1]

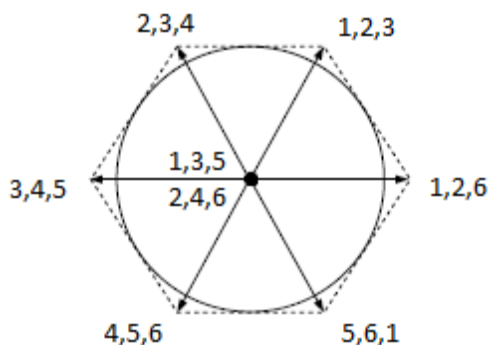
2 Střídač a jeho možnosti spínání

V dnešní době se pro řízení pohonů používají ve valné většině napěťové střídače. Často se také využívají i několikahladinové topologie měničů, které mají lepší průběhy napětí a proudu na zátěži. Já se zaměřím pouze na třífázovou dvouúrovňovou variantu. Pro snazší popisování modulací a jejich principů je na Obr. 2. 1 obecné schéma střídače, kde jsou spínací součástky symbolicky nahrazeny spínači. Anodovou skupinu tvoří spínače 1, 3, 5 a katodovou 2, 4, 6 a zpětné diody jsou zanedbávány. Možnosti sepnutí jsou takové, kdy jsou sepnuty dvě součástky z anodové skupiny a jedna z katodové (123, 234, 345, 456,

561, 612) nebo naopak a pak ještě mohou být sepnuty všechny z anodové nebo katodové skupiny (135, 246), těmito sepnutím se říká nulové stavy. Na Obr. 2. 2 je šestiúhelník tvořen těmito možnými sepnutími neboli napět'ovými vektory. Přepínání volíme vždy tak, aby se měnilo sepnutí pouze jedné součástky. [1] [4]



Obr. 2.1 Obecné schéma střídače [5]



Obr. 2. 2 Šestiúhelník v komplexní rovině tvořen prostorovými vektory

3 Modulace pro výkonové měniče

Modulací pro výkonové měniče je spousta a mnohdy se liší jen v malých rozdílech. Má práce se zaměřuje pouze na modulace pro napět'ové střídače. Dělit modulace můžeme na synchronní a asynchronní. Synchronní modulace se vyznačují tím, že spínací frekvence je celistvým násobkem frekvence výstupní, což má za následek lepší skladbu vyšších harmonických. Asynchronní modulace má spínací frekvenci konstantní a nezávisí na výstupní frekvenci. Výhodou je to, že se využívají spínací schopnosti spínače v celém rozsahu generované frekvence, což ale také znamená, že při nízkých otáčkách se provede mnoho sepnutí během jedné periody. Naopak při vysokých frekvencích může být nedostatek sepnutí na jednu periodu a výsledný signál se pak deformuje. Další dělení může být na dopředné modulace a zpětnovazební modulace jako v [5]:

3.1 Dopředné modulace

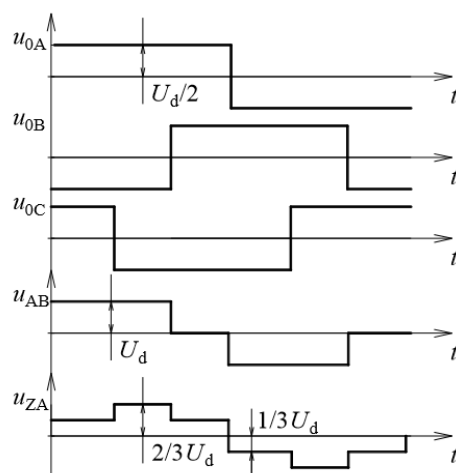
Tyto modulační algoritmy nemají zpětnou vazbu. Požadavek pro modulátor dostává od regulačního algoritmu, který zpracovává odezvy systému z A/D převodníku.

Výhodné je v tom, že provozem při nízkých spínacích frekvencích dosahujeme nižšího harmonického zkreslení a nižších spínacích ztrát, čímž se zvyšuje využití střední hodnoty napětí střídače. Maximálního výstupního napětí první harmonické se dosahuje dopřednou přemodulací. Dopředné řízení momentu dosahuje menšího počtu sepnutí.

3.1.1 Obdélníkové řízení

Obdélníkové řízení je jednoduché a vychází z něj některé modulace. Amplituda obdélníku je konstantní. Pro dosažení změn napětí, bychom museli měnit napětí na ve stejnosměrném meziobvodu U_c . Toto se nepoužívá, protože bychom museli mít ještě zařízení pro regulaci kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu. Řízení kondenzátoru kvůli jeho značné kapacitě není dostatečně dynamické. Ve skutečnosti se využívá toho, že při vysokých otáčkách stroj odbuzujeme. Výstupní proudy jsou značně deformovány, a proto je obdélníkové řízení používáno jen ve speciálních případech větších motorů spolu s jinou modulací např. pro větší otáčky po dosažení hranice generovaného napětí.

Na obr. 3.1.1.1 vidíme tři rozdílné průběhy. První tři naměříme mezi výstupní svorkou střídače a fiktivním středem stejnosměrného meziobvodu. Následující průběh odpovídá sdruženému napětí, které se rovná velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu. Této hodnoty může nabývat v obou polaritách. Další možná hodnota je nula, té dosahujeme při spojení svorek nakrátko. Poslední průběh znázorňuje napětí na fázi při zapojení zátěže do hvězdy. Jedna fáze je spojena s jedním pólem stejnosměrného meziobvodu a druhé dvě jsou paralelně spojené s druhým pólem. Napětí na fázích se tedy dělí v poměru 1:2 a dosahují hodnot $\pm \frac{1}{3} U_d$ nebo $\pm \frac{2}{3} U_d$. Z toho vidíme, že každá součástka vede 180° . Jeden takt trvá 60° , ve kterém vedou vždy tři součástky. Sepnutí se střídají v tomto pořadí: 123, 234, 345, 456, 561, 612. [5]



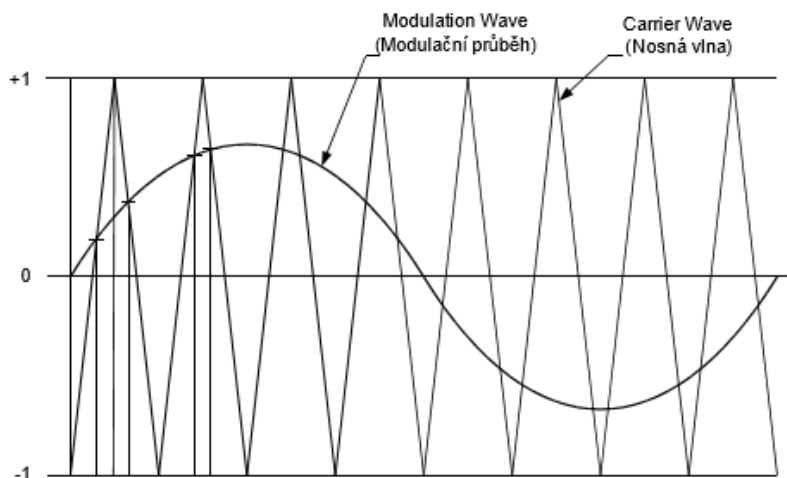
Obr. 3.1.1.1 Průběhy obdélníkového řízení [7]

3.1.2 Pulzně šířková modulace - PWM

Tato modulace je nejvyžívanější pro řízení napěťových střídačů. Vkládáním mezer do obdélníkového průběhu se dostává požadovaný průběh. Oproti obdélníkovému řízení je možné měnit napětí i frekvenci najednou. Výsledkem je dvouhodnotový signál, který nabývá hodnot zapnuto a vypnuto neboli log 1 a log 0. V každé periodě se tyto dva stavy vyskytují v určitém poměru, kterému se říká střída. Tímto tématem se také zabývá článek [10] a podle [5] se dále dělí:

PWM s nosnou vlnou

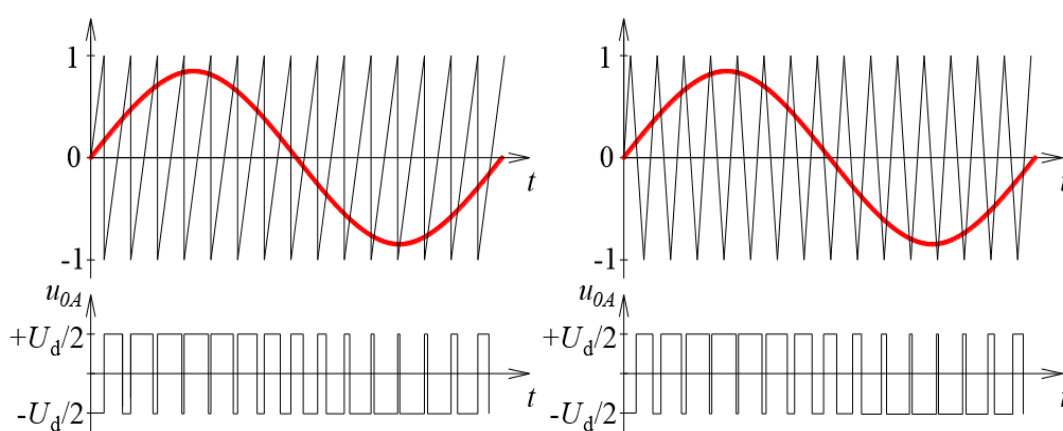
V harmonické skladbě generovaného výstupu je vyjádřena dominantní frekvence. Ta je dána spínací frekvencí asynchronní modulace nebo násobkem generované frekvence u synchronní modulace.



Obr. 3.1.2.1 PWM s nosnou vlnou

Subharmonická PWM

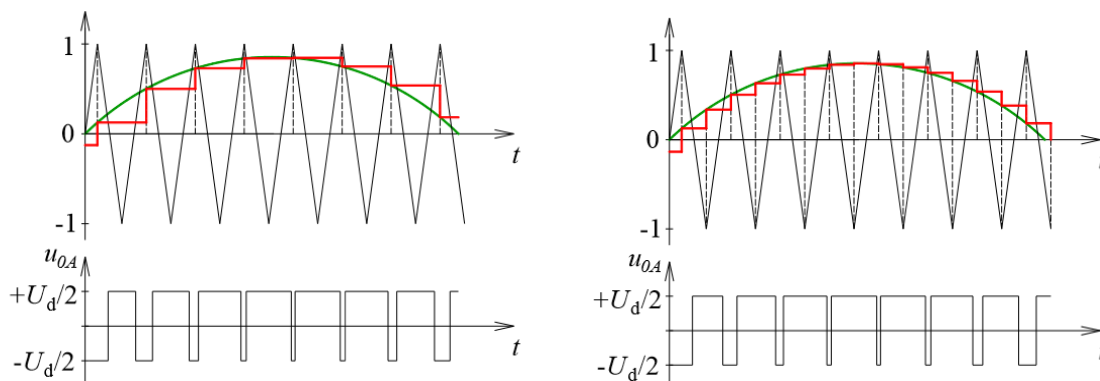
Abychom získali tento dvouhodnotový signál, kterému také říkáme modulovaný signál, musíme porovnat modulační signál (nízkofrekvenční řídicí např. sinusový signál požadovaného fázového napětí) a nosný (vysokofrekvenční pilovitý) signál, který může mít trojúhelníkový nebo pilovitý průběh asymetrický nebo symetrický. V momentě, kdy se tyto signály rovnají, dochází ke změně hodnoty dvouhodnotového signálu tj. přepnutí vedení součástek. Na obr. 3.1.2.2 jsou oba typy nosného signálu a jemu odpovídající spínací pulzy. Pokud bychom je podrobili harmonické analýze, zjistili bychom, že pilovitý průběh nosného signálu zajišťuje menší obsah harmonických složek.[2]



Obr. 3.1.2.2 Princip subharmonické PWM a rozdíl nosného signálu [7]

Subharmonickou PWM rozlišujeme na analogovou a číslicovou verzi. Analogová PWM (Naturally sampled PWM) pracuje se spojitými signály a spínací pulzy jsou generovány hned po koincidenci nosného a referenčního signálu jako na obr. 3.1.2.2. V dnešní době se již hodně systémů provozuje číslicově a ani Subharmonická PWM nezaostává. Číslicová PWM (Regularly sampled PWM) pracuje s diskrétními hodnotami referenčního signálu, protože podléhá vzorkování v čase a kvantování v amplitudě. Sepnutí neprobíhá okamžitě jako v případě analogové PWM, ale s časovou prodlevou, což může mít za následek zkreslené vygenerování spínacích pulzů a následné zvýšení obsahu harmonických napětí na zátěži. Vylepšení pak nastává, pokud se referenční signál vzorkuje jen v amplitudě nosného signálu trojúhelníkového tvaru. První možnost je, že vzorkování probíhá pouze jednou za periodu nosného signálu např. v horní úvrati, tomuto vzorkování říkáme Symmetrical double edge regularly sampled PWM. Asymmetrical double edge regularly sampled PWM je druhá varianta vzorkování referenčního signálu, které se provádí dvakrát za periodu nosného signálu. Pokud je použitý nosný signál pilového tvaru,

vzorkování nastává v okamžiku nulování signálu neboli na začátku periody a nazývá se Single edge regularly sampled PWM. Podrobněji se Subharmonickou PWM zabývá [8] [9].

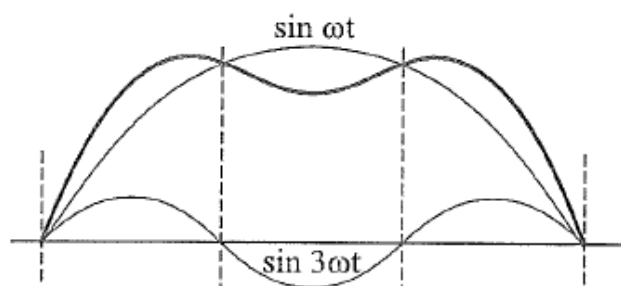


Obr. 3.1.2.3 Symmetrical a Asymmetrical double edge regularly sampled PWM [7]

Deformaci referenčního signálu lze docílit vyššího využití napětí stejnosměrného meziobvodu. Jedná se o přičtení třetí harmonické k referenčnímu signálu první harmonické. Výsledný referenční signál se více podobá obdélníku. Navíc se třetí harmonická neuzavírá v motoru, tudíž nemá na běh motoru rušivý vliv. Modulační index pak vychází:

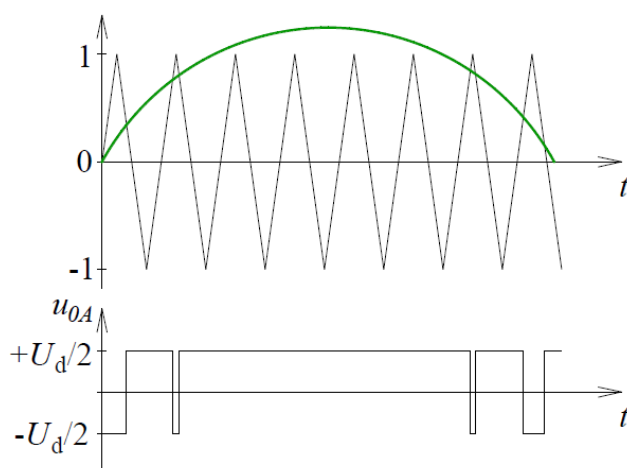
$$m = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = 0,907 \quad (2)$$

Plného využití napětí stejně nedosáhneme kvůli ochranným dobám a napětovým rezervám pokrývající napěťové špičky (hlavně velké motory).



Obr. 3.1.2.4 Deformace referenčního signálu pomocí třetí harmonické[5]

Na obr. 3. 1. 2. 5 je znázorněné, co se stane, když referenční signál přesáhne nosný. V tu chvíli dochází k přemodulování. Znamená to, že nedochází ke koincencím a negenerují se příslušné pulzy, ale je pořád sepnuto a tudíž dochází ke zkreslení signálu. Toto se využívá ke zvýšení amplitudy. Při dalším zvyšování amplitudy jde přejít až do obdélníkového řízení.



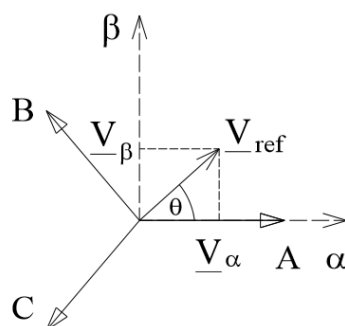
Obr. 3.1.2.5 Přemodulování [7]

Modulace prostorovým vektorem

Tento princip pulzně šířkové modulace, které se také říká polární modulace nebo anglicky Space Vector Modulation – SVM, se liší od předchozího, v tom, že umístění spínacích pulzů je předem dáno. Jednotlivé varianty modulací pomocí prostorového vektoru se liší umístěním a různými kombinacemi spínacích pulzů, což má za následek různý obsah harmonických.

Prostorový vektor je definován pro harmonické i neharmonické veličiny v ustáleném, nebo přechodném stavu, je vypočítáván z okamžitých hodnot fázových proudů či napětí s předpokladem že soustavu tvoří třífázové sinusové vinutí se vzájemným posunutím fází o 120° .

Pro získání prostorového vektoru je nutné použít Clarkovu transformaci. Tato transformace převádí tříosou soustavu (abc) na dvouosou soustavu ($\alpha\beta$). Inverzní Clarkovou transformací pak získáme zpět tři hodnoty napětí. Z obrázku 3. 1. 2. 6 vidíme, že osa a a osa α jsou totožné a leží v reálné ose kartézského systému. Osa β je na ně kolmá a tedy leží v imaginární ose.



Obr. 3.1.2.6 Clarkova transformace [7]

Definice Clarkové transformace:

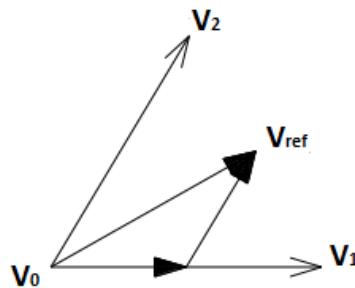
$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} \quad (3)$$

A prostorový vektor je definován:

$$U_{S(t)} = k \cdot (u_{a(t)} + a \cdot u_{a(t)} + a^2 \cdot u_{a(t)}) \quad (4)$$

kde: $k = \frac{2}{3}$ (5)

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (6)$$



Obr. 3.1.2.7 modulace prostorového vektoru [7]

Jak už bylo uvedeno dříve, máme 6 aktivních vektorů a dva nulové vektory. Aktivní vektory se vyskytují na kružnici o poloměru $\frac{2}{3} U_d$ a vytyčují 6 sektorů (obr. 3.1.3.8) Požadovaný vektor V_{ref} postupně mění sektory od 1 do 6, které jsou rovnoměrně rozděleny po 60° elektrických. Pro dosažení libovolné hodnoty se střídá sepnutí dvou základních vektorů (V_1, V_2), mezi nimiž se nachází vektoru odpovídající požadované hodnotě.

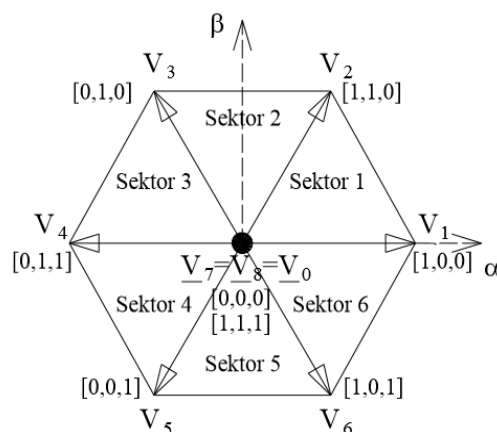
T_σ ... interval, ve kterém by měl improvizovaný vektor setrvat na určité fiktivní poloze

T_1 ... interval ve kterém se vektor nachází na poloze 1

T_2 ... interval ve kterém se vektor nachází na poloze 2

a tedy platí:

$$T_\sigma = T_1 + T_2 \quad (7)$$



Obr. 3.1.3.8 Rozmístění prostorových vektorů a sektorů [7]

Pokud do intervalu T_c zahrneme i interval nulové polohy T_0 , zmenšíme tím velikost fiktivního vektoru. Můžeme tedy vytvořit jakoukoliv polohu vektoru uvnitř šestiúhelníku. Pro největší využití napětí meziobvodu, bychom se měli pohybovat po tomto šestiúhelníku. Pro omezení harmonických se pohybujeme po kružnici jemu vepsané, za cenu snížené maximální amplitudy výstupního napětí. (obr. 2.3.2). [1]

Hvězdicové řízení je jednou z možností jak využít modulaci prostorového vektoru. Rovnoměrným vkládáním pomocných fiktivních vektorů se vytváří hvězdice, spočtem ramen q . Snahou je vložit jich co nejvíce, potom pohyb vektoru připomíná kružnici. V každé poloze by měl vektor zůstat po dobu trvání elektrického úhlu $\sigma = \frac{2\pi}{q}$. Velikosti vektorů pak nabývají hodnot maximálního výstupního napětí na zátěži, tedy $\frac{U_d}{\sqrt{3}}$. Napětí pak můžeme snižovat přidáváním a prodlužováním nulových dob a zkracováním dob T_1, T_2 . [1]

Další algoritmus využívající modulaci prostorového vektoru je **cirkulární řízení**. Zde je sledovanou veličinou spřažený tok statoru ψ_s a požadavkem je, aby se koncový bod vektoru pohyboval po kružnici, která je vymezena dvěma soustřednými kružnicemi s malými rozdíly v poloměrech. Pro splnění této podmínky se v každém sektoru (60°) střídají spínací podmínky, a to vždy při dosažení jedné z hranic vytyčených kružnicemi. Sledovanou veličinou může být i tok či moment. Tento typ modulace již ale patří do kategorie modulací se zpětnou vazbou. [1]

V článku [11] je popsána technika modulace napětí pro vysoko výkonové třífázové napěťové střídače v reálném čase. V důsledku zlepšení rychlých spínacích výkonových polovodičových součástek a řídicích algoritmů, roste zájem o dokonalejší metodu PWM. Vylepšení je požadováno v několika směrech. Jedním z nich je potřeba plného využití stejnosměrného napětí. Při plném využití stejnosměrného napájecího napětí, je dosaženo maximálního výstupního točivého momentu. Dalším důležitým bodem je minimalizace zvlnění proudu a celkových ztrát měniče. Z předchozích kapitol již víme, že výstupní napětí střídače je ovlivňováno různými kombinacemi použití prostorových vektorů a dobou, kterou v nich zůstávají. Pozornost je třeba věnovat hlavně dobám trvání, kdy napětí není nulové a prochází proud. Tyto časy se nazývají „efektivní časy“. V článku byla vyhodnocena doba aplikace pro určitý vektor napětí na základě koncepce průměrného napětí. Časy se vypočítávají pomocí trigonometrických funkcí a skutečné časy spínání pro každé rameno střídače jsou okamžitě odvozeny. To se dělá jednoduše pomocí algoritmu „přemístění efektivních časů“. Během vzorkování je možné kdykoliv přemístit efektivní čas. Modulace může být implementována do mikroprocesoru s nízkým výkonem bez jakýchkoliv přídavných a trigonometrických funkcí a může být snadno použitelná v průmyslových aplikacích. Tato technika je lepší z pohledu využití napětí a skladby harmonických proudů.

Synchronní nosná modulace

U synchronní modulace je poměr mezi spínací frekvencí a výstupní frekvencí konstantní oproti modulaci asynchronní. Když použijeme asynchronní PWM, tak při nízkých výstupních frekvencích bude jedna perioda obsahovat více sepnutí než při vysokých frekvencích. Proto je důležité dát pozor na to, aby spínací frekvence byla dostatečně velká a při jakékoliv používané výstupní frekvenci vycházelo na jednu periodu dostatečný počet spínacích pulzů. Pokud by tento počet nebyl dostatečný, mohlo by dojít ke zkreslení výstupního průběhu. U synchronní modulace je tedy nutné zajistit, aby se s výstupní frekvencí měnila spínací frekvence. Poměr výstupní a spínací frekvence se mění po určitých intervalech výstupní frekvence, čím menší tyto intervaly jsou, tedy zahrnují méně frekvencí, tím je dosaženo lepších harmonických skladeb napětí a proudů. [3] [5]

Článek [12] se zabývá synchronní PWM pro pohony středního výkonu, provozované při nízkých spínacích frekvencích, kvůli snížení spínacích ztrát. Optimální sepnutí je

vypočítáváno off-line, a to za předpokladu, že je stroj v ustáleném stavu. Při změně provozních podmínek se bohužel setkáváme s vysokými nadproudy a dynamickými chybami modulace. Tento problém se řeší uzavřenou smyčkou harmonických složek vektoru statorového toku. Cílová trajektorie vektoru je odvozena z příslušných sledu pulzů, skutečná se však odhaduje. Tento přístup je necitlivý na změny parametrů. To eliminuje nadměrné přechody při změně provozních podmínek.

Synchronní pulzně šířková modulace s upínáním pólů meziobvodu založená na modulaci prostorového vektoru

Spojením dvou metod lze dosáhnout tvaru pulzů PWM s libovolným lichým počtem pulzů, čímž se zachová symetrie průběhu vlny. Navrhované strategie pracují až do OŘ, přičemž zachovává proporcionalitu mezi referenční veličinou a základním napětím generovaným v celém rozsahu. Tyto strategie vedou k menšímu harmonickému zkreslení a k menším špičkovým proudům.[14]

F_{SW} ...Spínací frekvence

F_1 ...první harm.

Pulzní číslo:

$$P = \frac{F_{SW}}{F_1} \quad (8)$$

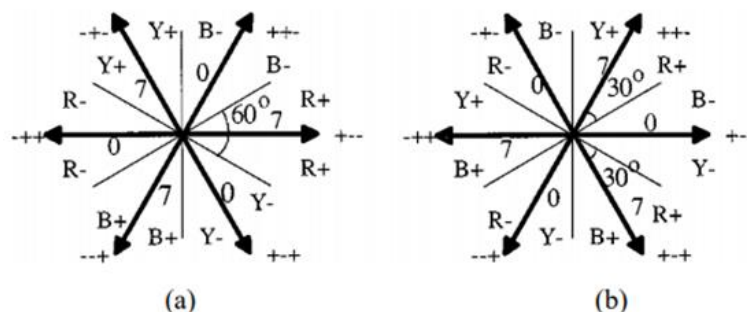
$$M = \frac{0,907}{0,866} \cdot V_{ref} \quad (9)$$

T_S ...sub cyklus

$$T_1 = T_S \cdot V_{ref} \cdot \frac{\sin(60^\circ - \alpha)}{\sin(60^\circ)} \quad (10)$$

$$T_2 = T_S \cdot V_{ref} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(60^\circ)} \quad (11)$$

$$T_0 = T_S - T_1 - T_2 \quad (12)$$



Obr. 3. 1. 3. 9 (a) 60° upínání pólů meziobvodu (b) 30° upínání pólů meziobvodu [14]

Obecně platí, že rovnoměrné dělení T_0 vede k menšímu zvlnění proudu. Sekvence 0127 a 7210 se používají v klasické prostorové vektorové modulaci pro generování

řídícího signálu v sektoru I. Sekvence jako 012, 210, 721, nebo 127, které používají pouze jeden nulový stav, mohou být také použity pro generování řídícího signálu.

Tato metoda využívá upínání meziobvodu. V závislosti na volbě použitého nulového stavu se R-fáze upne na kladný pól nebo B-fáze zůstane upnutá na záporný pól. U upínací PWM se střídavě používají dva nulové stavy po dobu 60° . Nulové stavy se obvykle mění uprostřed každého sektoru kvůli symetrii obr. 3. 1. 3. 9. Použití nulového stavu 7 od středu sektoru VI ke středu sektoru I vede k 60° upínání obr. 3. 1. 3. 9 (a). Použití nulového stavu 0 během uvedeného trvání má za následek 30° upnutí, jak je znázorněno na obr. 3. 1. 3. 9 (b).

Aby byly splněny podmínky pro symetrii půl vlny (HWS) a třífázové symetrie (3PS), musí být v každém sektoru stejný počet vzorků a na stejných pozicích. (tj. vzorkovací frekvence musí být násobek šestinásobku základní frekvence.) Podobné sekvence musí být použity k vytváření řídicích signálů na stejných místech v různých sektorech. Návrh synchronní PWM s modulací vektoru v reálném čase musí splnit následující tři podmínky pro symetrii tvaru vlny, a zajištění, že nedojde k současnému přepínání více než jedné fáze.

- 1) počet vzorků za sektor (N)
- 2) správné pozice vzorků v rámci sektoru
- 3) správné spínací sekvence použité ke generování každého vzorku v sektoru.

Vzorek může být generován v sektoru I buď s fází R upnuté ke kladnému pólu, nebo k fázi B upnuté k zápornému pólu. Proto jsou pojmenovány jako upínací fáze sektoru I. Y-fáze nemůže zůstat upnutá, protože musí být schopna přepnout pro jakýkoliv přechod z jednoho aktivního stavu na druhý. Proto je označována jako neupínací fáze sektoru I. Pokud je počáteční stav sektoru pro sektor I 0 nebo 7, potom musí počet přepnutí každé fáze v daném odvětví nabývat lichých hodnot. Je-li aktivní stav 1, pak počet přepnutí fáze Y- nabývá lichých hodnot a obě upnuté fáze musí přepínat se sudým počtem přepnutí v rámci sektoru. Celkový počet přepnutí tří fází v rámci sektoru musí být lichý. Tato pravidla mohou být zobecněna do jakéhokoli sektoru následovně.

- 1, neupnutá fáze musí přepínat ve středu sektoru
- 2, neupnutá fáze musí přepínat s lichým počtem přepnutí
- 3, obě upnuté fáze musí přepínat stejným počtem přepnutí v sektoru (lichým nebo sudým)

Základní upínání pólů II (BBCS-II)

Cílem je vypracovat PWM s upínáním pólů s $P = 5, 9, 13, 17 \dots$ se zachováním symetrií vln. Celkový počet sepnutí všech tří fází nebo počet přechodů v rámci sektoru se rovná hodnotě pulsního čísla P . Pro vytvoření libovolného řídicího signálu, je zapotřebí alespoň jedno přepnutí upínací fáze a jedno přepnutí neupínací fáze. Vzhledem k danému počtu vzorků na sektor N , je vyžadováno nejméně $2N$ přepnutí. Nicméně za této podmínky nelze použít nulový stav. Pokud chceme použít nulový stav jednou v každém sektoru, je zapotřebí další přepnutí. Proto $P = (2N + 1)$ je minimální požadovaná hodnota pulzního čísla P pro generování N vzorků na sektor, přičemž je udržena i symetrie průběhů. Když je $P = 5, 9, 13, 17 \dots$ a $P = (2N + 1)$, tak N musí být sudé.

Obě fáze se musí přepínat $N/2$ krát a neupnutá fáze musí přepínat v okamžiku odpovídající středu sektoru. Aby to bylo zajištěno, je jednou z možností vzorkovat ve středu sektoru, tj. ($\alpha=30^\circ$), a použít sekvence 0127 nebo 7210. Nebo mohou být ve středu sektoru dva vzorky, které jsou rovnoměrně rozděleny z obou stran a použijí se sekvence 012, 127 nebo 721, 210.

Pro konstrukci sekvencí mohou být vzorky uvnitř sektoru seskupeny do prvních $(N-2)/2$ vzorků, středních dvou vzorků a posledních $(N-2)/2$ vzorků, jak je uvedeno v tabulce 1. Pokud je 0 počáteční stav sektoru, pak musí být sekvence 012, 210, ..., 012, 210 použity pro prvních $(N-2)/2$ vzorků, sekvence 012, 127 pro prostřední dva vzorky pro změnu nulového stavu z 0 na 7 a sekvence 721, 127, ...721, 127 pro poslední $(N-2)/2$ vzorků jako je uvedeno v tabulce 1. V případě, že sektor začíná se stavy 0 a 7, sekvence pro prvních $(N-2)/2$ vzorků, začínají a končí stejným stavem, což znamená, že $(N-2)/2$ vzorků musí být sudé číslo nebo $(N-2)/2 = (2n-2)$, kde n celé kladné číslo. Proto $N = 4n - 2 = 2, 6, 10 \dots$ jak je ukázáno v tab. II. Proto $P = 2N+1 = 5, 13, 21, \dots$. V případě že počáteční stav je 1, $(N-2)/2$ musí být liché číslo nebo $(N-2)/2 = (2n-1)$, kde n je kladné celé číslo. Tedy $N = 4n = 4, 8, 12 \dots$ a $P = 2N+1 = 9, 17, 25, \dots$

Tabulka 1 BBCS-II [14]

Počáteční stav sektoru	Sekvence pro první $(N-2)/2$ vzorky	Sekvence pro střední dva vzorky	Sekvence pro poslední $(N-2)/2$ vzorky	Konečný stav sektoru	$(N-2)/2$	N	Typ upínání
0	012, 210, ... 210	012, 127	721, 127, ... 127	7	$2n-2$	$4n-2$	30°
1	127, 721, ... 127	721, 210	012, 210, ... 012	2	$2n-1$	$4n$	60°
7	721, 127, ... 127	721, 210	012, 210, ... 210	0	$2n-2$	$4n-2$	60°

Vzorkování na hranicích - boundary sampling strategy (BSS-II)

V tomto případě se generují vzorky na hranicích sektorů. V případě přechodu ze sektoru VI na sektor I je použita sekvence 010 nebo 101 s rozdělením T_0 nebo T_1 na dvě poloviny. Tento vzorek je nazýván "hraniční vzorek" a sekvence jako "hraniční sekvence". Vzorky v sektoru mohou být seskupeny jako hraniční vzorky, střední dva vzorky a $(N-3)/2$ vzorků před a po středních dvou vzorcích, jak je uvedeno v tabulce 2. Sekvence mohou být konstruovány s ohledem na dvě možné hraniční sekvence 010 nebo 101. Pokud je hraniční sekvence 010, pak sekvence 012, 210 jsou použity pro generování dalších $(N-3)/2$ vzorků jak je uvedeno v tabulce 2. Potom se provádí změna nulového stavu ve středních dvou vzorcích pomocí sekvencí 012,127. Sekvence 721, 127 se používají ke generování $(N-3)/2$ vzorků, které následují dva střední vzorky. V tomto případě musí být $(N-3)/2$ vzorků sudé číslo, tj. $(N-3)/2 = (2n-2)$, kde n je kladné celé číslo. Proto $N = (4n-1) = 3, 7, 11 \dots$ a $P = 7, 15, 23 \dots$. Volba nulového stavu vede k 30° upínání.

Pokud je použita hraniční sekvence 101, pak sekvence musí být, jak je uvedeno v tabulce 2. V tomto případě lze vidět, že $(N-3)/2$ musí být liché číslo, tj. $N = 4n+1$, kde n je celé kladné číslo Proto $N = 5, 9, 13 \dots$ a $P = 11, 19, 27 \dots$. Použité sekvence vedou k 60° upínání s malou nespojitostí ve středu trvání upnutí. Tato strategie vytváří PWM s $P = 7, 11, 15, 19 \dots$

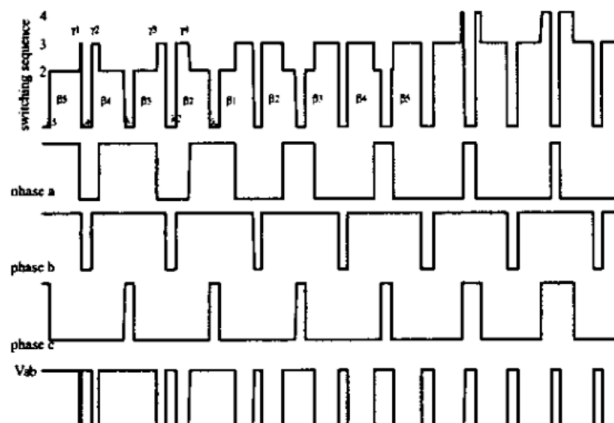
Tabulka 2 BSS – II [14]

Sekvence pro vzorek $\alpha=0^\circ$	Sekvence pro první $(N-3)/2$ vzorky	Sekvence pro střední dva vzorky	Sekvence pro poslední $(N-3)/2$ vzorky	$(N-3)/2$	N	Typ upínání
010	012, 210, ... 210	012, 127	721, 127, ... 127	$2n-2$	$4n-1$	30°
101	127, 721, ... 127	721, 210	012, 210, ... 210	$2n-1$	$4n+1$	60°

Synchronní pulzně šířková modulace s modulací prostorového vektoru s algoritmy v reálném čase

Článek [15] detailně popisuje novou metodu dopředné synchronní PWM. Aplikuje se na spojitou modulaci prostorového vektoru. Aby se zajistil plynulý přechod při změně počtu pulzů na sektor bez rázů a zachovala se i symetrie čtvrt vln, vytváří se speciální synchronizační signály na hranicích sektorů. Článek popisuje i postup při postupném přechodu ze spojitě do nespojitě synchronní PWM při vyšších hodnotách první harmonické. Pro popis modulace se opět používá 6 aktivních vektorů a 2 nulové.

Na obr. obr. 3. 1. 3. 10 je ukázána spínací sekvence 7230327 pro sektor I.



Obr. 3. 1. 3. 10 řídicí a výstupní signály čtvrt periody spojitě PWM při hraniční frekvenci F_5 [15]

β_j ...doba sepnutí v τ

τ ...spínací perioda (sektor)

γ_k ...signál generován na hranicích odpovídající β (menší díl dvou částí signálu β)

λ_k ...šířka zářezů, představují trvání sekvencí nulového stavu

i ...počet zářezů v jednom sektoru (zahrnuje i zářezy na hranicích)

N ...počet pulzů za půl periody

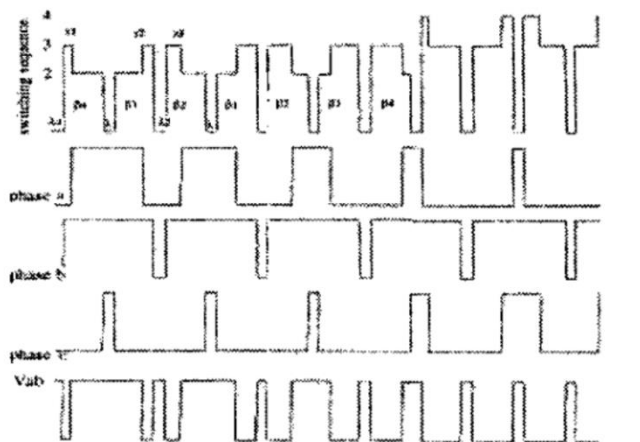
F_i ...frekvence 1. harmonické (pro konvenční i synchronní spojitou PWM)

$$F_i = \frac{1}{2N\tau} = \frac{1}{6(2i-1)\tau} \quad (12)$$

$i=5, N = 6i-3=27$

Pokud chceme zvýšit základní frekvenci, musí se následující vyšší frekvence vypočítat:

$$F_i = \frac{1}{6(2i-3)\tau}, \quad i = 4 \quad (13)$$



Obr. 3. 1. 3. 11 řídicí a výstupní signály čtvrt periody spojitě PWM při hraniční frekvenci F_4 [15]

Základní frekvence se zde zvýší o 27/21 v porovnání s předchozí frekvencí, za předpokladu že spínací frekvence je konstantní. Celková šířka aktivních spínacích stavů během dílčího cyklu (parametry β_j z předchozího cyklu) je přímo úměrná funkci $m[\sin(60^\circ - \alpha) + \sin(\alpha)]$. Signál β_1 , který je vytvořen ve středech 60° intervalů, kde $\alpha = 30^\circ$, má maximální šířku, protože zde je maximální hodnota součtu dvou sinových funkcí. Součet se v tomto případě rovná jedné. S přihlédnutím k této skutečnosti, poměr trvání odpovídajících celkových aktivních spínacích stavů β_j k centrální β_1 , může být psán jako:

$$\frac{\beta_j}{\beta_1} = \sin(60^\circ - \alpha_j) + \sin \alpha_j, \quad j = 2 \dots i \quad (14)$$

Relativní šířka poklesů γ z celkové doby sepnutí (β - γ) se rovná:

$$\frac{\gamma_k}{\beta_{i-k+1}} = \frac{\sin(\alpha_{i-k+1})}{\sin(60^\circ - \alpha_{i-k+1})} + \sin(\alpha_{i-k+1}) \quad (15)$$

Jedou ze základních myšlenek navrhované metody PWM je průběžná synchronizace poloh všech centrálních signálů β_1 v centrech sektorů a podle nich se generují ostatní signály β a γ . Pro zajištění přesné realizace algoritmů vektorové synchronní PWM je použita sada jednoduchých řídicích funkcí spojujících napěťové parametry se základními a spínacími frekvencemi systému, které jsou založeny na jednoduchých transformacích jako např.:

$$\beta_j = \beta_1 \cdot \sin(30^\circ - \alpha_j) \quad (16)$$

a zároveň poloha úhlu α_j , odpovídající středu β , je rovna:

$$\alpha_j = 30^\circ - (j - 1) \cdot \tau, \quad j = 1, \dots, i \quad (17)$$

pro synchronní řízení je:

$$\beta_j = \beta_1 \cdot \cos((j - 1) \cdot \tau), \quad j = 2, \dots, i \quad (18)$$

Délka trvání zářezů pro synchronní řízení:

$$\lambda_j = \frac{\tau - (\beta_j + \beta_{j+1})}{2}, \quad j = 1, \dots, i - 1 \quad (19)$$

Pro zajištění symetrických změn napěťových vln s plynulou změnou spínacích poměrů, by měla být provedena specializovaná kontrola signálů postavených blízko hranic sektorů v souladu s navrhovaným způsobem synchronní spojitě PWM. Takže během přechodu mezi dvěma základními frekvencemi F_i a F_{i-1} , se používají speciální regulační funkce pro změnu těchto signálů ($\lambda_i = \lambda'$, $\beta_i = \beta''$ a γ_1).

$$\text{Pro průběh na obr. 3. 1. 3. 10: } i = 5, \lambda_5 = \lambda_i = \lambda', \beta_5 = \beta_i = \beta'' \quad (20)$$

$$\text{Pro průběh na obr. 3. 1. 3. 11: } i = 4, \lambda_4 = \lambda_i = \lambda', \beta_4 = \beta_i = \beta'' \quad (21)$$

Rovnice (23) - (25) pro stanovení těchto parametrů, zahrnují speciální synchronizační koeficient K_s (12). Ten zajišťuje hladké postupné quasi lineární přechody těchto signálů, a to od jmenovité hodnoty až k nule mezi hranicemi frekvencí F_i a F_{i-1} .

$$K_s = 1 - \frac{F - F_1}{F_{i-1} - F_i} \quad (22)$$

$$\beta_j = \beta'' = \beta_1 \cdot \cos((j - 1)\tau) \cdot K_s \quad (23)$$

$$\lambda_i = \lambda' = (\tau - \beta'') \cdot K_s \quad (24)$$

$$\gamma_1 = 3\beta'' \cdot (\lambda' \beta'') \cdot F \cdot K_s \quad (25)$$

Jelikož výkonové spínací součástky nejsou zcela dokonalé a spínání a vypínání je ovlivněno zapínacími a vypínacími časy, tak časy β'' , λ' , γ_1 nesmí být menší než jejich minimum. Tudíž musí být komutace prováděna s ohledem na tyto podmínky.

PWM bez nosné vlny

Touto modulací potlačujeme dominantní frekvence, které způsobují hlučný chod motoru (magnetostrikce, rezonance aktivního železa a ostatních částí).

PWM založená na metodě vylučování vyšších harmonických

Základem této metody je numerické vypočítávání úhlů sepnutí x_1 až x_H . S rostoucím H roste počet vyloučených harmonických. Harmonické, jejichž řád je dělitelný 3, se nevylučují, protože se nepřenáší na zátěž. Rovnice, kterými se vypočítávají úhly sepnutí, vedou na soustavu H rovnic s H neznámými. Při vylučování 5., 7., a 11. harmonické, $H = 3$. Přidáním jedné rovnice můžeme stanovit velikost základní harmonické. Výpočty potřebné k určení úhlů a stanovení velikosti první harmonické nalezneme v [1].

Prediktivní řízení pro víceúrovňové měniče se selektivní eliminací harmonických

Tato metoda kombinuje prediktivní řízení s metodou selektivní eliminace vyšších harmonických vhodné také pro víceúrovňové měniče. Na základě požadavku pracovního bodu systému se získá předepsaný napěťový vzorec pro selektivní eliminaci harmonických, který je považován jako požadovaný řídicí parametr. Následně je ztrátová funkce formulována za použití referenčních hodnot z obou využitých metod. Podle navrhované

referenční a ztrátové funkce regulátor pro prediktivní řízení upřednostňuje sledování výstupního proudu měniče v přechodových stavech při zachování eliminace harmonických v ustáleném stavu. Touto metodou se získává rychlá dynamická odezva v průběhu přechodů a v ustáleném stavu je dosaženo předem stanoveného spektra napětí a proudu s nízkou spínací frekvencí. Více o této metodě najdeme v [17].

Strategie eliminace harmonických PWM v reálném čase

Jedná se o vektorové řízení pomocí PWM, které v reálném čase blíže určuje vhodné spínací úhly pro eliminaci harmonických. Výpočet aktivních a nulových vektorů je prováděno pomocí vzorkování v reálném čase dvou fázově posunutých sinusových vln představující funkce modulující jednotlivé fáze. Více o této metodě najdeme v [18].

Článek [19] se podrobněji zabývá výpočty spínacích úhlů pomocí nelineárních rovnic. Spínací úhly jsou definovány sadou nelineárních rovnic a pro vyřešení těchto rovnic je použit algoritmus předpovědi pro výpočet počátečních hodnot, které jsou aproximací prvního řádu přesných řešení. S těmito předpovědními počátečními hodnotami může být Newtonův algoritmus spojen s nalezením řešení v rámci obvykle pouze jedné nebo dvou iterací. Jde o nový přístup k řešení problémů selektivní eliminace harmonických PWM-obyčejnými diferenciálními rovnicemi.

3.2 Zpětnovazební schémata

Jak název vypovídá, tato metoda využívá zpětné vazby. Spínací pulzy jsou ovlivněny skutečnou hodnotou zkoumané veličiny, kterou porovnáváme s její požadovanou hodnotou. Tady je výčet nejpoužívanějších:

3.2.1 Hysterezní proudová regulace

Tato regulace využívá regulátorů s hysterezí a proud se tedy pohybuje mezi dvěma sinusovými křivkami, které tvoří meze. Provedení je jednoduché a může se provozovat na vyšších frekvencích, což kompenzuje horší kvalitu modulace. Používá se především pro nižší výkony.

3.2.2 Regulace proudového prostorového vektoru

Tato regulace napodobuje regulaci cize buzeného stejnosměrného motoru, kde se řídí budící proud a proud kotvy zvlášť. Chtěné je to z toho důvodu, protože budící proud

vytváří magnetický tok a této složce říkáme tokotvorná složka a proud kotvou je úměrný momentu a tudíž je to momentotvorná složka. Stejnoseměrný motor má oproti asynchronnímu stroji vinutí těchto složek oddělené a tak je řízení jednoduché. Problém s oddělením těchto složek řeší regulace proudového prostorového vektoru neboli vektorové řízení. Toto řízení je velice účinné, rychlé, dynamické a řeší i přechodové děje a proto je vhodné i pro velice náročné pohony. [1]

3.2.3 Přímá regulace momentu

Sledovanou veličinou už není napětí, ale reguluje se přímo moment ve zvoleném tolerančním pásmu, jehož minimální šířka je omezena dynamickými vlastnostmi střídače a rychlostí výpočtu. Pracuje se s transformací souřadnic do os α , β S momentem musíme sledovat a regulovat i průběh prostorového vektoru magnetického toku po zadané křivce. Nejznámějšími jsou Depenbrockova metoda a Takahashiho metoda. [16] [22]

3.2.4 Prediktivní řízení

Toto řízení je založeno na předvídání chování systému na základě jeho modelu. Hlavní myšlenkou prediktivního řízení je, že pro každou vzorkovací periodu hledá jeden, obvykle i více akčních zásahů pro několik dalších period vzorkování. Náročnost modelu určuje, kolik zásahů má být dopředu vypočteno.

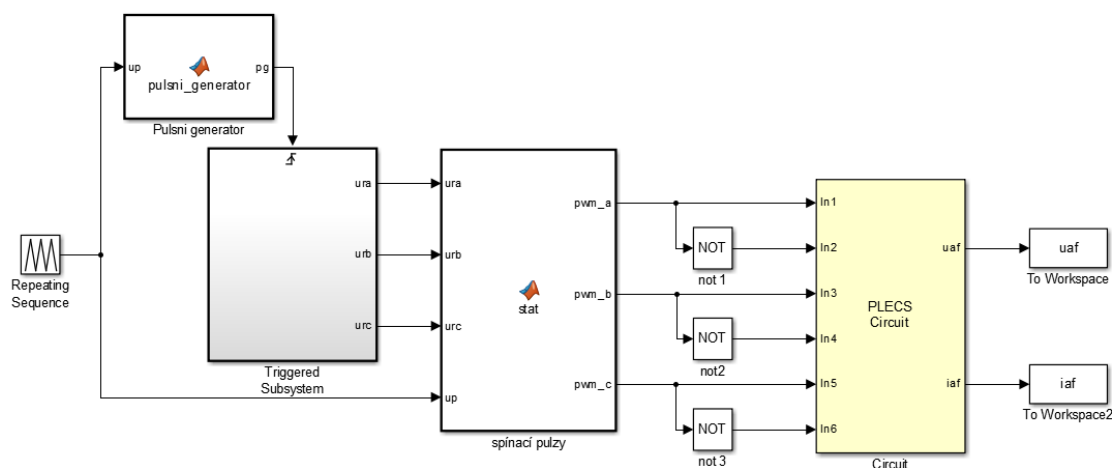
Regulovat se může i více veličin, pak se výpočty komplikují a posloupnost akčních zásahů musí být vypočtena tak, aby postup vyhovoval všem omezením a požadavkům na zahrnuté veličiny. Podrobnější popis nalezneme v [20] a článku [21] se můžeme dočíst více o variantách prediktivního řízení (proudu či momentu) a srovnání s přímými metodami řízení veličin.

4 Simulace modulací v Matlabu a jejich výsledky

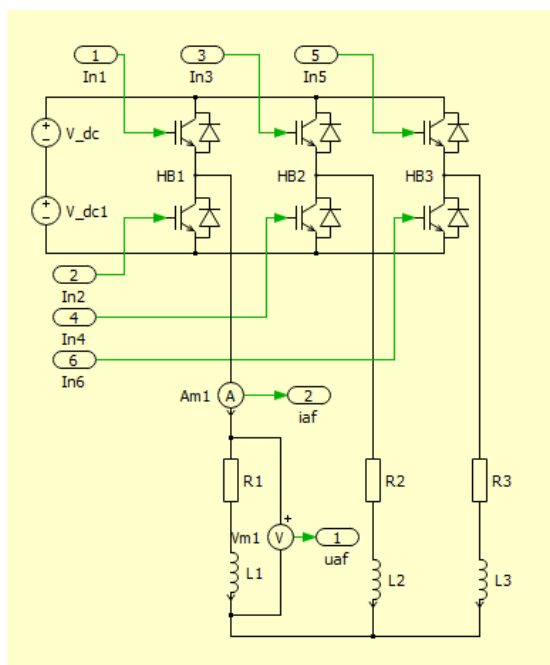
4.1 Modulace s nosnou

Simulace je prováděna v programu Matlab - Simulink za pomoci speciální knihovny Plecs. Zjednodušený model na obr. 4. 1. 1 slouží k seznámení s problematikou a ověření teorií za použití PWM s nosným pilovitým signálem. Skládá se z pulzního generátoru, bloku pro výpočet řídicích napětí, bloku s komparátorem pro generování spínacích pulzů

pro součástky tvořící katodovou skupinu a z negací pro generování spínacích pulzů pro součástky tvořící anodovou skupinu. Spínací pulzy vedou na spínací součástky, které jsou v modulu Plecs. V tomto bloku je třífázový střídač napětí s třífázovou RL zátěží. Také se v modelu objevují bloky To Workspace, které přenášejí hodnoty průběhu do pracovního prostoru Matlabu pro další analýzu. Tyto hodnoty jsem dále použila pro vykreslení průběhů fázového napětí střídače a fázového proudu střídače. Pro tyto průběhy jsem udělala harmonickou analýzu a vypočetla THDu a THDi.



Obr. 4. 1. 1 Simulační model s použitím PWM s nosnou v programu Matlab – Simulink



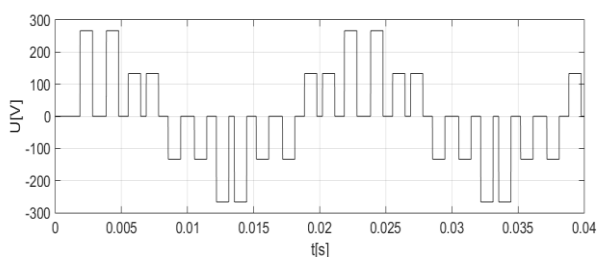
Obr. 4. 1. 2 Model třífázového napěťového střídače s RL zátěží v Plecsu

Na obrázcích 4. 1. 3 až 4. 1. 26 můžeme vidět, že pokud poměr mezi frekvencí modulačního signálu a frekvencí pily je celé číslo, skladba harmonických je příznivější než

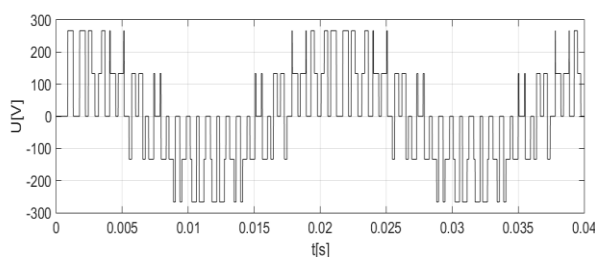
při necelistvém násobku. V tomto případě je vzorkovací frekvence 20 kHz a frekvence pily byla měněna v intervalu $\langle 300, 5000 \rangle$ a výstupní frekvence byla stále 50 Hz.

Obrázky jsem řadila po šesti. První dva obrázky (obr. 4. 1. 3 a obr. 4. 1. 4) vyobrazují průběhy napětí dvou rozdílných frekvencí, obrázky hned pod nimi (obr. 4. 1. 5 a obr. 4. 1. 6) vyobrazují jejich proudy a na obr. 4. 1. 7 a obr. 4. 1. 8 jsou jejich příslušné řídicí napětí. Po těchto šesti obrázcích následuje dalších šest obrázků, kde jsou vedle sebe vyobrazeny průběhy napětí a proudů dalších dvou rozdílných frekvencí.

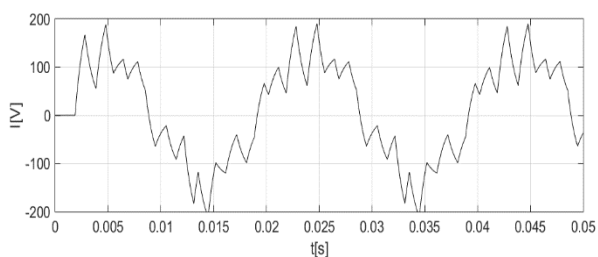
S zvyšující se frekvencí pily se počet sepnutí za periodu zvětšuje, a tedy délka sepnutí součástky zmenšuje a proud protékající zátěží se vyhlazuje. Rostoucí frekvence pily má příznivý vliv na harmonické zkreslení a mnohdy překonává vlastnosti synchronních typů modulace.



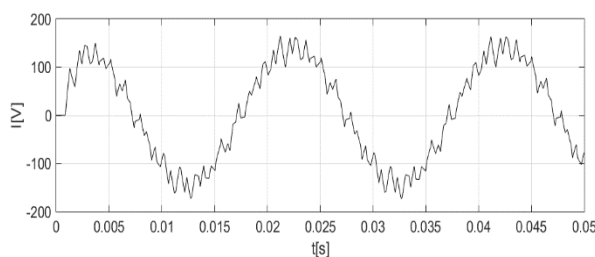
Obr. 4. 1. 3 Průběh napětí na zátěži při spínací frekvenci 300 Hz



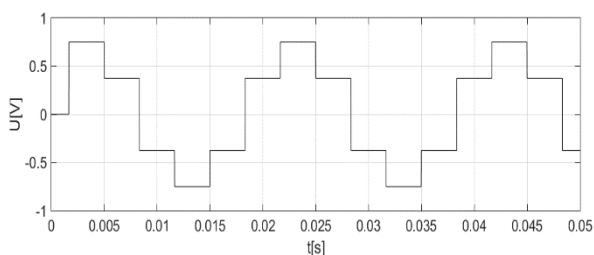
Obr. 4. 1. 4 Průběh napětí na zátěži při spínací frekvenci 652 Hz



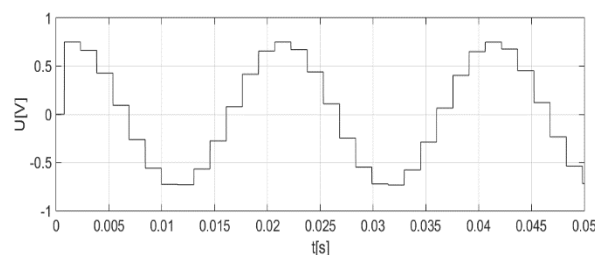
Obr. 4. 1. 5 Průběh proudu na zátěži při spínací frekvenci 300 Hz



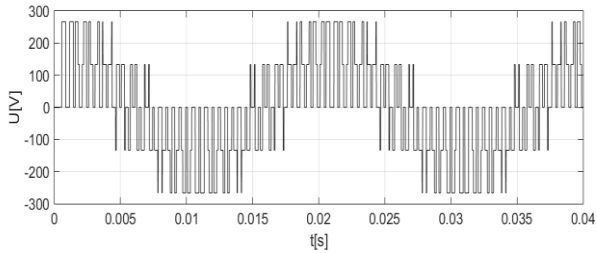
Obr. 4. 1. 6 Průběh proudu na zátěži při spínací frekvenci 652 Hz



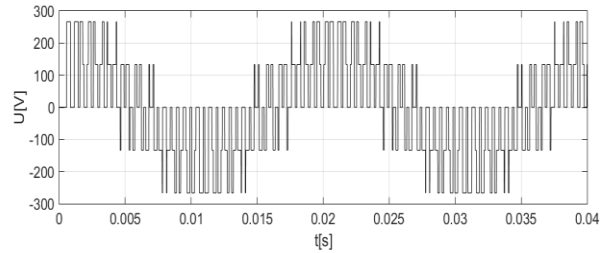
Obr. 4. 1. 7 Průběh řídicího napětí při spínací frekvenci 300 Hz



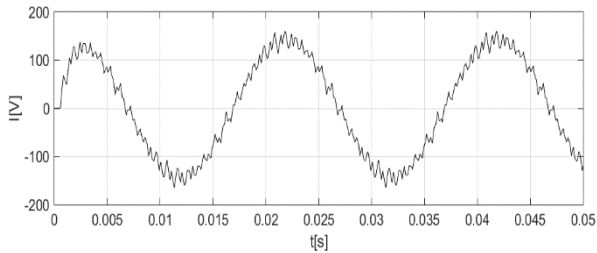
Obr. 4. 1. 8 Průběh řídicího napětí při spínací frekvenci 652 Hz



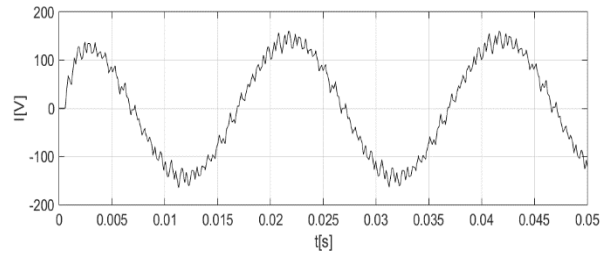
Obr. 4. 1. 9 Průběh napětí na zátěži při spínací frekvenci 1000 Hz



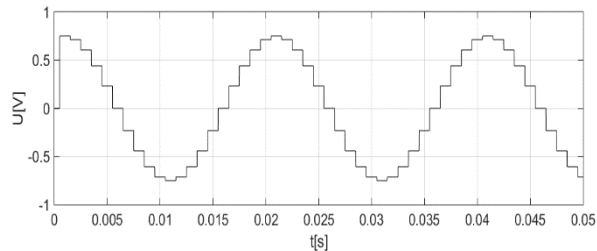
Obr. 4. 1. 10 Průběh napětí na zátěži při spínací frekvenci 1003 Hz



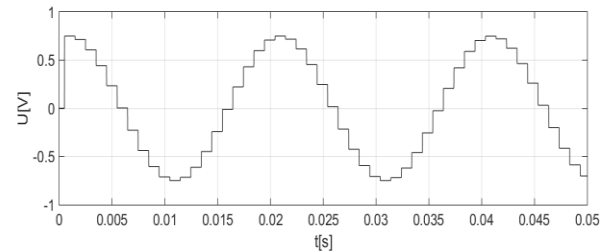
Obr. 4. 1. 11 Průběh proudu na zátěži při spínací frekvenci 1000 Hz



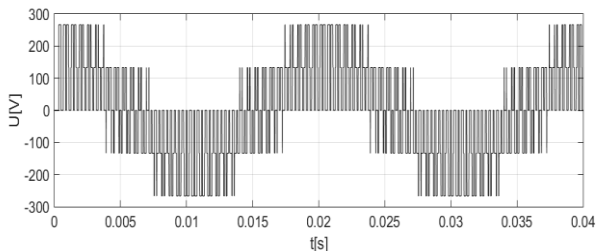
Obr. 4. 1. 12 Průběh proudu na zátěži při spínací frekvenci 1003 Hz



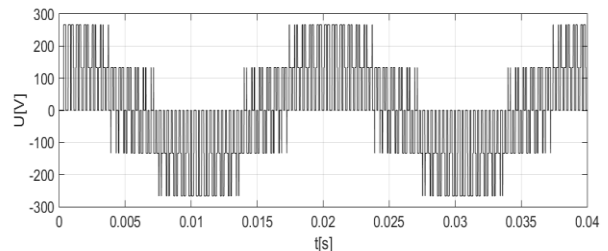
Obr. 4. 1. 13 Průběh řídicího napětí při spínací frekvenci 1000 Hz



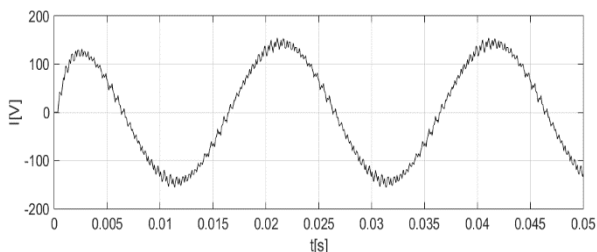
Obr. 4. 1. 14 Průběh řídicího napětí při spínací frekvenci 1003 Hz



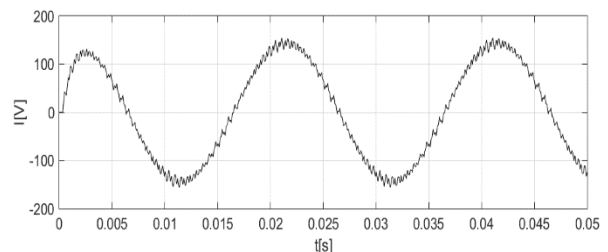
Obr. 4. 1. 15 Průběh napětí na zátěži při spínací frekvenci 1700 Hz



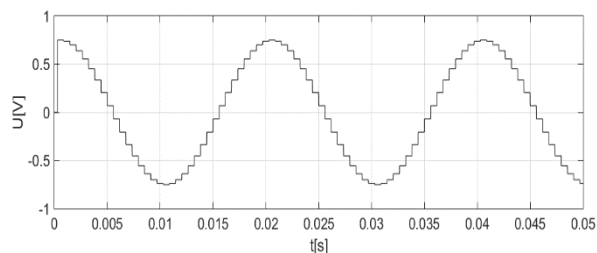
Obr. 4. 1. 16 Průběh napětí na zátěži při spínací frekvenci 1701 Hz



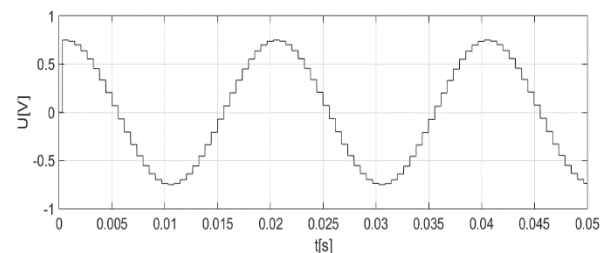
Obr. 4. 1. 17 Průběh proudu na zátěži při spínací frekvenci 1700 Hz



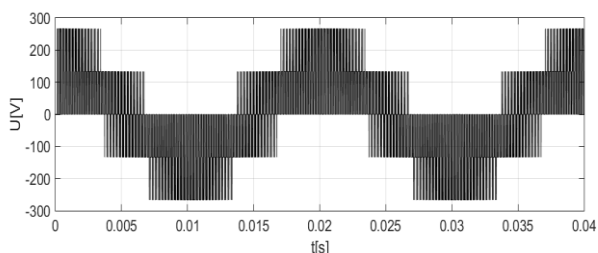
Obr. 4. 1. 18 Průběh proudu na zátěži při spínací frekvenci 1701 Hz



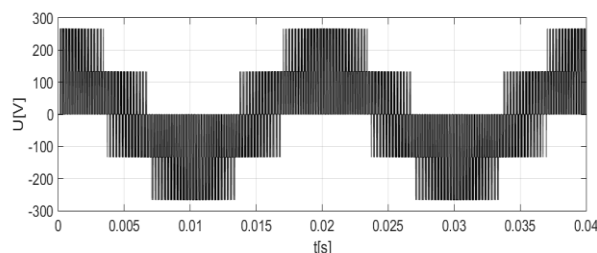
Obr. 4. 1. 19 Průběh řídicího napětí při spínací frekvenci 1700 Hz



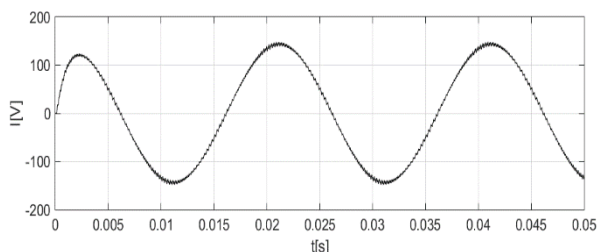
Obr. 4. 1. 20 Průběh řídicího napětí při spínací frekvenci 1701 Hz



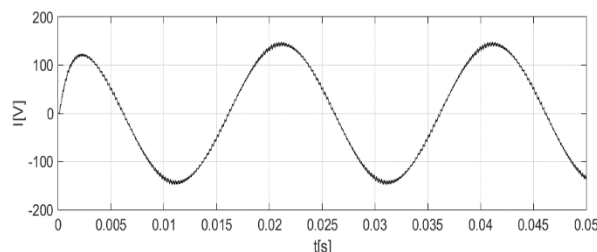
Obr. 4. 1. 21 Průběh napětí na zátěži při spínací frekvenci 4200 Hz



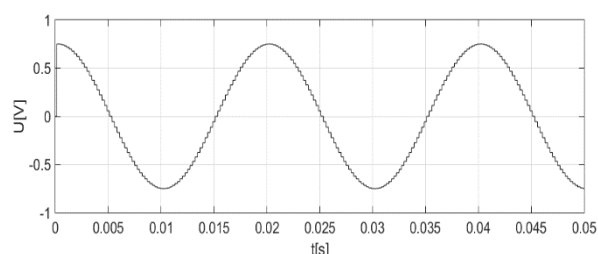
Obr. 4. 1. 22 Průběh napětí na zátěži při spínací frekvenci 4201 Hz



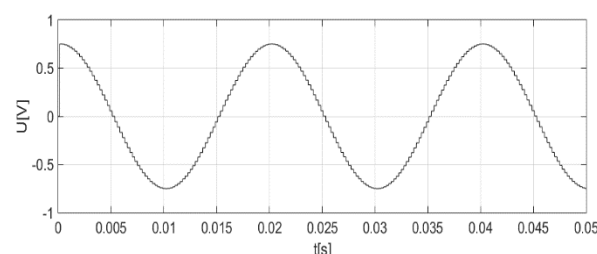
Obr. 4. 1. 23 Průběh proudu na zátěži při spínací frekvenci 4200 Hz



Obr. 4. 1. 24 Průběh proudu na zátěži při spínací frekvenci 4201 Hz



Obr. 4. 1. 25 Průběh řídicího napětí při spínací frekvenci 4200 Hz



Obr. 4. 1. 26 Průběh řídicího napětí při spínací frekvenci 4201 Hz

4.2 Polární modulace

Pomocí dalšího simulačního modelu, který využívá polární modulace, jsem vykreslila několik průběhů napětí na zátěži a řídicích napětí a také jsem vykreslila průběhy proudů na zátěži. Nejdříve jsem opět prověřila rozdíly mezi synchronní a asynchronní modulací, s tím že jsem nehleděla na to, jaký vychází počet fiktivních vektorů.

Pro asynchronní modulaci byly vybrány frekvence 23 a 130 Hz a frekvence pily byla nastavena na 900 Hz. Pro synchronní vektorovou modulaci byly vybrány frekvence 40, 50 a 80 Hz. Pro frekvenci 50 Hz byla spínací frekvence 900 Hz a pro druhé dvě 960 Hz.

Poté jsem použila polární modulaci, kde se spínací frekvence odvíjela od výstupní frekvence a zvoleného počtu fiktivních vektorů. Vhodné je volit počet fiktivních vektorů dělitelný 6 kvůli symetrii (6 sektorů). Pro názornost jsem vykreslila průběhy jak pro q dělitelné 6, tak pro q s jiným násobkem. Pro porovnání jsem vykreslila i průběhy s blízkými frekvencemi za použití PWM s nosnou. Porovnání těchto průběhů je vidět na obrázcích 4. 2. 2 až 4. 2. 49. Obrázky jsou řazeny od nejnižších výstupních frekvencí k největším a opět po dvojicích, to znamená, že na obr. 4. 2. 2 a obr. 4. 2. 3 jsou napětí na zátěži dvou rozdílných, ale sobě blízkých frekvencí. Pod průběhy napětí jsou jejich

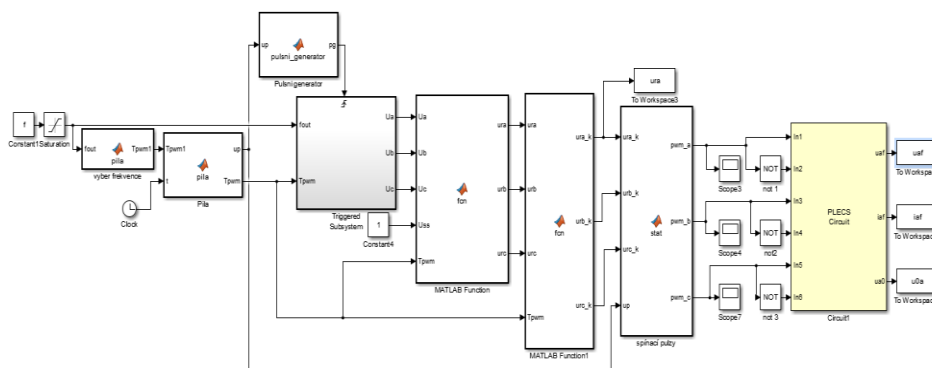
příslušné proudy (obr. 4. 2. 4 a obr. 4. 2. 5) a na dalších dvou obrázcích (obr. 4. 2. 6 a obr. 4. 2. 7) jsou řídicí napětí patřící k předešlým obrázkům. Následuje dalších šest obrázků, které stejným stylem porovnávají další dvě frekvence. Některé šesticice obrázků porovnává i rozdílné modulace s podobnými parametry. Spínací frekvence všech případů se pohybuje okolo 900 Hz a proto je dobře vidět, že průběhy s nižšími výstupními frekvencemi jsou hladší. Dále můžeme pozorovat, že pokud je počet fiktivních vektorů dělitelný 6, tak průběhy (nejlépe vidět na napětí) jsou symetrické na rozdíl od těch, kde pro modulaci byl použit počet fiktivních vektorů nedělitelný 6. Povšimnout si také můžeme rozdílů v modulacích, které jsou vidět na řídicích napětích. Průběhy s nosnou mají sinusový tvar, ale průběhy z polární modulace mají tvar součtu sinusových signálů první a třetí harmonické, čímž se dosahuje většího modulačního indexu.

Také jsem pro všechny případy vypočetla harmonické zkreslení fázových napětí a proudů, které nalezneme v tabulkách 3 až 5 i s přehledem použitých frekvencí a fiktivních vektorů. V tabulkách se objevují dva typy harmonického zkreslení, THDu a THDi, které odpovídají poměru efektivní hodnoty obsahu harmonických dané veličiny do 40. řádu harmonické k efektivní hodnotě základní harmonické:

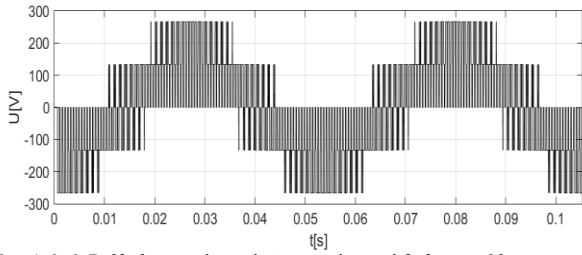
$$THDu = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} U_H^2}}{U_1} \cdot 100 \quad (26)$$

Druhým typem je THDuc a THDic, kde výpočet zahrnuje všechny frekvence od 2 do 10 000 Hz.

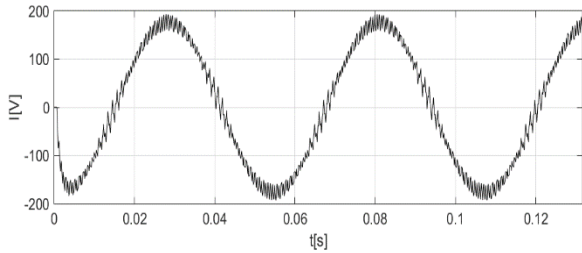
$$THDu = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{10000} U_k^2}}{U_1} \cdot 100 \quad (27)$$



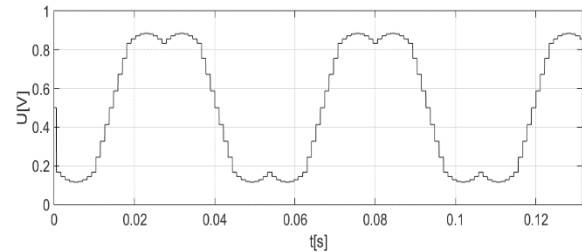
Obr. 4. 2. 1 Simulační model s polární modulací



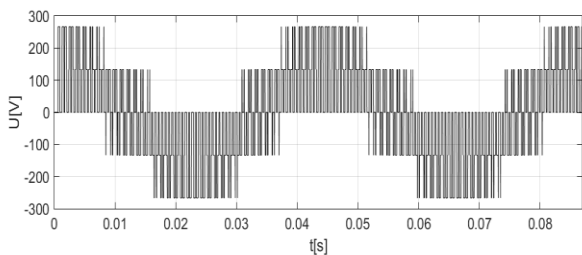
Obr. 4. 2. 2 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 19 Hz a s počtem fiktivních vektorů 48



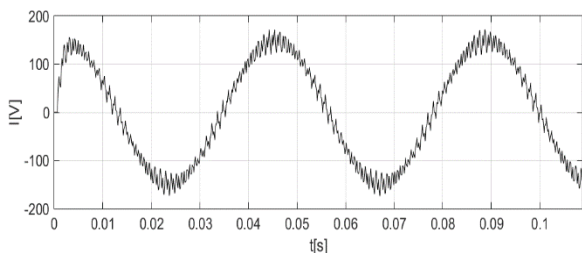
Obr. 4. 2. 4 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 19 Hz a $q=48$



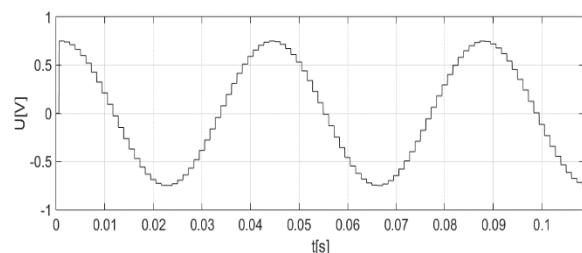
Obr. 4. 2. 6 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 19 Hz a $q=48$



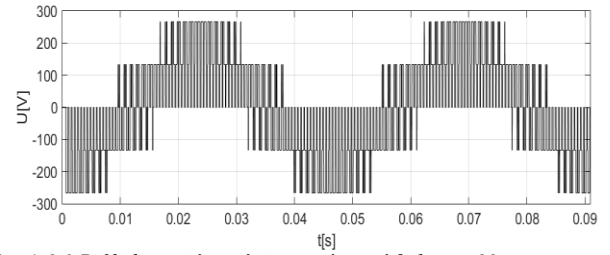
Obr. 4. 2. 8 Průběh napětí na zátěži za použití modulace s nosnou při výstupní frekvenci 23 Hz



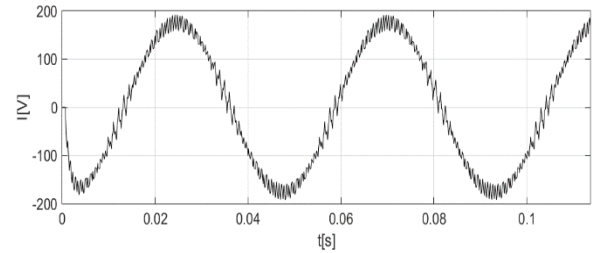
Obr. 4. 2. 10 Průběh proudu na zátěži za použití modulace s nosnou při výstupní frekvenci 23 Hz



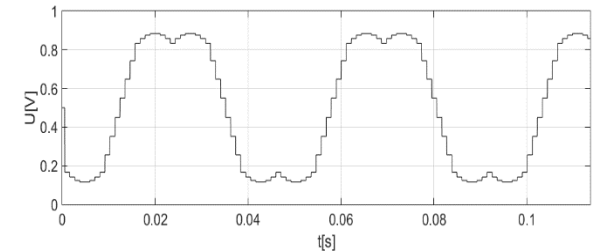
Obr. 4. 2. 12 Průběh řídicího napětí za použití modulace s nosnou při výstupní frekvenci 23 Hz



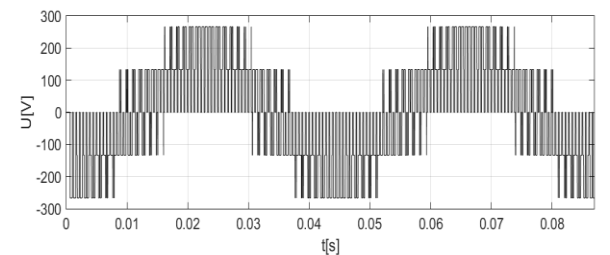
Obr. 4. 2. 3 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 22 Hz a s počtem fiktivních vektorů 42



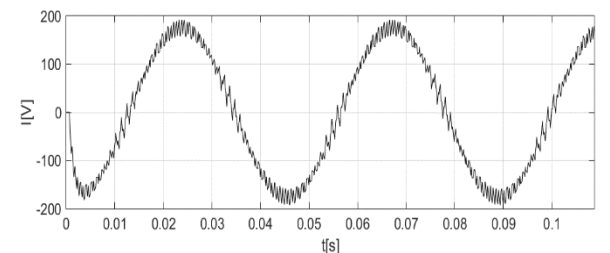
Obr. 4. 2. 5 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 22 Hz a $q=42$



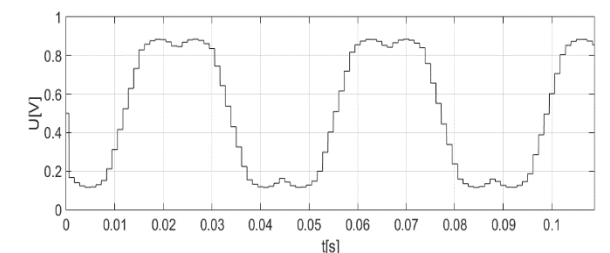
Obr. 4. 2. 7 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 22 Hz a $q=42$



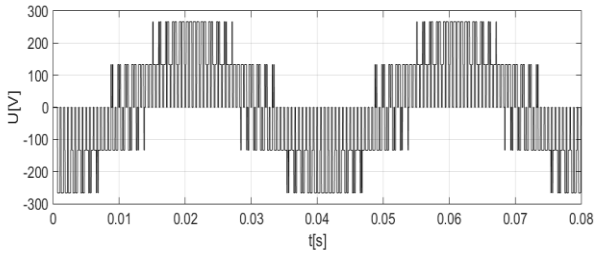
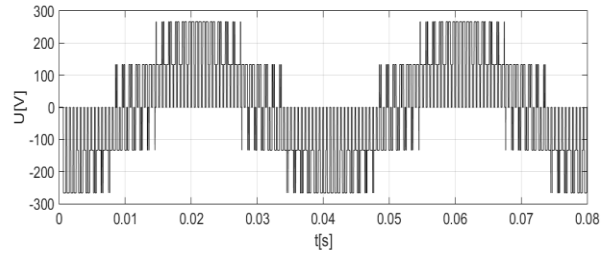
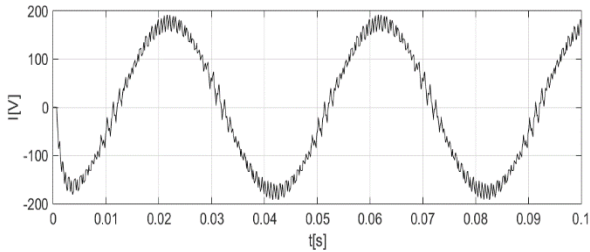
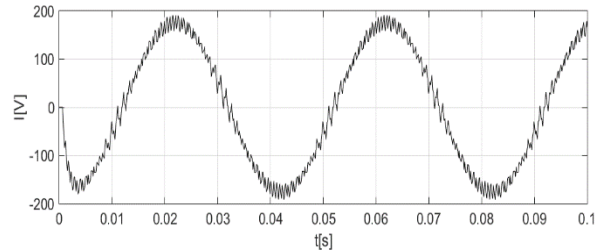
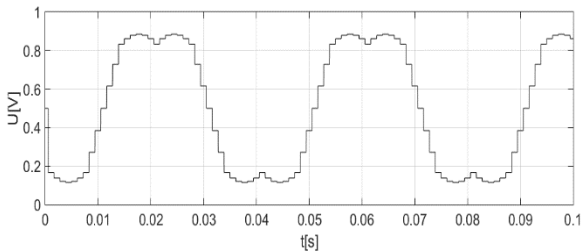
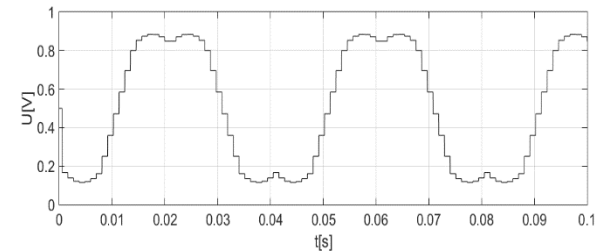
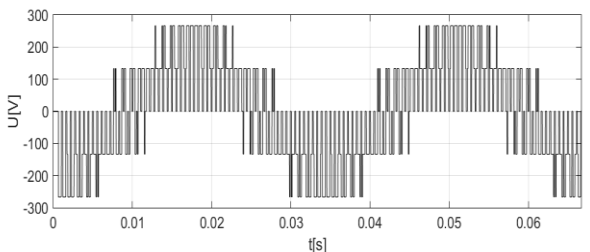
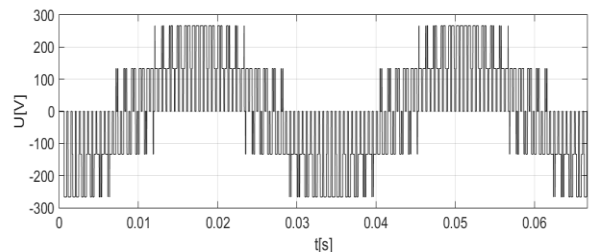
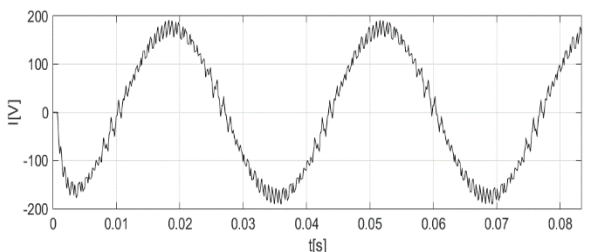
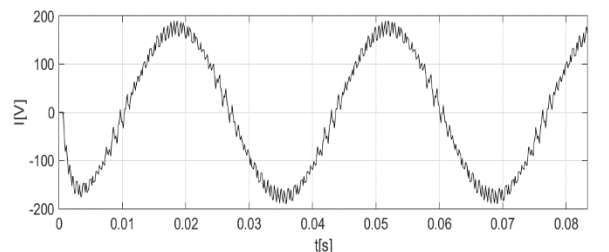
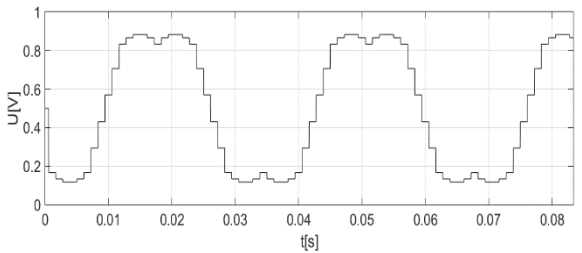
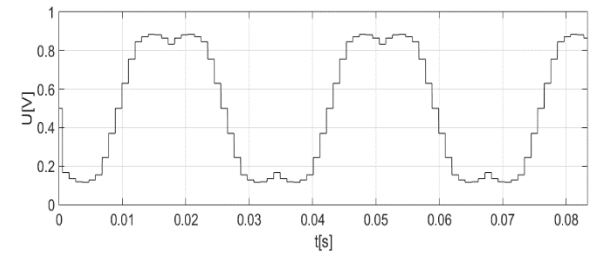
Obr. 4. 2. 9 Průběh napětí na zátěži za použití asynchronní polární modulace při výstupní frekvenci 23 Hz

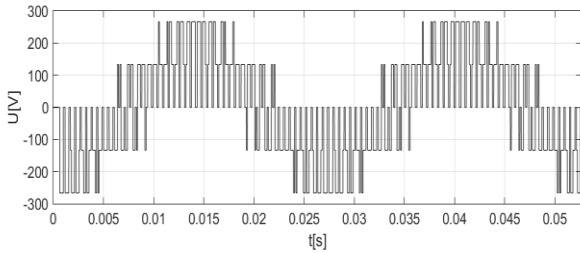


Obr. 4. 2. 11 Průběh proudu na zátěži za použití asynchronní polární modulace při výstupní frekvenci 23 Hz

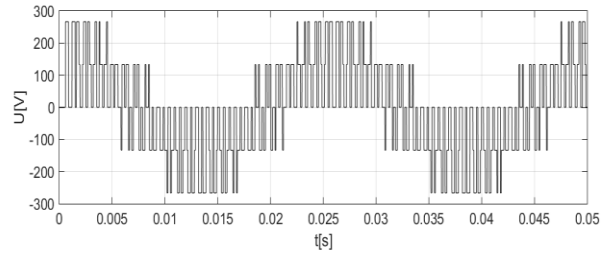


Obr. 4. 2. 13 Průběh řídicího napětí za použití asynchronní polární modulace při výstupní frekvenci 23 Hz

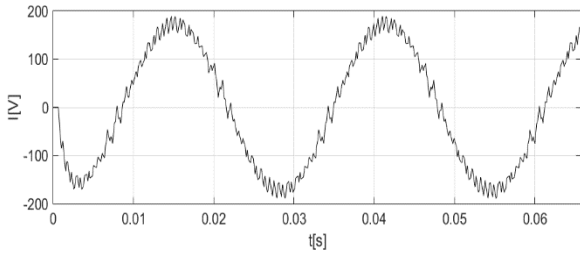
Obr. 4. 2. 14 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 25 Hz a $q=36$ Obr. 4. 2. 15 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 25 Hz a $q=37$ Obr. 4. 2. 16 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 25 Hz a $q=36$ Obr. 4. 2. 17 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 25 Hz a $q=37$ Obr. 4. 2. 18 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 25 Hz a $q=36$ Obr. 4. 2. 19 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 25 Hz a $q=37$ Obr. 4. 2. 20 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 30 Hz a $q=30$ Obr. 4. 2. 21 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 30 Hz a $q=32$ Obr. 4. 2. 22 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 30 Hz a $q=30$ Obr. 4. 2. 23 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 30 Hz a $q=32$ Obr. 4. 2. 24 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 30 Hz a $q=30$ Obr. 4. 2. 25 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 30 Hz a $q=32$



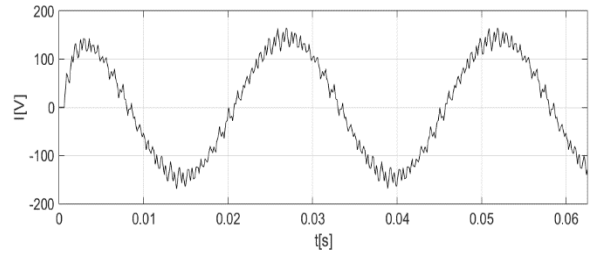
Obr. 4. 2. 26 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 38 Hz a $q=24$



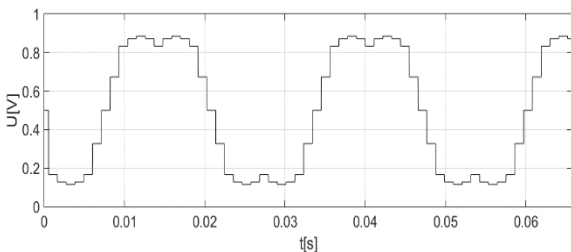
Obr. 4. 2. 27 Průběh napětí na zátěži za použití modulace s nosnou při výstupní frekvenci 40 Hz



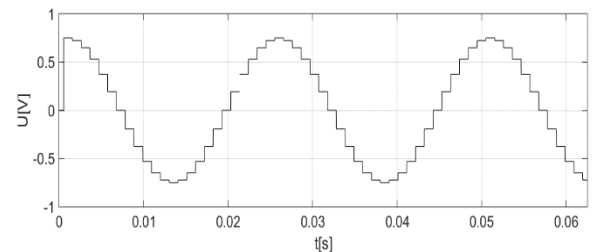
Obr. 4. 2. 28 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 38 Hz a $q=24$



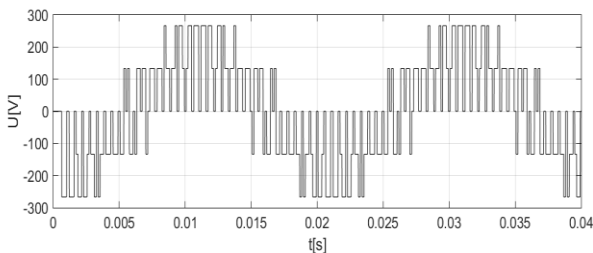
Obr. 4. 2. 29 Průběh proudu na zátěži za použití modulace s nosnou při výstupní frekvenci 40 Hz



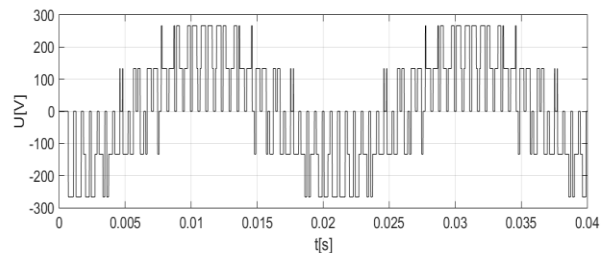
Obr. 4. 2. 30 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 38 Hz a $q=24$



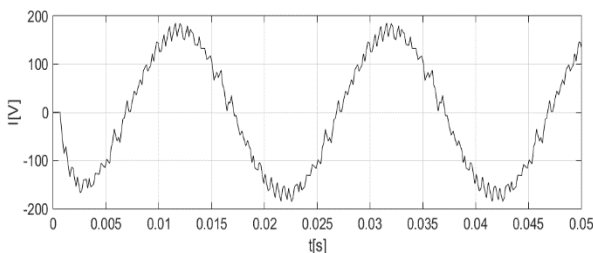
Obr. 4. 2. 31 Průběh řídicího napětí na zátěži za použití modulace s nosnou při výstupní frekvenci 40 Hz



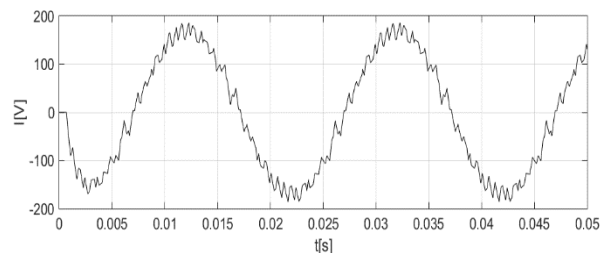
Obr. 4. 2. 32 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 50 Hz a $q=18$



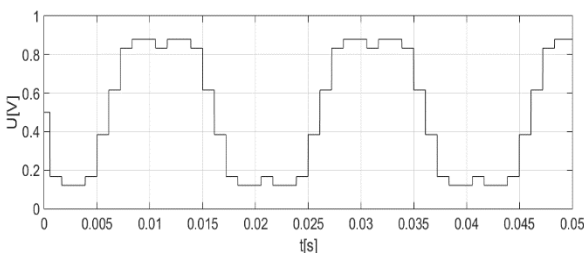
Obr. 4. 2. 33 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 50 Hz a $q=17$



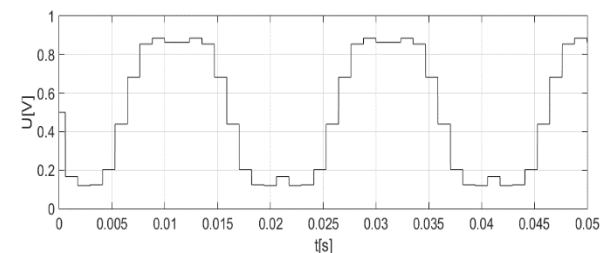
Obr. 4. 2. 34 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 50 Hz a $q=18$



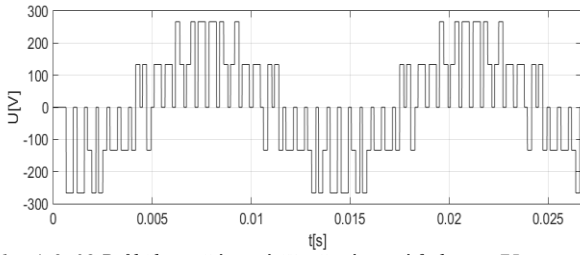
Obr. 4. 2. 35 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 50 Hz a $q=17$



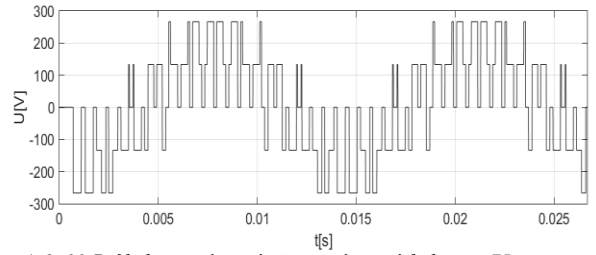
Obr. 4. 2. 36 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 50 Hz a $q=18$



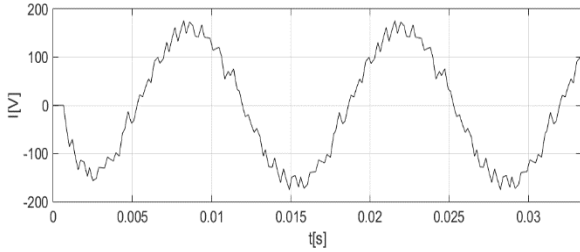
Obr. 4. 2. 37 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 30 Hz a $q=17$



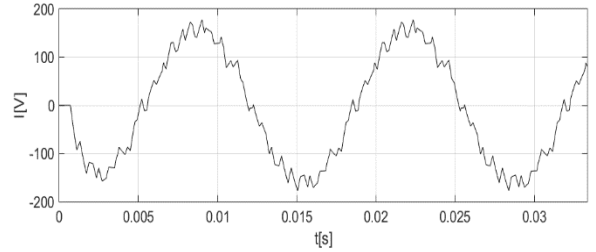
Obr. 4. 2. 38 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 75 Hz a $q=12$



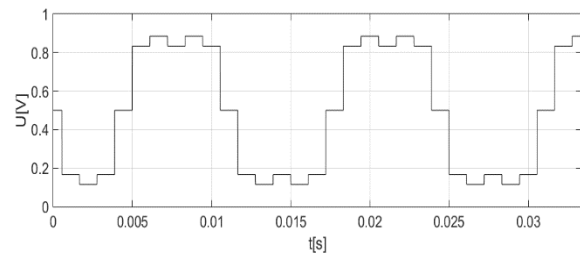
Obr. 4. 2. 39 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 75 Hz a $q=11$



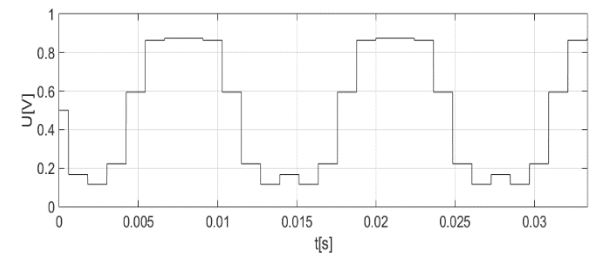
Obr. 4. 2. 40 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 75 Hz $q=12$



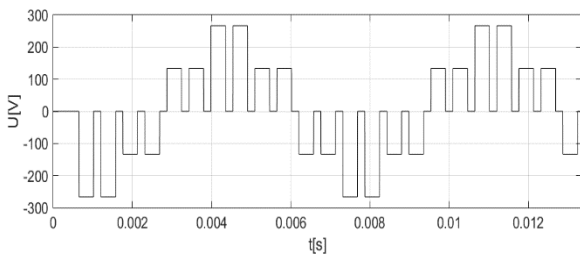
Obr. 4. 2. 41 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 75 Hz a $q=11$



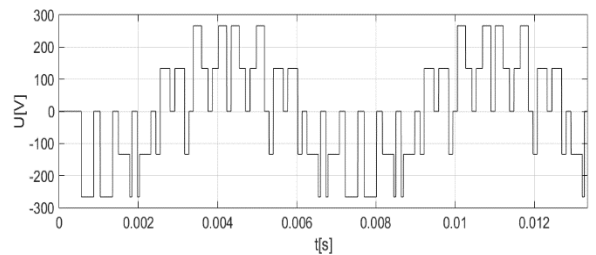
Obr. 4. 2. 42 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 75 Hz a $q=12$



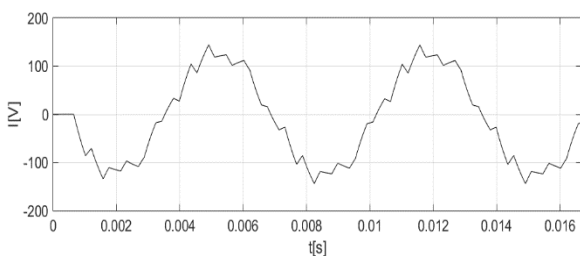
Obr. 4. 2. 43 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 75 Hz a $q=11$



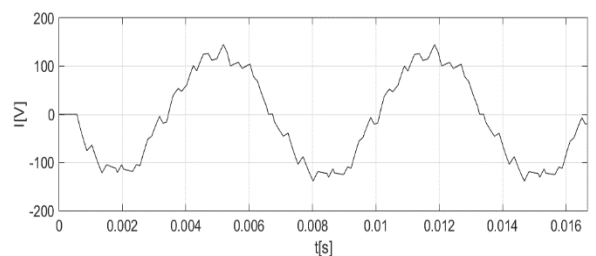
Obr. 4. 2. 44 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 150 Hz a $q=6$



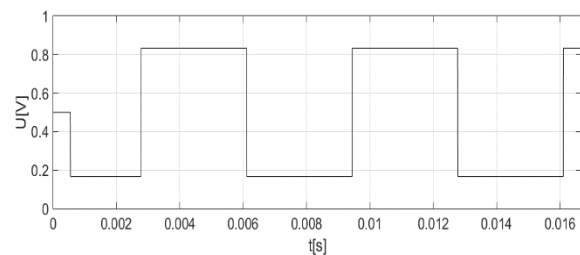
Obr. 4. 2. 45 Průběh napětí na zátěži při výstupní frekvenci 150 Hz a $q=7$



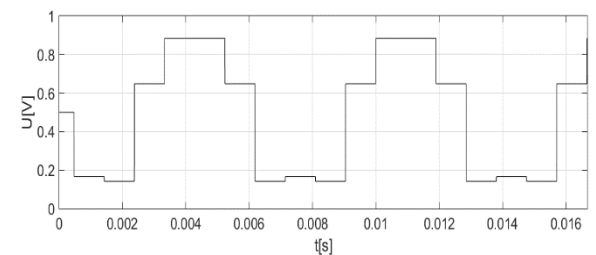
Obr. 4. 2. 46 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 150 Hz a $a=6$



Obr. 4. 2. 47 Průběh proudu na zátěži při výstupní frekvenci 150 Hz a $a=7$



Obr. 4. 2. 48 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 150 Hz a = 6



Obr. 4. 2. 49 Průběh řídicího napětí na zátěži při výstupní frekvenci 150 Hz a = 7

Tabulka 3. Přehled použitých frekvencí a výsledné harmonické zkreslení pro modulaci s nosnou

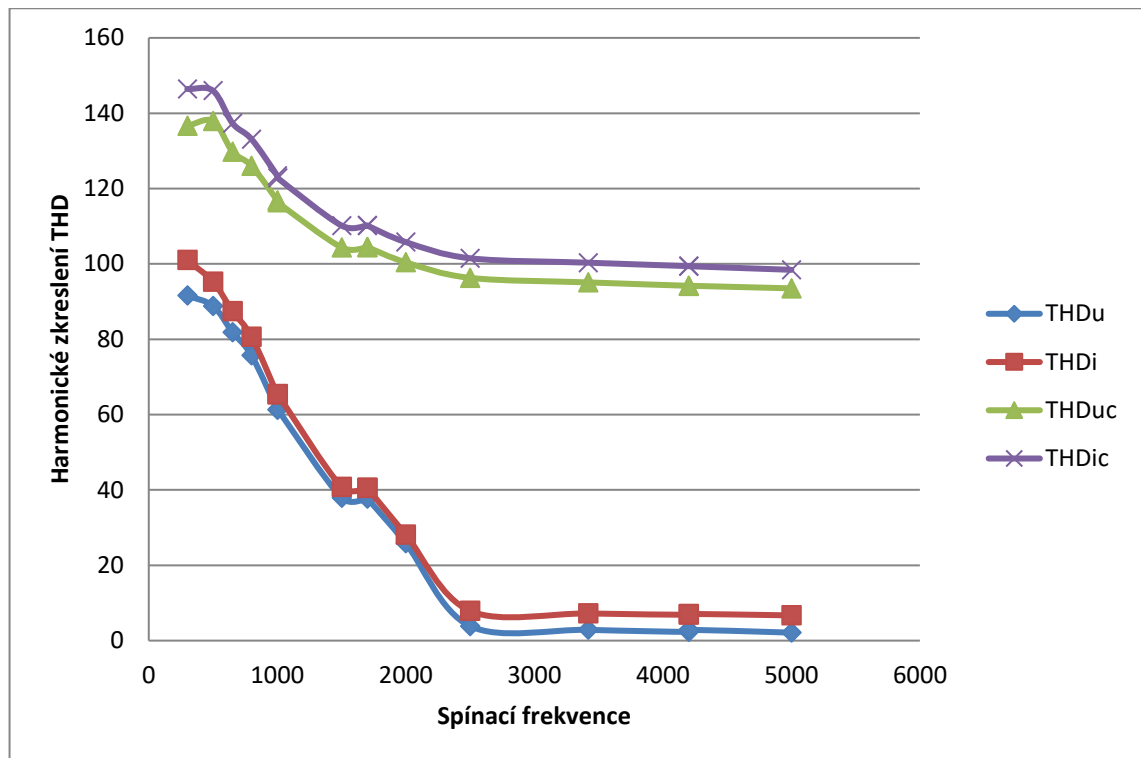
f	f _{pwm}	f _{pwm} /f	THD _u	THD _i	THD _{uc}	THD _{ic}
23	900	39,13043	25,6417	27,1793	100,1744	102,1744
40	960	24	38,3448	40,8966	104,9984	109,2819
50	900	18	75,2649	80,0477	123,8364	130,7417
80	960	12	85,351	96,039	130,3918	146,0079
130	900	6,923077	96,1380	122,6905	142,2149	180,8093
50	300	6	91,5928	101,0146	136,6313	146,4287
50	500	10	88,8453	95,2566	137,9233	145,9685
50	652	13,04	81,8499	87,4446	129,7911	137,3189
50	800	16	75,7015	80,6631	126,0004	133,1062
50	1000	20	61,2908	65,3702	116,822	123,4095
50	1003	20,06	61,3787	65,4111	116,3183	122,7876
50	1500	30	37,9283	40,781	104,3673	110,1716
50	1700	34	37,7308	40,503	104,4481	110,2189
50	1701	34,02	37,7568	40,5176	104,4609	110,18
50	2000	40	25,8344	28,1091	100,4192	105,7892
50	2500	50	3,8685	7,8892	96,2967	101,4989
50	3420	68,4	2,8651	7,2066	95,0892	100,3224
50	4200	84	2,3237	6,856	94,1911	99,4082
50	4201	84,02	2,8746	7,0972	94,203	99,3876
50	5000	100	2,1197	6,7019	93,5097	98,4336

Tabulka 4. Přehled použitých frekvencí a výsledné harmonické zkreslení pro modulaci s hvězdicovým řízením bez zadání počtu fiktivních vektorů

f	f_{pwm}	f_{pwm}/f	THD _u	THD _i	THD _{uc}	THD _{ic}
23	900	39,13043	21,5115	23,0157	82,8984	84,6104
50	900	18	59,8319	63,8523	100,9375	106,732
130	900	6,923077	80,6894	102,8791	119,514	151,7664
80	960	12	67,7173	76,3963	105,9002	118,7594
40	960	24	32,289	34,6662	86,9318	90,6414

Tabulka 5. Přehled použitých frekvencí a výsledné harmonické zkreslení pro modulaci s hvězdicovým řízením se zadaným počtem fiktivních vektorů

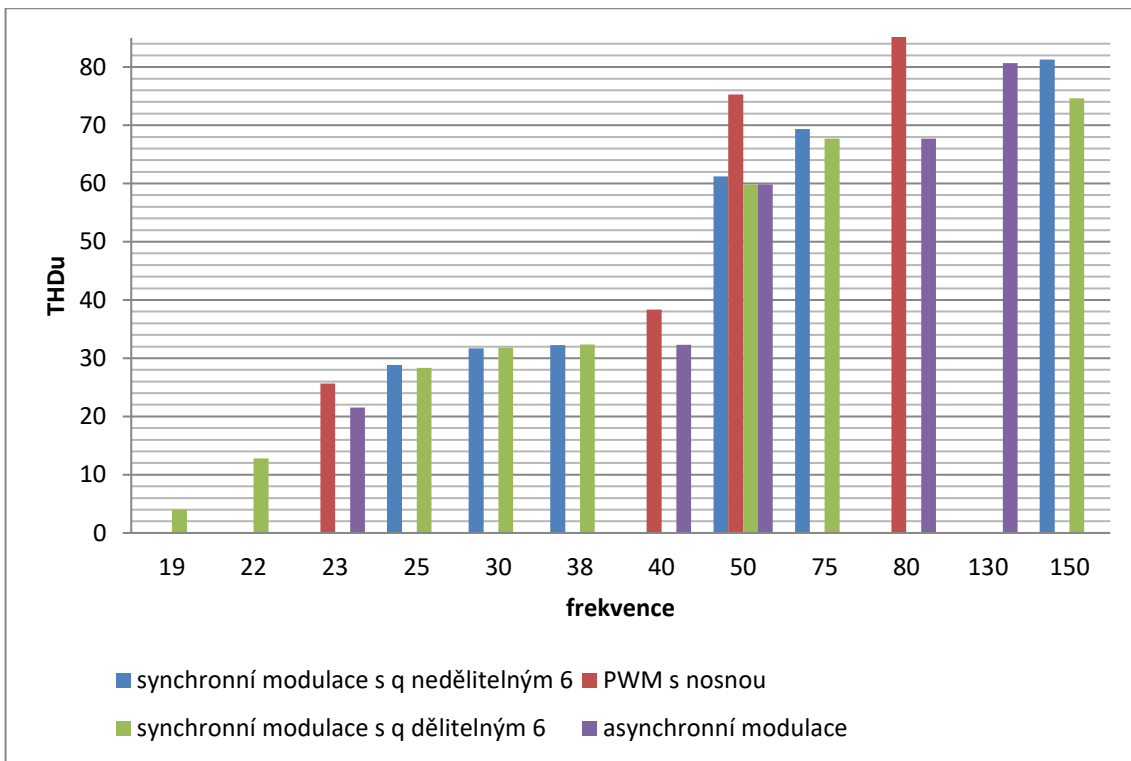
q	f	f_{pwm}	THD _u	THD _i	THD _{uc}	THD _{ic}
6	150	900	74,5989	100,7529	109,414	147,2321
7	150	1050	81,2925	109,5786	120,8625	162,4424
11	75	825	69,3505	77,4549	109,6643	121,5883
12	75	900	67,7237	75,627	105,9763	117,5561
17	50	850	61,2077	65,3402	102,92	108,7986
18	50	900	59,8279	63,838	100,9445	106,7091
24	38	912	32,3787	34,7152	87,0328	90,4702
25	38	950	32,2638	34,5233	87,4712	90,8999
30	30	900	31,8334	33,7393	86,5427	89,0533
32	30	960	31,6969	33,527	86,7608	89,2501
36	25	900	28,373	29,9831	84,9795	86,925
37	25	925	28,8546	30,1004	85,1396	87,0471
42	22	924	12,8174	14,523	80,6809	82,2927
48	19	912	4,003	6,9832	79,4566	80,8019



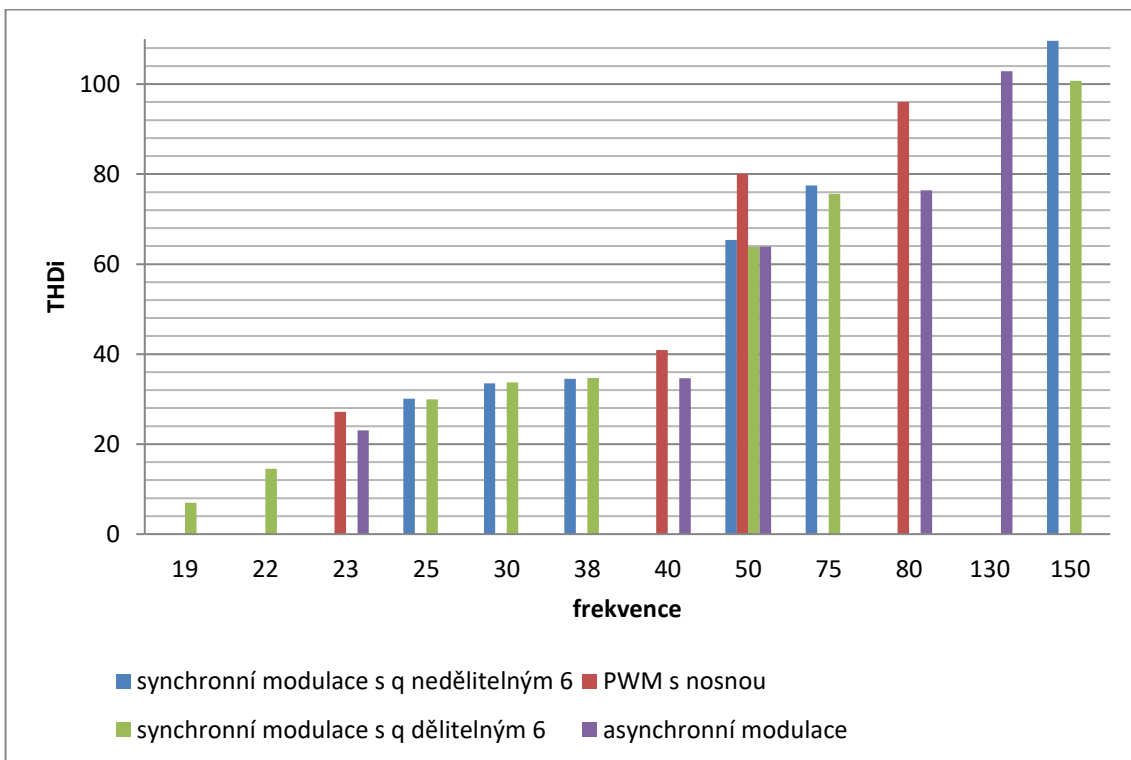
Graf 1. Závislost harmonického zkreslení na spínací frekvenci

Z grafu 1 je patrné, že s narůstající frekvencí se harmonické zkreslení zlepšuje, ale od vyšších spínacích frekvencí změny nejsou již tak markantní.

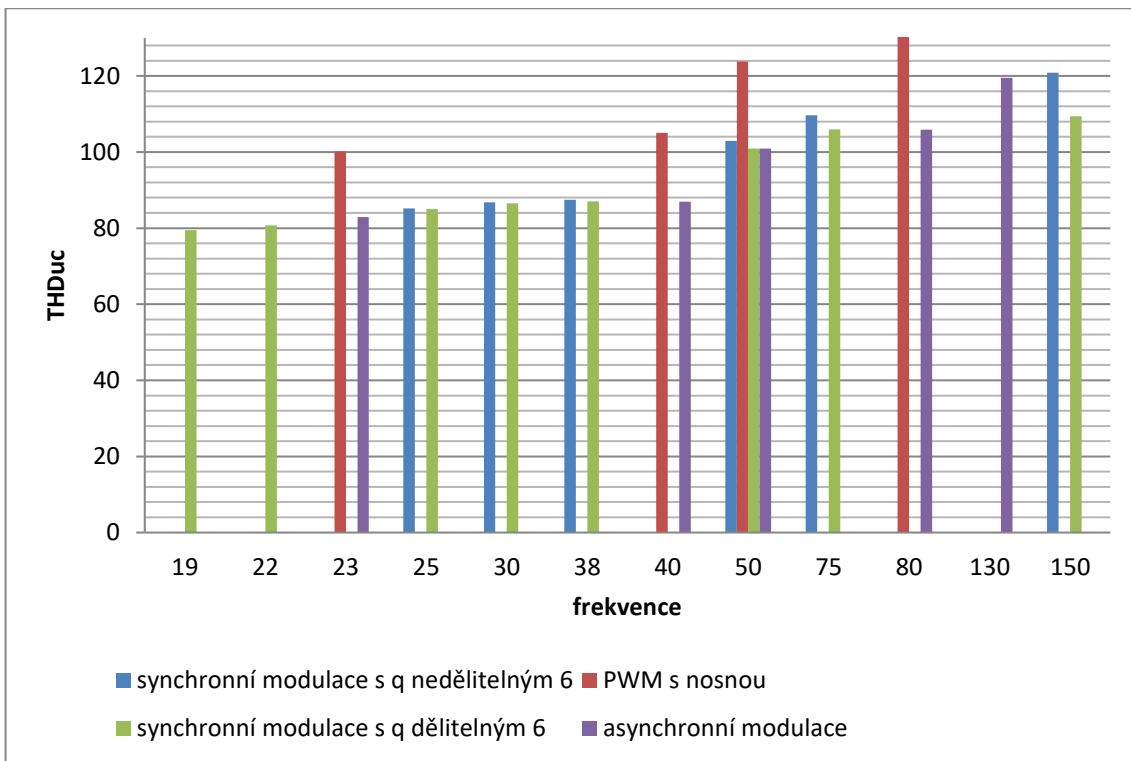
Na grafech 2 až 5 jsou vyobrazeny rozdíly harmonických zkreslení za použití rozdílných modulací. Z grafů je vidět že modulace s nosnou má velké harmonické zkreslení. Modulace s hvězdicovým řízením jsou celkem vyrovnané, ale asynchronní modulace vykazuje o trochu horší výsledky. Nejlépe si vede synchronní modulace s q dělitelným 6, můžeme ale vidět, že někdy má lepší výsledky modulace s q nedělitelnými 6. Děje se to v tu chvíli, kdy spínací frekvence modulace s q nedělitelným 6 je větší než spínací frekvence s q dělitelným 6 jako například u výstupní frekvence 30 Hz. Například u výstupní frekvence 150 Hz tomu tak již není, protože zde hraje roli nízký poměr spínacích a výstupních frekvencí, a proto nesymetrie převládá.



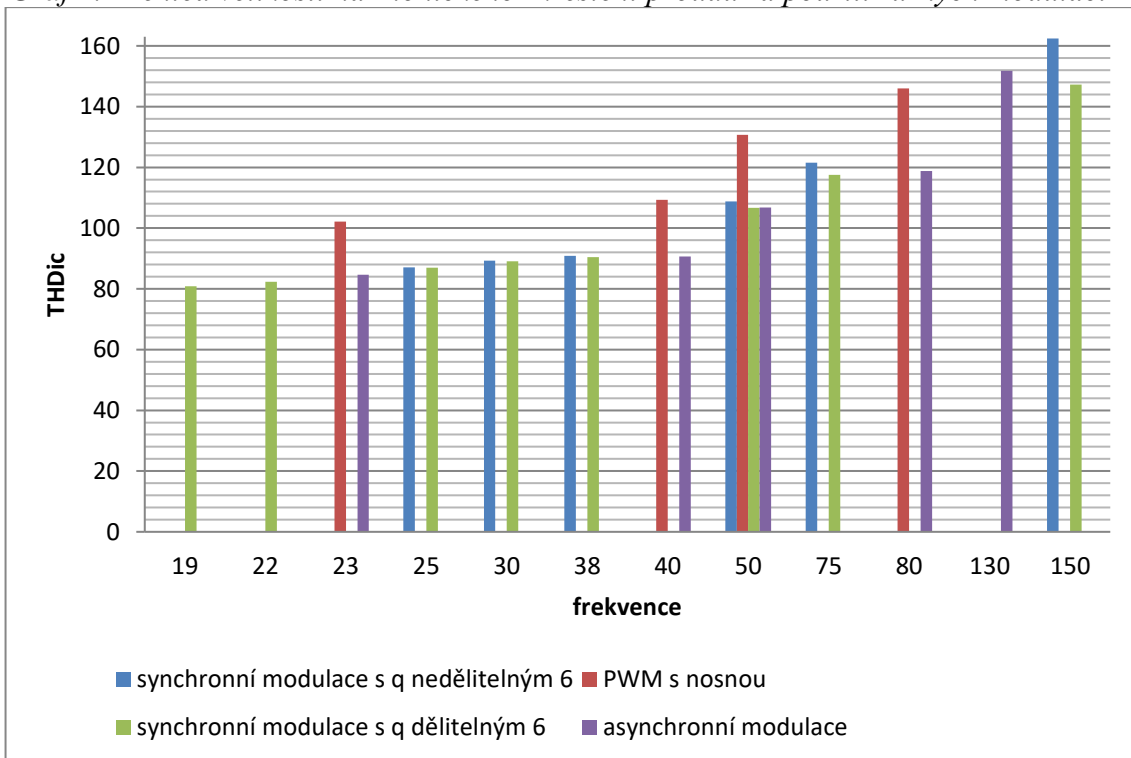
Graf 2. Přehled velikostí harmonického zkreslení napětí za použití různých modulací



Graf 3. Přehled velikostí celkového harmonického zkreslení napětí za použití různých modulací

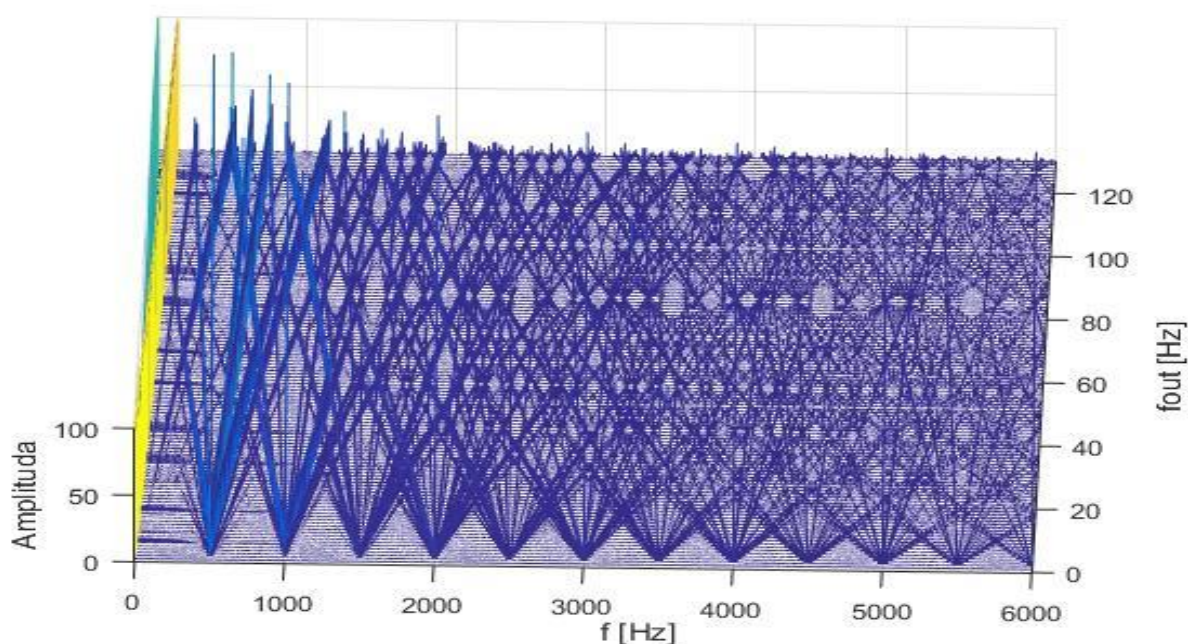


Graf 4. Přehled velikostí harmonického zkreslení proudu za použití různých modulací

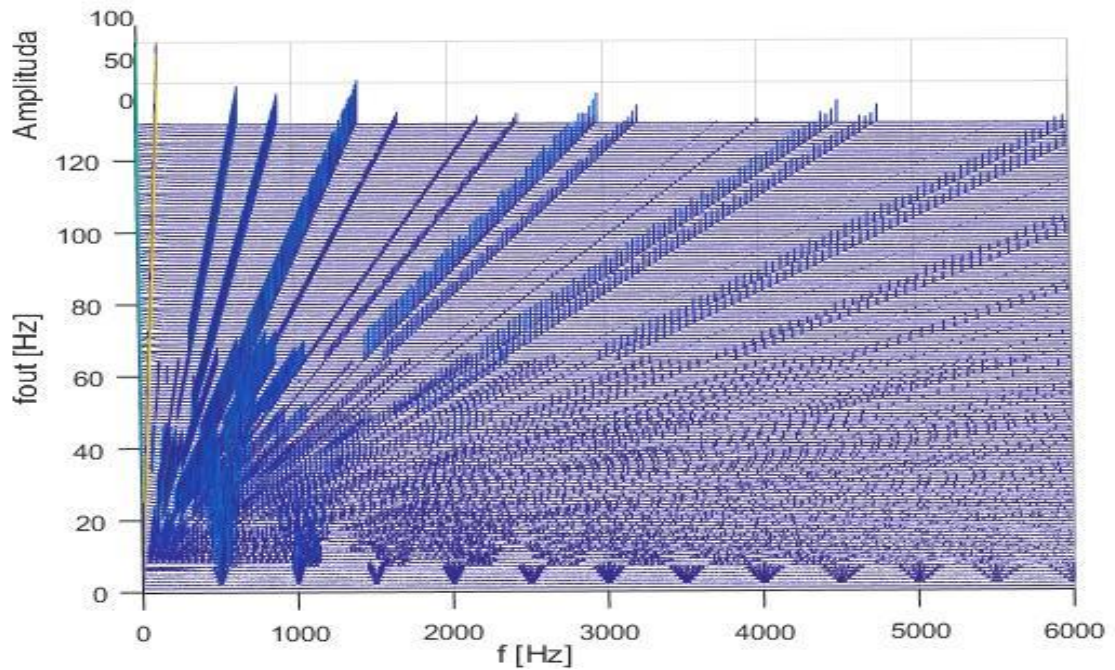


Graf 5. Přehled velikostí celkového harmonického zkreslení proudu za použití různých modulací

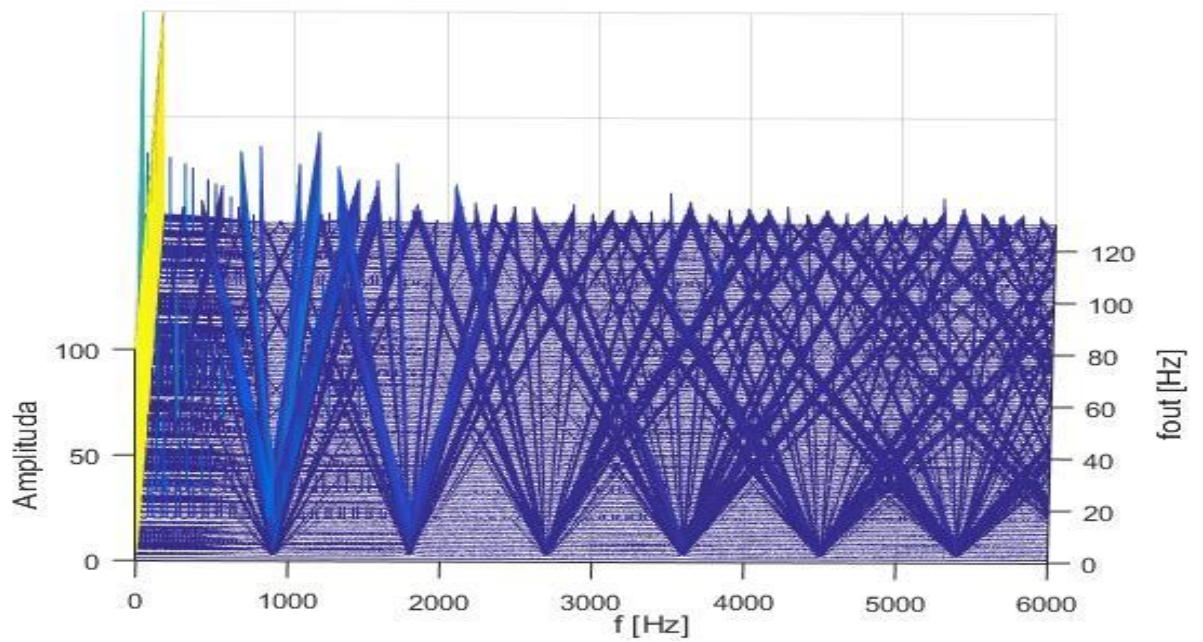
Dalším porovnáním synchronní a asynchronní modulace jsou grafy 6 – 9. Tyto 3D grafy jsou složeny z harmonických analýz průběhů za použití různých výstupních frekvencí, které nabývaly hodnot od 1 do 130 s krokem 1. Grafy 6 a 8 znázorňují asynchronní modulace (spínací frekvence 500 a 900 Hz) a grafy 7 a 9 synchronní modulaci. Asynchronní modulace se vyznačují tím, že na grafech pozorujeme vyšší amplitudy v místech násobků spínací frekvence, odkud se šíří s rostoucí požadovanou frekvencí ve vzájemně se rozcházejících se paprscích. Synchronní modulace se liší tím, že všechny paprsky vycházejí z počátku. Výjimkou je použití asynchronní modulace pro frekvence 1 až 5 Hz.



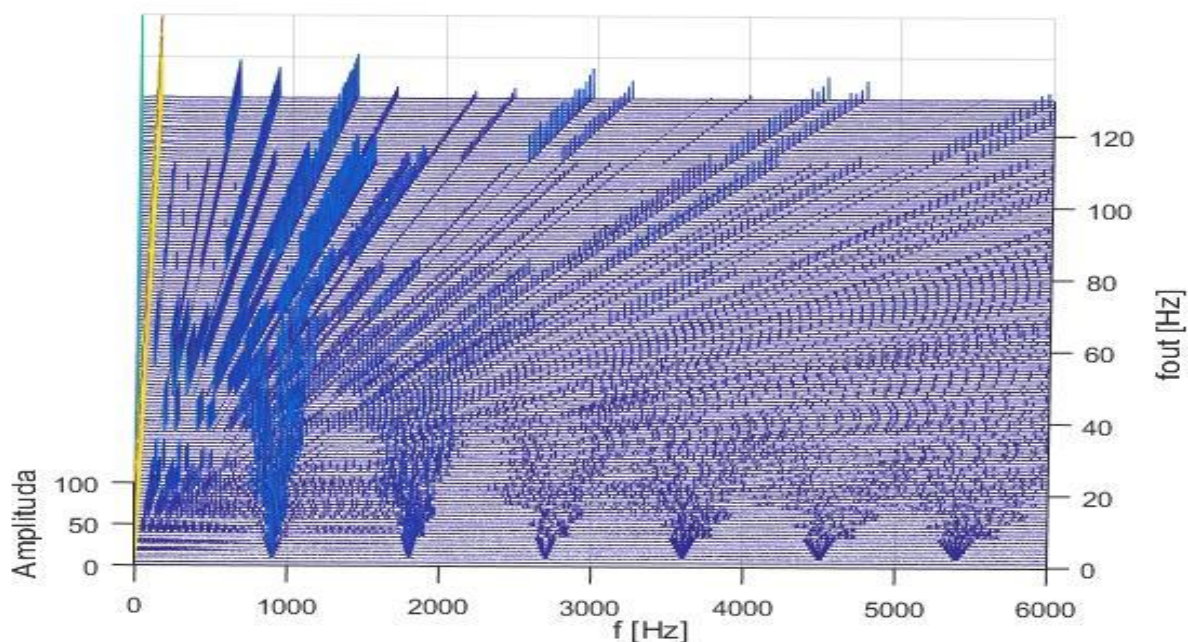
Graf 6. Harmonické analýzy asynchronní modulace při spínací frekvenci 500 Hz



Graf 7. Harmonické analýzy synchronní modulace při spínací frekvenci kolem 500 Hz



Graf 8. Harmonické analýzy asynchronní modulace při spínací frekvenci 900 Hz

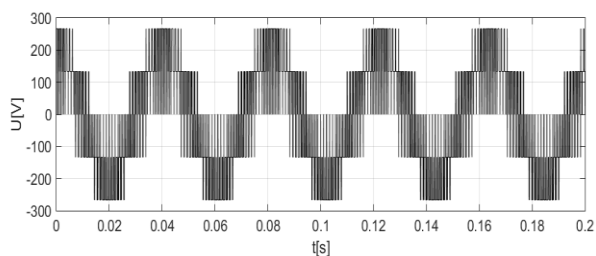


Graf 9. Harmonické analýzy synchronní modulace při spínací frekvenci kolem 900 Hz

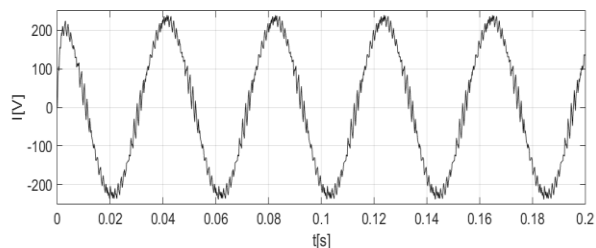
4.3 Modulace BBSC-II

V následujících simulačních modelech byly vybrány synchronní modulace, které byly podrobně rozebrány v kapitole 4. 1. 2 v pododstavci Synchronní pulzně šířková modulace s upínáním pólů meziobvodu založená na modulaci prostorového vektoru. Zde bylo v tabulkách naznačeno vícero možností spínacích sekvencí a já jsem si pro své účely vybrala první možnost a nasimulovala ji.

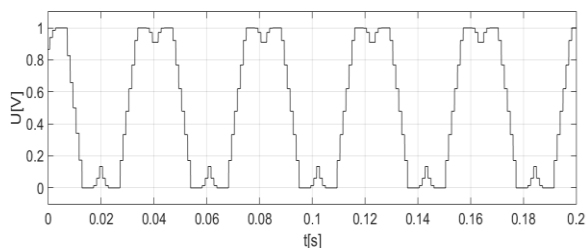
Pro porovnání jsem tento typ provedla s počtem fiktivních vektorů $N=6$ a $N=2$. Sekvence pro $N=6$ je 012, 210, 012, 127, 721, 127 a pro $N=2$ to je 012,127. Pro variantu s $N=6$ jsem nastavila výstupní frekvenci 25 Hz a spínací frekvenci 900 Hz a pro variantu s $N=2$ jsem nastavila výstupní frekvenci 50 Hz a spínací frekvenci 600 Hz.



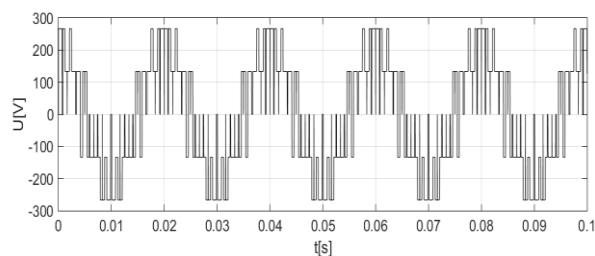
Obr. 4.3.1 Průběh napětí na zátěži při modulaci BBSC-II, 30°, N=6



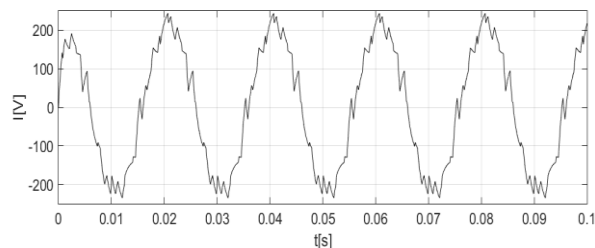
Obr. 4.3.3 Průběh proudu na zátěži při modulaci BBSC-II, 30°, N=6



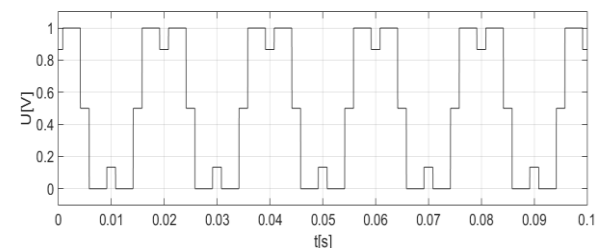
Obr. 4.3.5 Průběh řídicího napětí modulaci BBSC-II, 30°, N=6



Obr. 4.3.2 Průběh proudu na zátěži při modulaci BBSC-II, 30°, N=2



Obr. 4.3.4 Průběh proudu na zátěži při modulaci BBSC-II, 30°, N=2



Obr. 4.3.6 Průběh řídicího napětí modulaci BBSC-II, 30°, N=2

Na průbězích je vidět, že s vyšším počtem fiktivních vektorů roste spínací frekvence a průběhy napětí a proudů jsou pak jemnější.

Vypočetla jsem harmonické zkreslení pro oba případy a výsledky zapsala do tabulky 6. Varianta s N=6, s celkovým počtem fiktivních vektorů 36, tedy poměrem spínací a výstupní frekvence, vychází, co se týče harmonického zkreslení, hůře než druhá varianta s celkovým počtem fiktivních vektorů 12 (poměrem spínací a výstupní frekvence), což u jiných modulací neplatilo.

Tabulka 6. Harmonické zkreslení synchronní modulace BBSC-II

varianta	THD _u	THD _i	THD _{uc}	THD _{ic}
N=6, f=25 Hz, fpwm=900 Hz	51,7574	60,8563	90,1704	96,3283
N=2, f=50 Hz, fpwm=600 Hz	45,4484	49,5679	69,748	74,6247

Porovnám-li výsledky harmonických zkreslení s předchozími modulacemi, a budu uvažovat polární modulaci s počtem fiktivních vektorů dělitelných 6, která se ukázala v předchozích porovnáních nejlépe, zjistím, že metoda BBSC-II může dosahovat dobrých výsledků. Aby bylo porovnávání přesnější a jasné, provedla jsem výpočet harmonického zkreslení se stejnými parametry, jako jsme použila u polární modulace s fiktivním počtem

vektorů dělitelných 6 ($q=12$, $f=75$ Hz, $f_{pwm}=900$ Hz), tedy pro BBSC-II se $N=2$, $f=75$ Hz a $f_{pwm}=900$ Hz. Výsledek jsem zapsala do tabulky 7.

Tabulka 7. Porovnání harmonických zkreslení synchronních modulací

varianta	THD _u	THD _i	THD _{uc}	THD _{ic}
BBSC-II, N=6, q=36, f=25 Hz, fpwm=900 Hz	51,7574	60,8563	90,1704	96,3283
Polární, q=36, f=25 Hz, fpwm=900 Hz	28,373	29,9831	84,9795	86,925
BBSC-II, N=2, q=12, f=50 Hz, fpwm=600 Hz	45,4484	49,5679	69,748	74,6247
BBSC-II, N=2, q=12, f=75 Hz, fpwm=900 Hz	43,5401	50,0286	67,9841	76,5102
Polární, q=12, f=75 Hz, fpwm=900 Hz	67,7237	75,627	105,9763	117,5561

4.4 Skalární řízení s polární modulací

Mým posledním simulačním modelem je spojení skalárního řízení s polární modulací, který je na obr. 4.4.1. Požadovanou frekvenci jsem zadávala pomocí rampy, která zajistila postupné změny frekvence. Po rampě následuje omezení na 50 Hz. Pro následující výpočty jsem přepočítala mechanické otáčky na skutečnou elektrickou frekvenci rotoru motoru:

$$f_m = \frac{p_p \cdot \omega_{mech}}{\pi}$$

p_p ...počet pól párů =2 (28)

Vstupem do regulátoru je regulační odchylka e , která je rozdílem požadované frekvence f^* a skutečné frekvence rotoru motoru:

$$e = f^* - f_m \quad (29)$$

Regulační odchylka vstupuje do PI regulátoru. Výstupem regulátoru je požadovaná rotorová frekvence f_r^* , ke které přičítám skutečnou elektrickou frekvenci rotoru motoru a dostávám statorovou frekvenci f_s :

$$f_s = f_r^* + f_m \quad (30)$$

Statorovou frekvenci dále používám pro výpočet spínací frekvence, výpočet úhlu φ a pro výpočet amplitudy napětí U , kterou dostanu přenásobením konstantou k_U vytvořenou poměrem jmenovitých hodnot napětí a frekvence motoru.

$$f_{pwm} = q \cdot f_s = q \cdot f_{out} \quad (31)$$

$$\varphi = \int f_s \cdot 2 \cdot \pi \quad (32)$$

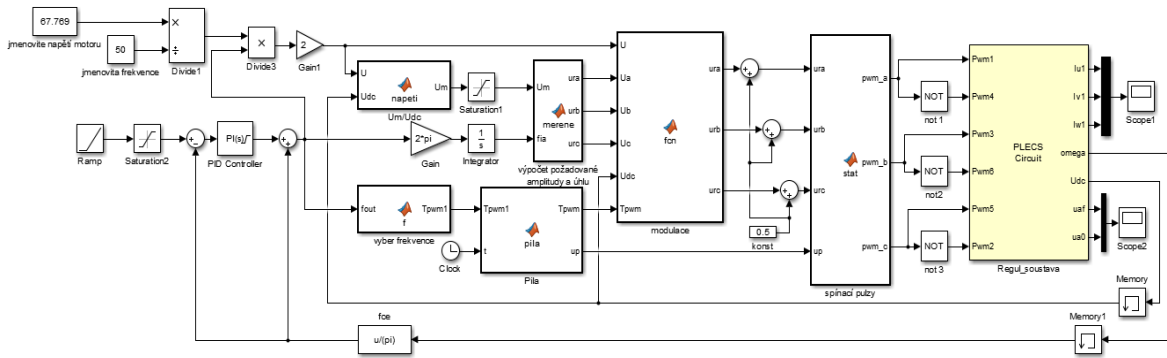
$$k_U = \frac{U_n}{f_n} \quad (33)$$

Aby byla amplituda pro další výpočty v požadovaných mezích, je potřeba hodnotu vynásobit dvěma a vydělit aktuálním napětím v meziobvodu. Tímto přepočtem také zabráníme možným problémům, které by mohly vzniknout kolísáním napětí v meziobvodu, kdyby jeho hodnota nebyla konstantní, jak tomu obvykle bývá.

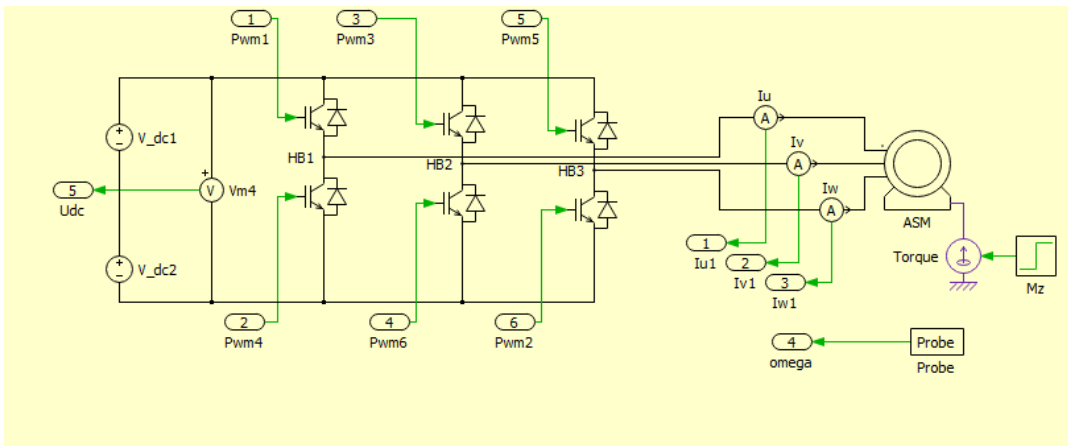
$$U_m = \frac{U}{\frac{U_{dc}}{2}} = \frac{2 \cdot U}{U_{dc}} \quad (34)$$

Dále již můžeme vypočtené hodnoty použít pro samotnou modulaci, čímž dostávám řídicí signály, které jsem ještě přičtením konstanty posunula tak, aby nabývali hodnot od 0 do 1. Tyto posunuté signály již porovnávám s pilou, jejíž frekvence je závislá na požadované statorové frekvenci a výsledkem jsou spínací pulzy pro katodovou skupinu součástek. Spínací pulzy pro anodovou skupinu součástek jsou negací pulzů pro katodovou skupinu.

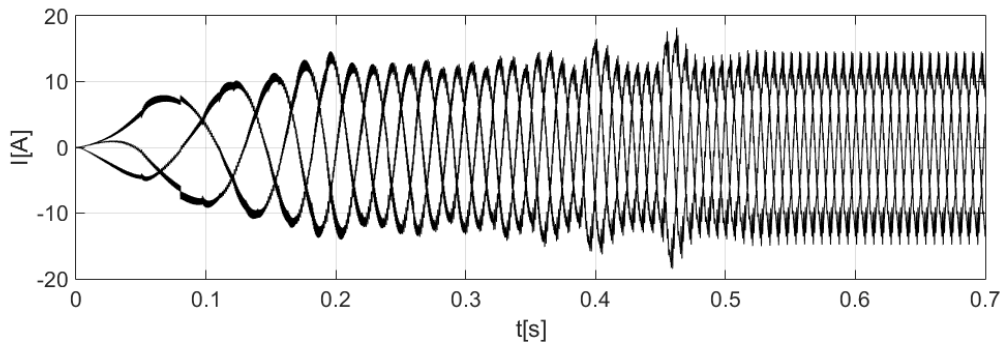
Rozběh motoru probíhá po již zmíněné rampě. Se změnou frekvence se mění i frekvence pily podle tabulky 8. Pro velmi nízké frekvence (0-5) jsem zvolila konstantní spínací frekvenci 900 Hz, a to platí i pro frekvence nad 130 Hz. Ostatní frekvence jsou rozděleny do intervalů, které udávají počet fiktivních vektorů. Spínací frekvenci pak dostávám vynásobením požadované frekvence statorové a počtem fiktivních vektorů. Pro nižší frekvence je možné q měnit tak, že každé statorové frekvenci náleží vhodná spínací frekvence. S rostoucím požadavkem na frekvenci je toto obtížnější. Na průběhu proudu jsou vidět při rozběhu změny amplitud. Důvodem změn jsou rozdílné frekvence pily, z kterých je vypočítávána amplituda řídicího napětí. Některé intervaly jsou tak rozsáhlé, že se s přiděleným q , spínací frekvence liší během tohoto intervalu i o sto Hz, což se viditelně projeví na amplitudě proudu, a to kvůli vzrůstajícímu zvlnění proudu. Dalším důvodem jsou přechodové jevy, které se k přechodům mezi jednotlivými úrovněmi vážou. Pokud přepnutí počtu fiktivních vektorů nastane uprostřed sektoru, přechodový děj může být nepříznivější. Přepínání se proto musí řešit speciální úpravou algoritmů modulace.



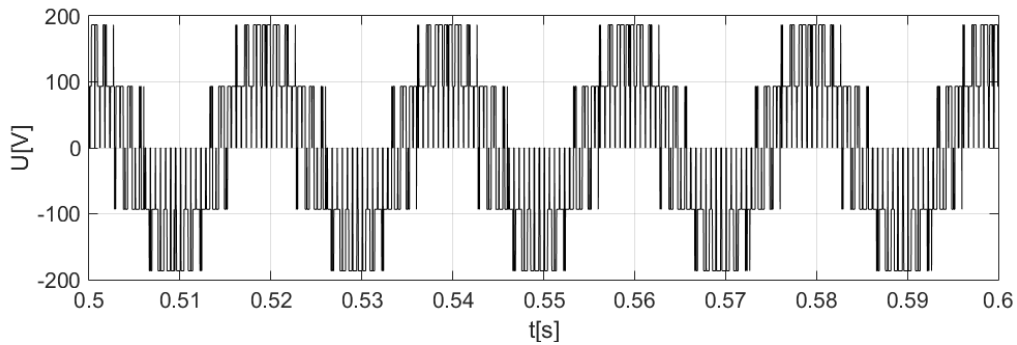
Obr. 4. 4. 1 Simulační model skalárního řízení s polární modulací



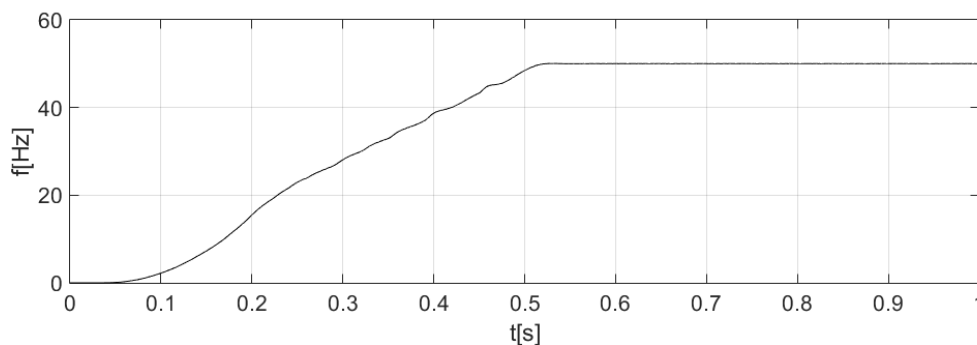
Obr. 4. 4. 2 Model napěťového střídače a asynchronního motoru



Obr. 4. 4. 3 Průběh fázových proudů motoru



Obr. 4. 4. 4 Průběh fázového napětí motoru



Obr. 4.4.5 Průběh skutečné frekvence motoru

Tabulka 8. Požadované satorové frekvence a jim přidělené spinací frekvence

$f \in (0; 5) f_{pwm} = 900 \text{ Hz}$	$f \in (22; 24) q = 39$
$f \in (5; 6) q = 150, f_{pwm} = q * f$	$f \in (24; 26) q = 36$
$f \in (6; 7) q = 132$	$f \in (26; 29) q = 33$
$f \in (7; 8) q = 114$	$f \in (29; 32) q = 30$
$f \in (8; 9) q = 102$	$f \in (32; 35) q = 27$
$f \in (9; 10) q = 90$	$f \in (35; 39) q = 24$
$f \in (10; 11) q = 84$	$f \in (39; 45) q = 21$
$f \in (11; 12) q = 78$	$f \in (45; 53) q = 18$
$f \in (13; 14) q = 66$	$f \in (53; 65) q = 15$
$f \in (14; 15) q = 60$	$f \in (65; 80) q = 12$
$f \in (15; 17) q = 54$	$f \in (80; 110) q = 9$
$f \in (17; 19) q = 48$	$f \in (110; 130) q = 6$
$f \in (19; 22) q = 42$	$f > 130, f_{pwm} = 900 \text{ Hz}$

5 Závěr

Na začátku této práce jsem vypracovala přehled o tom, co je to modulace pro řízení výkonových polovodičových měničů, co jí ovlivňuje a vybrala jsem některá kritéria pro jejich hodnocení. Také jsem popsala možnosti sepnutí napěťového střídače a zmínila vektorový přístup, kde se obecně používá 6 aktivních vektorů a 2 nulové. Dále jsem provedla rozbor druhů modulací, jejich vlastností a vybrané metody jsem stručně popsala. Popis metod je problematický zejména z důvodu neucelenosti terminologie. S terminologií je problém jak v českém tak anglickém jazyce. V češtině existuje pro jednu modulaci nebo výraz i více názvů, za což mohou rozdílné překlady nebo oddělený vývoj. Dost často se člověk může setkat i s tím, že některé modulace jsou označovány řízením (hvězdicové, polární řízení) i když se ve skutečnosti jedná jen o modulaci, a to je matoucí. Také se můžeme setkat s tím, že pro některé anglické výrazy nemáme vhodný překlad nebo je pro jednu věc více názvů.

Po teoretické části jsem se věnovala simulování v Matlabu – Simulinku za pomoci speciální knihovny Plecs. První simulací byla základní pulzně šířková modulace s nosnou, kterou jsem si ověřila, že pokud je spínací frekvence pily násobkem výstupní frekvence, tak harmonické zkreslení dosahuje nižších hodnot. Také jsem si ověřila, že harmonické zkreslení se zlepšuje s rostoucí spínací frekvencí.

Druhá simulace již využívala polární modulace. Nejprve jsem prověřila rozdíly synchronní a asynchronní polární modulace, a pak jsem se soustředila na synchronní polární modulaci s různým počtem fiktivních vektorů. Ověřila jsem si, že je vhodnější používat počty fiktivních vektorů dělitelných šesti případně třemi, a to z důvodu symetrie a tedy i lepším výsledkům harmonického zkreslení. Výsledky jsem porovnávala s předchozími a z nich bylo jasné, že polární modulace jsou lepší než modulace s nosnou a také, že nejlepších výsledků dosáhneme, pokud počet fiktivních vektorů bude dělitelný 6.

Dále jsem nasimulovala modulaci BSC-II, která ukazuje srovnatelné i lepší výsledky než synchronní polární modulace.

Poslední simulací bylo spojení skalárního řízení s vyvinutým modulátorem založeným na kombinaci asynchronní i synchronní vektorové PWM. Rozběh motoru probíhal po rampě. Velice nízké frekvence byly realizovány pomocí asynchronní modulace a ostatní frekvence určovaly spínací frekvenci pily podle vhodné přiděleného počtu fiktivních poloh. Některým frekvencím bohužel nebylo možno přiřadit nejvhodnější frekvenci

s ohledem na to, že jsem požadovala, aby počet fiktivních vektorů byl dělitelný 6 nebo alespoň 3.

Všechny úkoly stanovené v zadání práce byly splněny.

Hlavní přínosy práce:

- a) Proveden rozbor známých typů modulací pro výkonové polovodičové měniče.
- b) Vytvořeny návrhy algoritmů synchronních modulací pro výkonové polovodičové měniče.
- c) Aplikace synchronní polární modulace pro řízení asynchronního motoru
- d) Analýza výsledků.

Perspektivní směr dalšího výzkumu:

Dalším pokračováním práce by mohlo být např. řešení přechodových stavů při přepínání počtu fiktivních poloh, případně vývoj vektorového řízení a analýza chování synchronního modulátoru s tímto typem řízení.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] VONDRÁŠEK, František. *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.
- [2] PAVLÍČEK, Jiří. *EDUCON* [online]. ZČU FEL KEV, 2005 [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: <https://www.educon.zcu.cz/view.php?cislomodulu=2005022207>
- [3] GAJDŮŠEK, Pavel. *Elektrorevue. : Přehled metod řízení asynchronních motorů* [online]. [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/05020/index.html>
- [4] Materiály z předmětu ZVE [online]. [cit. 2018-03-15]. Dostupné z: <http://fei1.vsb.cz/kat430/old/Studium/Materialy/ZVE/ZVE.pdf>
- [5] JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. První vydání. Praha: Grada Publishing,a.s., 2003, 261 s. ISBN 80-247-0507-9
- [6] Příspěvatelé Wikipedie, *Modulace* [online], Wikipedie: Otevřená encyklopedie, c2017, Datum poslední revize 4. 10. 2017, 08:38 UTC, [citováno 15. 03. 2018]< <https://cs.wikipedia.org/w/index.php?title=Modulace&oldid=15391417>>
- [7] STEJSKAL, Petr. *Modulační techniky pro víceúrovňové střídače*. Praha, 2015. Diplomová práce. ČVUT. Vedoucí práce Pavel Koblre.
- [8] HOLMES, D. G., LIPO, T. A., *Pulse Width Modulation for Power Converters*, IEEE Press, 2003, ISBN 978-0-471-20814-3
- [9] KOŠTÁL, T., *Techniky Subharmonické PWM*, Diplomová práce, FEL ČVUT v Praze, 2014
- [10] HOLTZ, J. a V. T. RANGANATHAN. *Pulsewidth modulation-a survey*. PESC `92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference [online]. IEEE, 1992, 17(1), 11-18 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/PESC.1992.254685. ISBN 0-7803-0695-3. ISSN 08858993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/254685/>
- [11] DAE-WOONG CHUNG, J., V. T. JOOHN-SHEOK KIM a SEUNG-KI SUL. *Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion*. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. IEEE, 1992, 34(2), 374-380 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/28.663482. ISBN 0-7803-0695-3. ISSN 00939994. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/663482/>
- [12] HOLTZ, Joachim, Nikolaos OIKONOMOU a SEUNG-KI SUL. *Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation and Stator Flux Trajectory Control for Medium-Voltage Drives*. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. IEEE, 2007, 43(2), 600-608 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/TIA.2006.889893. ISBN 0-7803-0695-3. ISSN 0093-9994. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4132872/>
- [13] OLESCHUK, V., F. BLAABJERG a SEUNG-KI SUL. *Direct synchronized PWM techniques with linear control functions for adjustable speed drives*. *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)* [online]. IEEE, 2002, 43(2), 76-82 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/APEC.2002.989230. ISBN 0-7803-7404-5. ISSN 0093-9994. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/989230/>
- [14] NARAYANAN, G. A V. T. RANGANATHAN. *Two novel synchronized bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for high power drives*. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 17(1), 84-93 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/63.988673. ISSN 08858993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/988673/>

- [15] OLESCHUK, V., F. BLAABJERG a SEUNG-KI SUL. Synchronized scheme of continuous space-vector PWM with the real-time control algorithms. *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)* [online]. IEEE, 2004, **43**(2), 1207-1213 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355594. ISBN 0-7803-8399-0. ISSN 0093-9994. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1355594/>
- [16] DEPENDBROCK M., "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct 1988. doi: 10.1109/63.17963
- [17] AGUILERA, Ricardo P., Pablo ACUNA, Pablo LEZANA, Georgios KONSTANTINOU, Bin WU, Steffen BERNET a Vassilios G. AGELIDIS. Selective Harmonic Elimination Model Predictive Control for Multilevel Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. IEEE, 2017, 2017, **32**(3), 2416-2426 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2568211. ISBN 978-1-5090-5963-8. ISSN 0885-8993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7469797/>
- [18] BOWES, S. R., Pablo ACUNA, Pablo LEZANA, Georgios KONSTANTINOU, Bin WU, Steffen BERNET a Vassilios G. AGELIDIS. A novel harmonic elimination PWM strategy. *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives* [online]. IEE, 1998, 1998, **32**(3), 426-432 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1049/cp:19980563. ISBN 0852967047. ISSN 0885-8993. Dostupné z: http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp_19980563
- [19] SUN, J., H. GROSTOLLEN, Pablo LEZANA, Georgios KONSTANTINOU, Bin WU, Steffen BERNET a Vassilios G. AGELIDIS. Solving nonlinear equations for selective harmonic eliminated PWM using predicted initial values. *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation* [online]. IEEE, 1992, 1998, **32**(3), 259-264 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/IECON.1992.254623. ISBN 0-7803-0582-5. ISSN 0885-8993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/254623/>
- [20] RODRIGUEZ, Jos, Jorge PONTT, Csar A. SILVA, Pablo CORREA, Pablo LEZANA, Patricio CORTES a Ulrich AMMANN. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation* [online]. IEEE, 1992, 1998, **32**(3), 259-264 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/TIE.2006.888802. ISBN 0-7803-0582-5. ISSN 0885-8993. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4084698/>
- [21] HOLTZ, Joachim, Jorge PONTT, Csar A. SILVA, Pablo CORREA, Pablo LEZANA, Patricio CORTES a Ulrich AMMANN. Advanced PWM and Predictive Control—An Overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. IEEE, 2016, 1998, **63**(6), 3837-3844 [cit. 2018-03-15]. DOI: 10.1109/TIE.2015.2504347. ISBN 0-7803-0582-5. ISSN 0278-0046. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7339700/>
- [22] TAKAHASHI I. and NOGUCHI T., "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820-827, Sept. 1986. doi: 10.1109/TIA.1986.4504799