

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

Edice Habilitační a inaugurační spisy, sv. 426

ISSN 1213-418X

Bohumil Klíma

ČÍSLICOVÉ ŘÍZENÍ STRÍDAVÝCH POHONŮ

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Ing. Bohumil Klíma, Ph.D.

ČÍSLICOVÉ ŘÍZENÍ STŘÍDAVÝCH POHONŮ

DIGITAL CONTROL OF AC DRIVES

ZKRÁCENÁ VERZE HABILITAČNÍ PRÁCE



Brno 2012

KLÍČOVÁ SLOVA

Střídavý pohon, číslicové řízení, pevná řádová čárka, pulsní šířkové modulace, střídač s napěťovým meziobvodem

KEYWORDS

AC drive, digital control, fixed point, pulse width modulation, voltage source inverter

HABILITAČNÍ PRÁCE JE ULOŽENA:

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Technická 10
616 00 Brno
Czech Republic

OBSAH

ODBORNÁ CHARAKTERISTIKA UCHAZEČE	4
1 ÚVOD	5
2 ANALÝZA TRANZISTOROVÝCH STŘÍDAČŮ	6
2.1 Trojfázová pulsní šířková modulace	8
2.2 Dosažitelné napětí střídače, maximální modulační činitel.....	10
2.3 Generování pulsní šířkové modulace	12
2.4 Algoritmus modulace prostorového vektoru napětí (SVM)	13
2.5 Algoritmus PWM s injektováním sinusových vrchlíků	18
2.6 Limitace výstupního napětí	20
3 NELINEARITY STŘÍDAČE A MOŽNOSTI JEJICH KOMPENZACE	21
3.1 zvlnění napětí SS meziobvodu	21
3.2 Zkreslení výstupních napětí střídače vlivem ochranných dob	22
3.3 Kompenzace zkreslení ochrannými dobami	25
3.4 Zkreslení výstupních napětí střídače vlivem úbytků napětí na spínacích prvcích	25
3.5 Kompenzace vlivu úbytků napětí na spínacích prvcích	26
4 OPTIMÁLNÍ ŘÍZENÍ TRAKČNÍHO POHONU S ASYNCHRONNÍM MOTOREM NA MAXIMÁLNÍ ÚČINNOST	27
5 ZÁVĚR.....	31
6 LITERATURA.....	32

ODBORNÁ CHARAKTERISTIKA UCHAZEČE



Ing. Bohumil Klíma, Ph.D. se již při studiu na střední škole orientoval do oboru SEE se zaměřením na elektrické pohony. Ve stejném oboru pokračoval ve svém magisterském studiu na FEI (později FEKT) VUT v Brně (titul Ing. 1996) a rovněž také doktorském studiu (titul Ph.D. 2002).

Při doktorském studiu pracoval jeden rok (1997) jako programátor databázových aplikací pro účetní systémy, posléze v roce 1998 nastoupil jako technický pracovník na Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky FEKT VUT v Brně. V roce 2005 se stal odborným asistentem na tomtéž ústavu. Od roku 2010 zastává funkci zástupce vedoucího ústavu.

Odborné zaměření uchazeče je v rámci oboru silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika orientováno na elektrické pohony, mikroprocesorové řízení elektrických pohonů a řídicí elektroniku výkonových měničů. Při svém působení na FEKT VUT v Brně vede výuku v předmětech *střídavé pohony*, *mikroprocesorová technika v pohonech* a *mikroprocesorové řízení elektrických pohonů*. Tyto předměty garantuje na FEKT jak v prezenčním tak kombinovaném studiu. Zároveň některé z těchto předmětů garantuje na FSI v oboru mechatronika a také garantuje jeden volitelný předmět na FIT.

Podílel se a podílí na řešení řady projektů orientovaných především na vývoj speciálních pohonů. Jeho hlavní odbornou činností v těchto projektech je vývoj řídicího hardware a software, návrh řídicích metod a měření, přenos a zpracování dat.

Odbornými zaměřeními uchazeče jsou moderní střídavé pohony, speciální pohony, hardware a software pro řízení elektrických pohonů. V poslední době se rovněž věnuje diagnostice elektrických pohonů se zaměřením na diagnostiku výkonových měničů.

1 ÚVOD

Střídavé regulované pohony jsou v současnosti považovány za nejperspektivnější typ elektrických pohonů. Důvodem je snaha o dosažení co nejvyšší účinnosti, spolehlivosti a bezúdržbového provozu. Tyto požadavky lze splňovat právě s použitím střídavých elektrických strojů. Předmětem zájmu jsou stroje s harmonickým napájením, tedy synchronní (obvykle s permanentními magnety) a asynchronní stroje. Střídavé regulované pohony se v současnosti rozvíjejí v celé řadě oblastí: průmyslové automatizaci, elektrické trakci, elektromobilech, ale i ve spotřební elektrotechnice, modelářství apod.

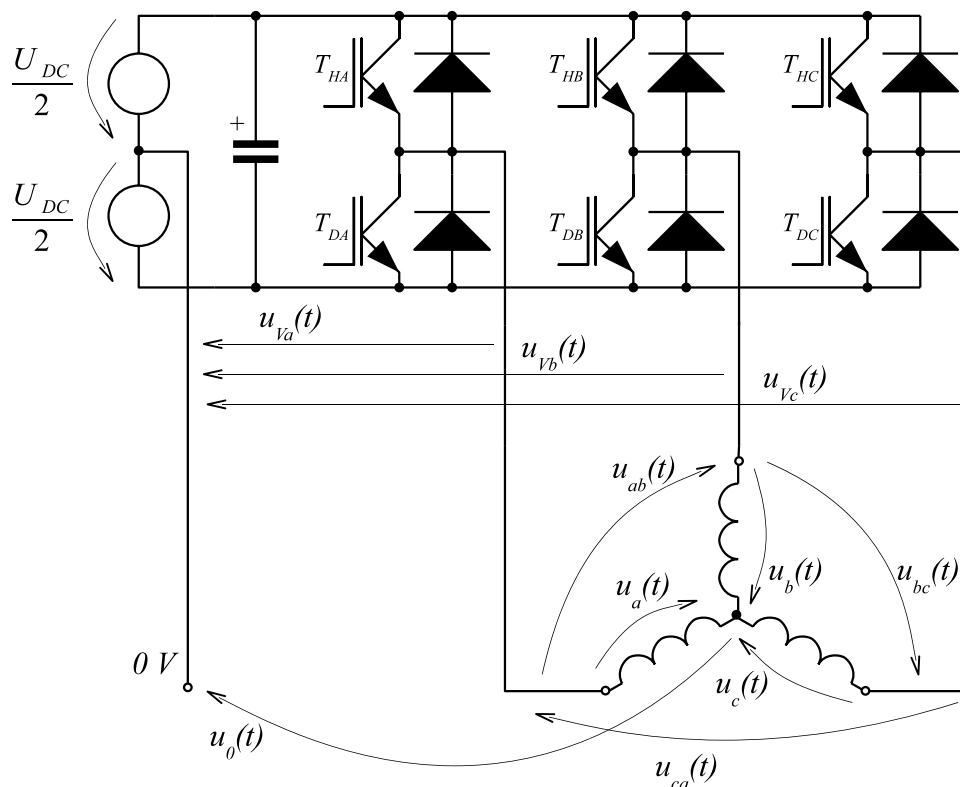
Podmínkou nasazení střídavých regulovaných pohonů je elektronický měnič. Současný rozvoj polovodičových technologií běžně umožňuje realizovat měniče pro střídavé pohony. V této oblasti je ustáleným typem měniče *střídač s napětovým meziobvodem*, realizovaný pomocí tranzistorů IGBT nebo MOSFET běžně pracující se spínacími kmitočty v nadakustické oblasti. Pomocí uvedených technologií lze realizovat střídače od jednotek wattů až po desítky kilowattů. V této souvislosti rovněž byla a je vyvíjena celá řada obvodů řídicí elektroniky pro realizaci kompletního hardware měničů a celá řada metod regulace elektrických pohonů. Elektrické pohony jsou takto zdokonalovány a vybavovány novými funkcemi, metodami bezsenzorového řízení, pokročilou diagnostikou, novými typy průmyslových rozhraní apod.

Tato práce představuje přehled metod řízení vlastního trojfázového střídače a metod kompenzace jevů ve střídači, které nejvíce přispívají k nelineárnímu chování střídače. Popis uváděných metod zohledňuje jejich implementaci v mikroprocesorech s pevnou řádovou čárkou. Matematický popis těchto algoritmů je v literatuře uváděn, avšak problematikou jejich implementace v mikroprocesorových řídicích systémech se detailně zabývá malé množství literatury. Převážně se jedná o firemní materiály výrobců mikroprocesorů a manuály knihoven dostupných pro tyto mikroprocesory.

Motivací pro vytvoření této práce je vysvětlení problematiky realizace a implementace řídicích algoritmů v mikroprocesorech s pevnou řádovou čárkou. Práce má být základem inovovaných učebních textů v předmětech orientovaných na střídavé pohony a má být srozumitelný studentům. Z tohoto důvodu se v textu vyskytují mnohé základní informace a podrobná odvození některých zákonitostí v oblasti výkonové elektroniky a řídicí elektroniky.

2 ANALÝZA TRANZISTOROVÝCH STŘÍDAČŮ

Pro matematický popis vlastností trojfázového střídače nejprve definujeme vztahy mezi jednotlivými napětími. Topologie trojfázového střídače s vyznačením jednotlivých napětí je zobrazena na obr. 2.1.



- $u_{Va}(t), u_{Vb}(t), u_{Vc}(t)$ - okamžité hodnoty větrových napětí
- $u_{ab}(t), u_{bc}(t), u_{ca}(t)$ - okamžité hodnoty sdružených napětí
- $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$ - okamžité hodnoty fázových napětí
- $u_0(t)$ - okamžitá hodnota vychylovacího napětí
- u_{DC} - napětí stejnosměrného meziobvodu, jeho střed je zvolen jako vztažný potenciál pro definici napětí v trojfázovém střídači

Obr. 2.1 Definice napětí v trojfázovém tranzistorovém střídači

Střed zátěže je izolovaný a rozdíl napětí mezi ním a vztažným potenciálem je nazýván vychylovacím napětím. Z obr. 2.1 lze podle II. Kirchhoffova zákona pro větrová napětí odvodit

$$\begin{aligned} u_{Va}(t) &= u_a(t) + u_0(t) \\ u_{Vb}(t) &= u_b(t) + u_0(t) \\ u_{Vc}(t) &= u_c(t) + u_0(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

A pro sdružená napětí lze z větrových napětí odvodit vztah

$$\begin{aligned} u_{ab}(t) &= u_{Va}(t) - u_{Vb}(t) \\ u_{bc}(t) &= u_{Vb}(t) - u_{Vc}(t) \\ u_{ca}(t) &= u_{Vc}(t) - u_{Va}(t) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Sečteme-li řádky předchozí rovnice, dokážeme, že součet okamžitých hodnot sdružených napětí je roven vždy nule pro libovolné průběhy větvových napětí.

$$u_{ab}(t) + u_{bc}(t) + u_{ca}(t) = 0 \quad (2.3)$$

Pro vychylovací napětí obecně platí $u_0(t) \neq 0$. Jestliže se jedná o symetrickou lineární zátěž (v případě elektrických strojů zátěž typu R, L, U_i), lze dokázat [15], že pro fázová napětí platí

$$\begin{aligned} u_a(t) &= \frac{1}{3} [2u_{va}(t) - u_{vb}(t) - u_{vc}(t) + \sum u_i(t)] \\ u_b(t) &= \frac{1}{3} [-u_{va}(t) + 2u_{vb}(t) - u_{vc}(t) + \sum u_i(t)] \\ u_c(t) &= \frac{1}{3} [-u_{va}(t) - u_{vb}(t) + 2u_{vc}(t) + \sum u_i(t)] \end{aligned} \quad (2.4)$$

A pro vychylovací napětí

$$u_0(t) = \frac{1}{3} [u_{va}(t) + u_{vb}(t) + u_{vc}(t) - \sum u_i(t)] \quad (2.5)$$

kde $\sum u_i(t) = u_{ia}(t) + u_{ib}(t) + u_{ic}(t)$ je součet okamžitých hodnot indukovaných napětí v jednotlivých fázích zátěže. Indukovaná napětí ve fázích elektrického stroje s harmonickým rozložením indukce ve vzduchové mezeře splňují podmínku, že součet okamžitých hodnot indukovaných napětí je roven nule, tedy

$$\sum u_i(t) = u_{ia}(t) + u_{ib}(t) + u_{ic}(t) = 0 \quad (2.6)$$

Potom také po sečtení řádků ve (2.4) vyplývá, že součet okamžitých hodnot fázových napětí je roven nule.

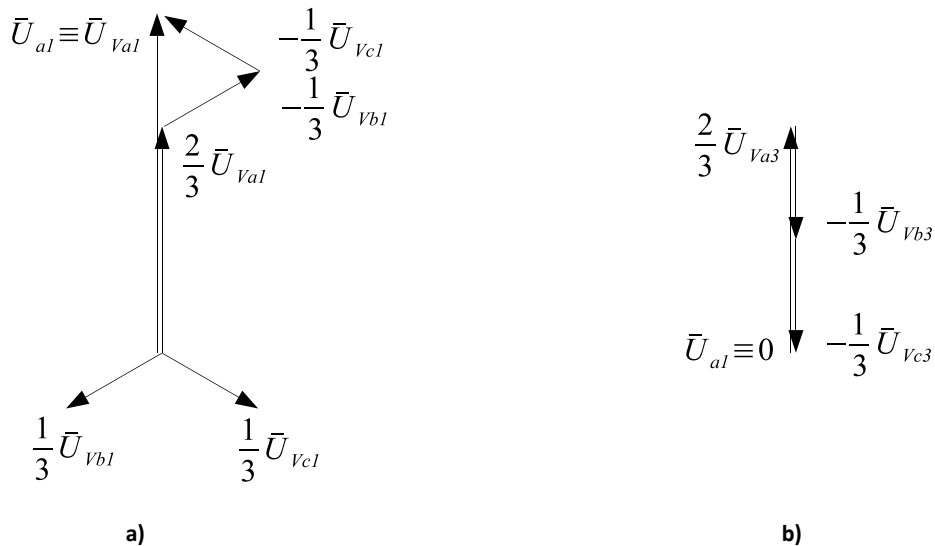
$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0 \quad (2.7)$$

Nadále předpokládejme, že střídačem napájíme trojfázový symetrický motor zapojený do hvězdy, který splňuje podmínku (2.6). Na výstupech jednotlivých větví jsou „tvarově“ shodné periodické signály, v každé větvi posunutě o $1/3$ periody. Tyto signály kromě první harmonické mohou obsahovat také libovolné vyšší harmonické složky. Jednotlivé harmonické složky lze zakreslit jako fázory do fázové roviny. Fázory první harmonické větvových napětí tvoří za uvedených podmínek symetrickou hvězdu, jak je ukázáno na obr. 2.2 a) a aplikací rovnice (2.4) získáme

$$\bar{U}_{a1} = \frac{2}{3} \bar{U}_{va1} - \frac{1}{3} \bar{U}_{vb1} - \frac{1}{3} \bar{U}_{vc1} = \bar{U}_{va1} \quad (2.8)$$

Třetí harmonické větvových napětí jsou v trojfázové soustavě vždy soufázové dle obr. 2.2 b) a platí

$$\bar{U}_{a3} = \frac{2}{3} \bar{U}_{va3} - \frac{1}{3} \bar{U}_{vb3} - \frac{1}{3} \bar{U}_{vc3} = 0 \quad (2.9)$$



Obr. 2.2 Grafické znázornění vztahu mezi harmonickými složkami větrových napětí ve fázové rovině a) pro první harmonickou, b) pro harmonické násobky tří.

Z uvedeného lze pro trojfázovou symetrickou soustavu v ustáleném stavu vyvodit následující závěry:

- 1. harmonické fázového i větrového napětí mají stejné amplitudy a jsou soufázové (jsou totožné)
- Větrová napětí mohou obsahovat harmonické násobky tří, fázové a sdružené napětí je nikdy neobsahuje. Harmonické násobky tří jsou soufázové a eliminují se dle rovnice (2.9)
- Jelikož ve fázových a sdružených napětích je žádoucí pouze první harmonická složka, je třeba, aby rovněž větrová napětí neobsahovala jiné harmonické než první a násobky tří.
- Teoreticky mohou všechna tři větrová napětí obsahovat stejnou stejnosměrnou složku. Tato se rovněž nepromítne do fázových a sdružených napětí. Stejnosměrná složka se užívá v některých variantách SVM algoritmů pro techniku bus-clamping jak je uvedeno dále.

2.1 TROJFÁZOVÁ PULSNÍ ŠÍŘKOVÁ MODULACE

V předchozím textu byla předpokládána výstupní napětí střídače tak, jako by byl střídač realizován např. trojicí výkonových operačních zesilovačů. Reálné střídače však pracují ve spínacím režimu. Horní a dolní spínač každé větve pracuje obvykle v tzv. komplementárním módu, kdy je sepnut vždy jeden z tranzistorů větve. Potom lze pro každou větev definovat dva binární stavy: stav 0 definujeme, je – li sepnut dolní tranzistor a stav 1 pro opačný případ, kdy je sepnut horní tranzistor. Pro celý střídač lze pak zavést spínací vektor $[a, b, c]^T$.

Stav, kdy jsou vypnuty oba tranzistory větve, v následujícím textu nepředpokládáme, i když je také možné jej využívat. Stav, že jsou sepnuty oba tranzistory větve, je nepřijatelný.

Na základě spínacího vektoru lze definovat pro sdružená napětí následující vztah

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = u_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

a pro fázová napětí s využitím vztahu (2.4) a že motor je ideálně symetrický (2.6) lze psát

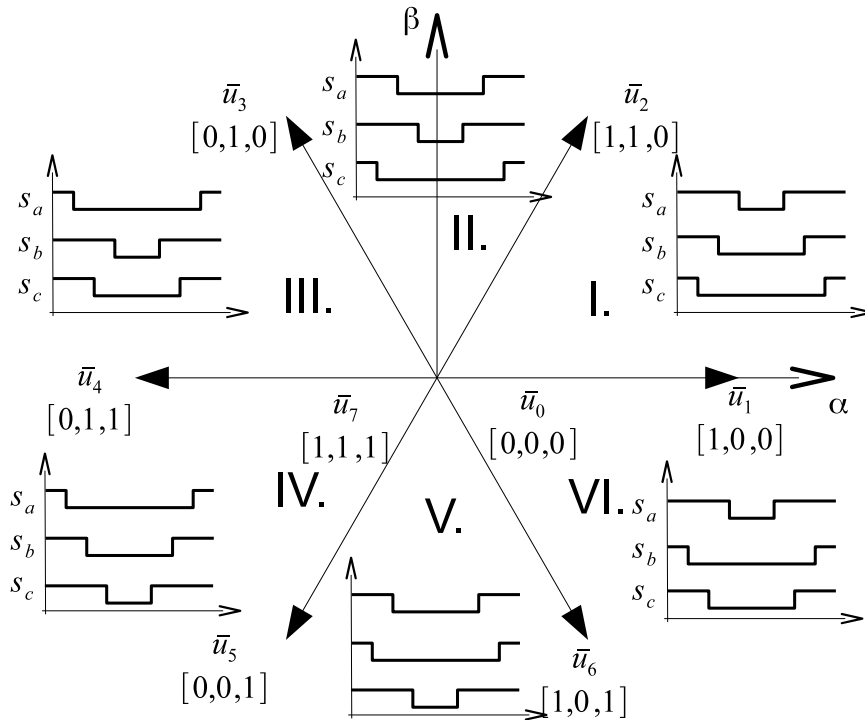
$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{u_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Tabulka 2.1 Fázová napětí, sdružená napětí a napětí ve stacionárních souřadnicích pro jednotlivé stavy sepnutí střídače

$[a, b, c]$	u_a	u_b	u_c	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	u_α	u_β	vektor
[0,0,0]	0	0	0	0	0	0	0	0	\bar{u}_0
[1,0,0]	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	u_{DC}	0	$-u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	0	\bar{u}_1
[1,1,0]	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	0	u_{DC}	$-u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	\bar{u}_2
[0,1,0]	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-u_{DC}$	u_{DC}	0	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	\bar{u}_3
[0,1,1]	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-u_{DC}$	0	u_{DC}	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	0	\bar{u}_4
[0,0,1]	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	0	$-u_{DC}$	u_{DC}	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	\bar{u}_5
[1,0,1]	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	u_{DC}	$-u_{DC}$	0	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	\bar{u}_6
[1,1,1]	0	0	0	0	0	0	0	0	\bar{u}_7

V popsaném spínacím režimu se pak střídač může nacházet v osmi diskretních stavech sepnutí, které dovolují jednotlivé kombinace binárních prvků spínacího vektoru. Zároveň těchto osm stavů reprezentuje osm diskretních prostorových vektorů napětí ve stacionárním souřadném systému $\alpha\beta$, jak je ukázáno v obr. 2.3. Tyto stavy a jejich výsledná fázová, sdružená napětí a složky prostorového napětí jsou uvedeny v tabulce 2.1. Jak je patrné z tabulky i z obrázku, stavy sepnutí reprezentují dva nulové stavy (vektory) napětí \bar{u}_0 a \bar{u}_7 , kdy jsou sepnuty všechny dolní tranzistory nebo všechny horní tranzistory střídače. Dalších šest stavů (vektorů) jsou aktivní stavy. Tyto vektory jsou vzájemně pravidelně potočeny v komplexní rovině $\alpha\beta$ o úhel $\pi/3$ a rovinu rozdělují na šest sektorů označených římskými číslicemi I. až VI.

Při generování symetrické pulsní šířkové modulace dochází k porovnávání prahových úrovní pwm_a , pwm_b a pwm_c s hodnotou vratného čítače. Jestliže je prahová hodnota čítače větší, než hodnota čítače, větev se nachází ve stavu 1, v opačném případě 0. Během jedné periody běhu vratného čítače při symetrické modulaci lze pro různé prahové hodnoty jednotlivých větví pwm_x pozorovat na jedné polovině periody jednotlivé stavy sepnutí střídače (vektory), ve druhé polovině se tyto stavy opakují v opačném pořadí. Při pulsní šířkové modulaci odpovídají hodnotám pwm_x velikosti středních hodnot větvových napětí na modulační periodě T_{pwm} . Hodnotě $pwm_x = 0$ odpovídá hodnota větvového napětí $U_{vx} = -U_{DC}/2$ a hodnotě $pwm_x = 1$ odpovídá hodnota $U_{vx} = +U_{DC}/2$.

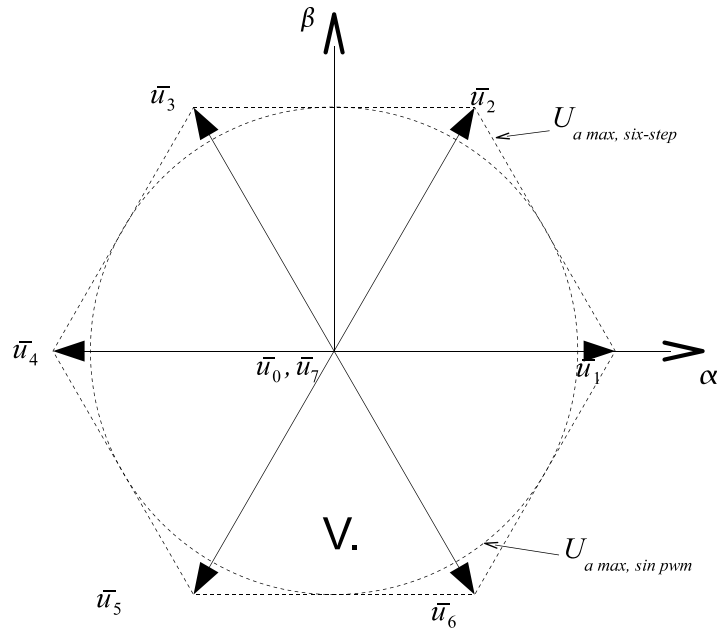


Obr. 2.3 Grafické znázornění jednotlivých stavů sepnutí trojfázového střídače v komplexní rovině $\alpha\beta$ a pořadí hran trojfázové pulsní šířkové modulace odpovídající jednotlivým sektorům.

Při použití trojfázového modulátoru se společným trojúhelníkovým signálem (vratným čítačem) je v jednotlivých sektorech jednoznačně definováno pořadí hran spínacích sekvencí s_a , s_b a s_c . Tato pořadí jsou pro jednotlivé sektory ukázána na obr. 2.3. Těmito pořadími jsou rovněž definovány stavy sepnutí používané v každém sektoru a jim odpovídající vektory napětí. Lze si povšimnout, že pro každý sektor jsou vždy používány dva aktivní vektory ohraničující sektor a oba nulové stavy.

2.2 DOSAŽITELNÉ NAPĚTÍ STŘÍDAČE, MAXIMÁLNÍ MODULAČNÍ ČINITEL

Šestiúhelník vyznačený na obr. 2.4 vyznačuje prostor střídačem realizovatelných prostorových vektorů napětí. Pomocí dále popsaných modulačních technik lze dosáhnout libovolného prostorového vektoru napětí, který leží uvnitř tohoto šestiúhelníku. Maximální amplitudu první harmonické fázového napětí lze pro dané napětí stejnosměrného meziobvodu u_{DC} dosáhnout, jestliže střídač pracuje v tzv. six-step režimu. Výsledné fázové a sružené napětí včetně jejich prvních harmonických je naznačeno na obr. 2.5.

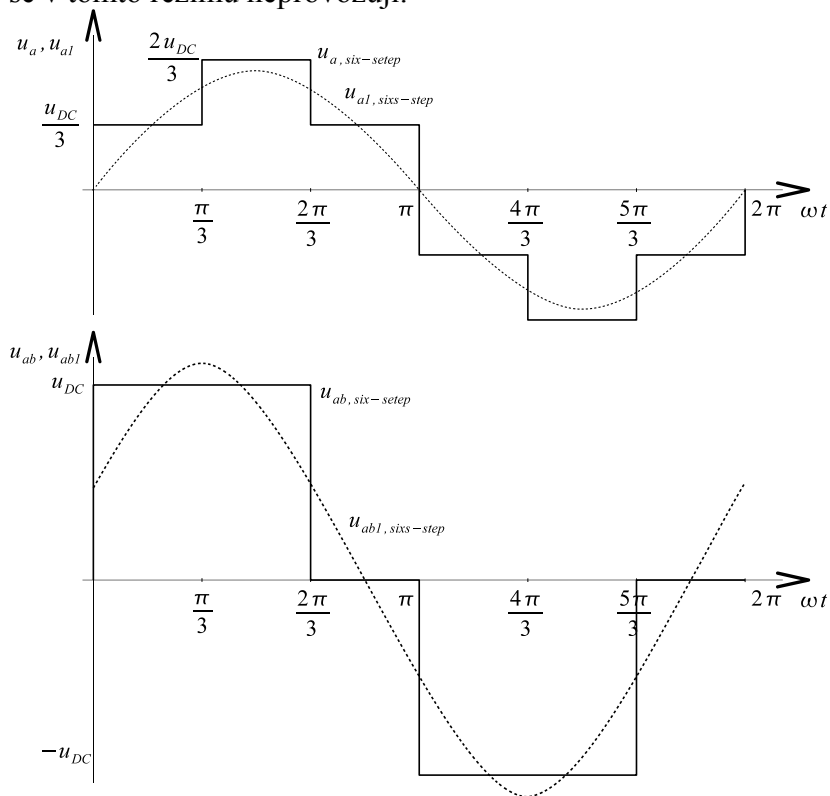


Obr. 2.4 Dosažitelné napětí střídače. Při provozu v six-step režimu leží dosažitelné napětí ve vyznačené šestiúhelníkové oblasti. Při sinusové trojfázové modulaci pak leží dosažitelné napětí v oblasti vepsaného kruhu do uvedeného šestiúhelníku.

První harmonická složka fázového a sdruženého napětí v six-step režimu získaná na základě harmonické analýzy má amplitudu:

$$U_{a \max, six-step} = \frac{2}{\pi} u_{DC}, \quad U_{ab \max, six-step} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} u_{DC} \quad (2.12)$$

Tato úroveň napětí je však v six-step režimu [4] dosažena za cenu významného harmonického zkreslení, které sebou přináší zvlnění momentu stroje, jeho otáček a zvýšenou hlučnost a ztráty. Moderní střídače se v tomto režimu neprovozují.



Obr. 2.5 Průběh fázového a sdruženého napětí na trojfázovém motoru v six-step režimu s vyznačením prvních harmonických složek

Pro porovnání algoritmů pulsní šířkové modulace a také pro definici napěťového zesílení střídače definujeme tzv. maximální modulační činitel [15], [16]. Ten zavedeme jako poměr první harmonické sduženého napětí a napětí stejnosměrného meziobvodu a závisí na typu algoritmu generování větvových napětí pro pulsní šířkovou modulaci

$$M_{\max} = \frac{U_{abl \max}}{U_{DC}} \quad (2.13)$$

Pro režim six-step je podle předchozího vztahu hodnota maximálního modulačního činitele rovna:

$$M_{\max, six-step} = \frac{U_{abl \max, six-step}}{U_{DC}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} = 1,103 \quad (2.14)$$

Pohybuje-li se prostorový vektor napětí po trajektorii dané vepsanou kružnicí do zmiňovaného šestiúhelníku, dosáhneme harmonických fázových i sdužených napětí na motoru. Tento fakt je zřejmý z toho, že napětí v souřadném systému $\alpha\beta$ (u_α a u_β) jsou kosinového a sinového průběhu a po zpětné Clarkově transformaci obdržíme také harmonická fázová napětí. Větvová napětí ovšem harmonická nebudou, budou obsahovat přídavné harmonické složky násobků tří, jak bylo uvedeno v úvodu této kapitoly. Průběh vyšších harmonických složek je pak patrný ve vchylovacím napětí, jak bude ukázáno dále při rozboru jednotlivých algoritmů trojfázové sinusové PWM. Zároveň je nutné podotknout, že nalezení vhodné kombinace harmonických násobků tří pro větvová napětí je nejednoznačnou úlohou. Bude ukázáno, že existuje teoreticky nekonečně mnoho řešení, z nichž pak některá jsou významná z hlediska jednoduchosti realizace, nebo pro optimalizaci spínacích ztrát střídače. Velikost vepsané kružnice do šestiúhelníku odpovídá amplitudě fázového napětí. Její poloměr ve vztahu k napětí stejnosměrného meziobvodu u_{DC} a poměr amplitudy sduženého napětí lze vyjádřit jako

$$U_{a \max, pwm} = \frac{\sqrt{3}}{3} u_{DC}, U_{ab \max, pwm} = u_{DC} \quad (2.15)$$

pak maximální modulační činitel pro tyto metody generování sinusové PWM je

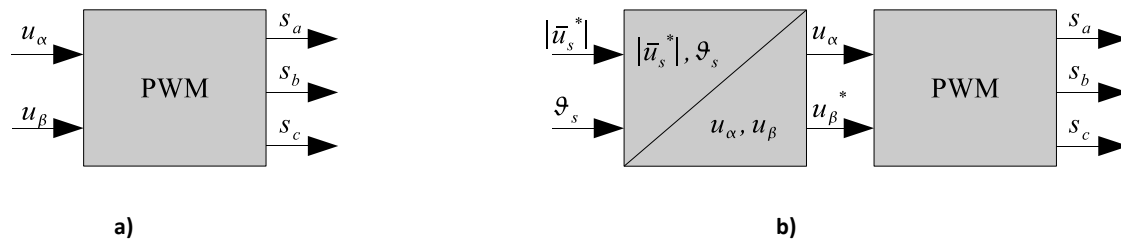
$$M_{\max, pwm} = \frac{U_{abl \max, pwm}}{U_{DC}} = 1,0 \quad (2.16)$$

Zesílení střídače lze definovat jako poměr velikosti výstupního prostorového vektoru napětí a číselné velikosti prostorového vektoru napětí zadávaného do algoritmu PWM. V ustáleném stavu se jedná o poměr jejich amplitud. Uvažujme, že máme normovanou velikost prostorového vektoru napětí, tzn., že jednotkové velikosti prostorového vektoru napětí v číslicovém řídicím systému odpovídá maximální amplituda výstupního prostorového vektoru dle maximálního modulačního činitele daného typem použitého algoritmu PWM. Pak lze zesílení měniče definovat jako

$$K_M = \frac{|\bar{u}_s|}{|\bar{u}_s^*|} = \frac{M_{\max}}{\sqrt{3}} U_{DC} \quad (2.17)$$

2.3 GENEROVÁNÍ PULSNÍ ŠÍŘKOVÉ MODULACE

Z hlediska regulačních schémat střídavých pohonů je účelné definovat funkci pulsní šířkové modulace jako závislost stříd s_a , s_b a s_c v jednotlivých větvích na požadovaném prostorovém vektoru napětí definovaným jeho složkami u_α a u_β , přičemž jednotkovému prostorovému vektoru napětí pak odpovídá maximální hodnota modulačního činitele použitého algoritmu. Blokově je algoritmus trojfázové sinusové PWM naznačen na obr. 2.6 a). Napětí u_α a u_β jsou přirozenými výstupy v regulačních schématech vektorově orientovaných řízení. V regulačních schématech skalárního řízení jsou výstupem amplituda a úhel natočení prostorového vektoru napětí. Algoritmus PWM však obvykle zůstává shodný, ale prostorový vektor napětí nejprve převedeme z polárních souřadnic do pravoúhlých, jak je naznačeno na obr. 2.6 b).



Obr. 2.6 Schematické znázornění funkce trojfázové PWM. a) vstupy funkce jsou napětí u_α a u_β . Tato napětí jsou přirozeně získána ve schématech vektorově orientovaných řízení trojfázových strojů b) ve skalárních regulacích je nutné předřadit převod z polárních do pravouhlých souřadnic.

Na základě poznatků z kapitoly 2, lze chápat úlohu algoritmů pulsní šířkové modulace jako nalezení vhodné kombinace první harmonické a harmonických násobků tří pro větvová napětí tak, aby bylo dosaženo jednotkového modulačního činitele dle (2.16).

Vlastností uvedených v kapitole 2 se využívá pro algoritmy generování stříd pro jednotlivé větve střídače. Tyto stříd odpovídají větvoovým napětím, ale nabývají hodnot

$$s_x \in \langle 0;1 \rangle \quad ; \quad x = a, b, c \quad (2.18)$$

a jim odpovídají střední hodnoty větvoových napětí na modulační periodě

$$u_{vx} \in \left\langle -\frac{u_{DC}}{2}; \frac{u_{DC}}{2} \right\rangle \quad ; \quad x = a, b, c \quad (2.19)$$

a jednotková velikost prostorového vektoru napětí

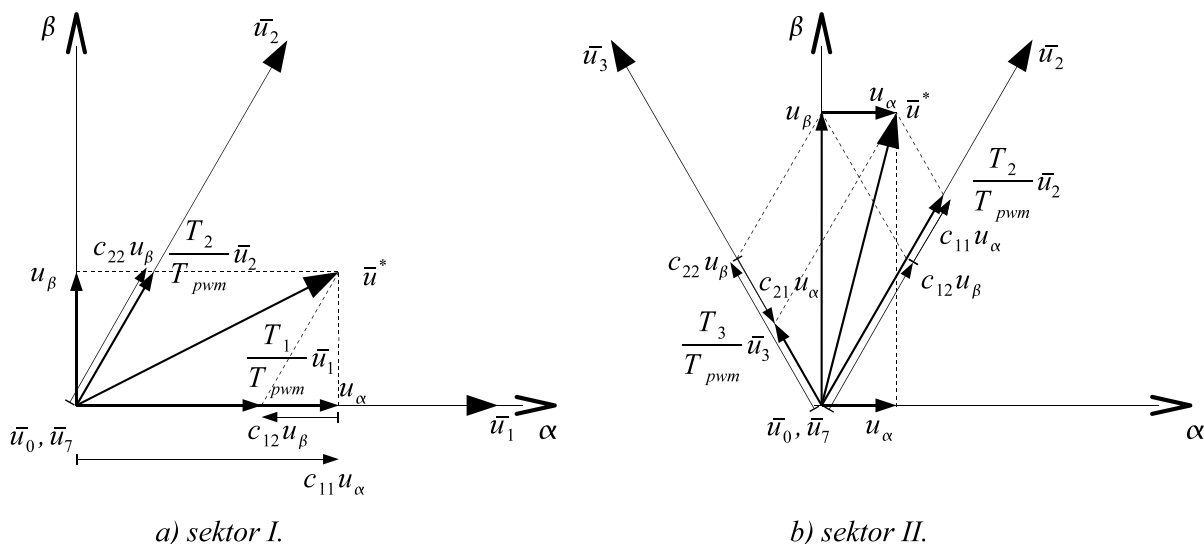
$$|u_s^*| \in \langle 0;1 \rangle \quad (2.20)$$

Vzhledem k poměru frekvencí první harmonické fázového napětí a frekvence pulsní šířkové modulace $f_{pwm} \gg f_{Ua,1}$ lze tuto střední hodnotu napětí považovat za okamžitou hodnotu větvového napětí. Někdy se rovněž zavádí pojem okamžitá střída.

2.4 ALGORITMUS MODULACE PROSTOROVÉHO VEKTORU NAPĚTÍ (SVM)

Při algoritmu modulace prostorového vektoru napětí je úkolem sepnout jednotlivé stavy střídače (spínací vektory) po definované dobu [25]. Libovolného prostorového vektoru napětí v určitém sektoru dosáhneme, sepneme-li během modulační periody dva sousední vektory, každý na dobu odpovídající poměrné části průmětu požadovaného prostorového vektoru napětí do směrů dvou sousedících aktivních vektorů. Po zbytek času modulační periody jsou sepnuty nulové vektory. Jejich rozdělení dovoluje jistý stupeň volnosti při realizaci algoritmů SVM. V prvním případě ukážeme jejich rozdělení na dvě stejné doby. Rozložení prostorového vektoru napětí do dvou sousedních aktivních stavů je ukázáno na obr. 2.7 pro sektory I. a II. Obecně pak pro daný sektor platí vektorový součet:

$$\bar{u}_s = \frac{T_m}{T_{pwm}} \bar{u}_m + \frac{T_{m+1}}{T_{pwm}} \bar{u}_{m+1} \quad (2.21)$$



Obr. 2.7 Grafické znázornění výpočtu dob trvání aktivních stavů v sektorech I. a II.

Pro libovolný sektor m lze pak odvodit následující vztahy pro doby sepnutí aktivních prostorových vektorů:

$$\begin{bmatrix} T_m \\ T_{m+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_{pwm}}{u_{DC}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{m\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{m\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(m-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(m-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_\alpha^* \\ \bar{u}_\beta^* \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

a pro celkovou dobu sepnutí nulových vektorů

$$T_{zero} = T_0 + T_8 = T_{pwm} - T_m - T_{m+1} \quad (2.23)$$

V algoritmu pulsní šířkové modulace pak obvykle uvažujeme maximální velikost prostorového vektoru napětí jednotkovou a stejně tak napětí stejnosměrného meziobvodu a dobu modulační periody. Potom doby sepnutí vyjdou jako poměrné části modulační periody a jedná se o jednoduchý výpočet násobení matice s konstantními koeficienty pro jednotlivé sektory:

$$\begin{bmatrix} T_{m,pu} \\ T_{m+1,pu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_{\alpha,pu}^* \\ \bar{u}_{\beta,pu}^* \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

a doba sepnutí nulových vektorů

$$T_{zero,pu} = T_{0,pu} + T_{8,pu} = 1 - T_{m,pu} - T_{m+1,pu} \quad (2.25)$$

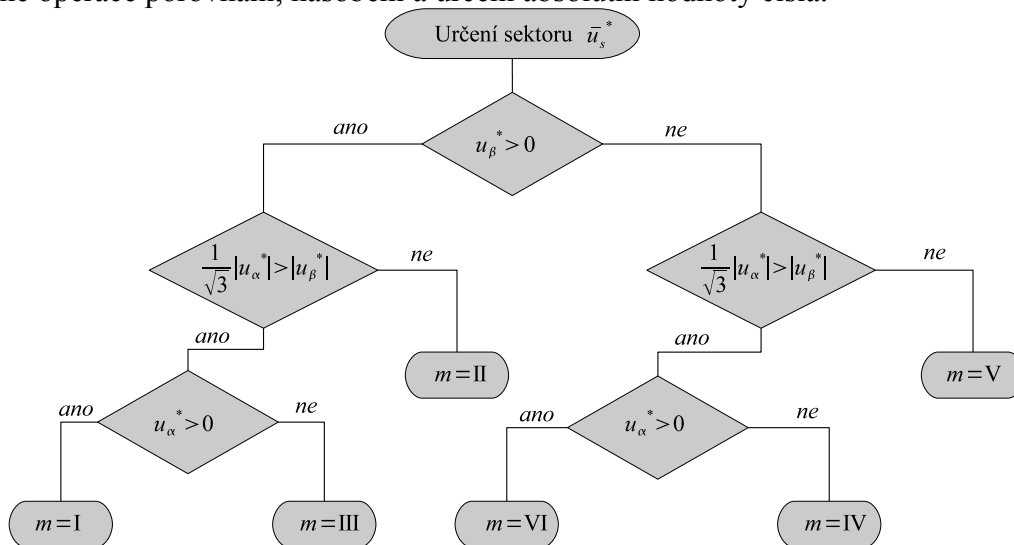
Koeficienty matice pro vztah (2.24) pro jednotlivé sektory jsou vypočteny v tabulce 6.4. Absolutní hodnota všech koeficientů je menší než jedna a lze tedy provést snadnou implementaci vztahů (2.24) a (2.25) ve zlomkové aritmetice.

Tabulka 2.2 Koeficienty pro výpočet dob trvání aktivních stavů pro jednotlivé sektory

sektor	c_{11}	c_{12}	c_{21}	c_{22}
I	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	1
II	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$
III	0	1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$

IV	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	-1
V	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$
IV	0	-1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$

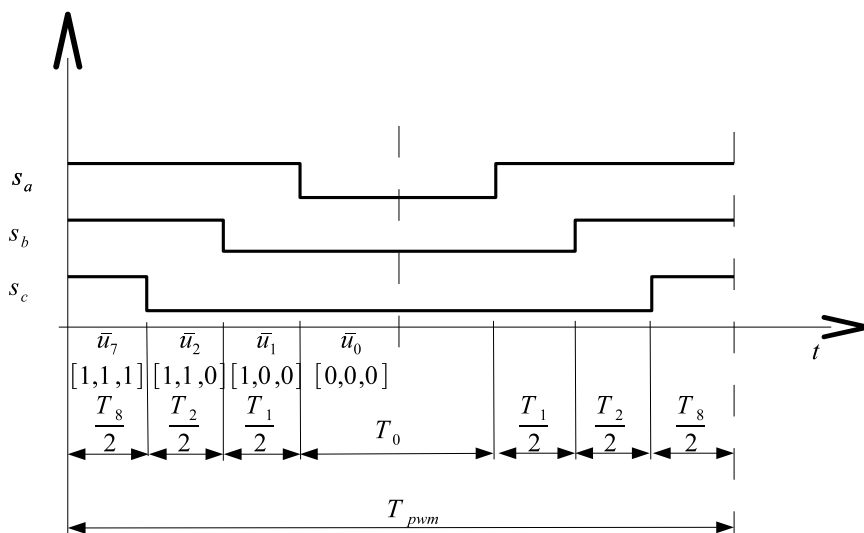
Dalším dílčím úkolem algoritmu SVM je samotná identifikace sektoru m . Tento algoritmus vede na výpočet funkce arkustangens pro získání úhlu natočení prostorového vektoru napětí a vyhledání intervalu odpovídajícího sektoru. Vzhledem k existenci šesti diskretních sektorů lze tento problém zjednodušit. Tuto identifikaci lze provést na základě rozhodovacího procesu naznačeného v diagramu na obr. 2.8 na základě vstupních napětí u_α a u_β . Celý tento úkol opět obsahuje pouze jednoduché operace porovnání, násobení a určení absolutní hodnoty čísla.



Obr. 2.8 Algoritmus určení sektoru prostorového vektoru napětí na základě napětí u_α a u_β .

Známe-li doby sepnutí jednotlivých spínacích vektorů střídače pro danou modulační periodu, lze sestavit spínací sekvence v jednotlivých větvích střídače s_a , s_b a s_c . Ačkoliv existuje teoreticky více možných sekvencí, kterými mohou, být jednotlivé stavy střídače aplikovány, minimální spínací frekvence je dosaženo při přechodu z jednoho stavu střídače do druhého přepnutím pouze jedné větve střídače. Navíc nulové vektory jsou společné pro všechny sektory, je vhodné začínat a končit každou modulační periodu jedním z těchto nulových vektorů. Při přechodu z jedné modulační periody do druhé pak nedochází ke změně stavu střídače. Ujijeme-li trojfázový modulátor se společným nosným trojúhelníkovým signálem, pak ke splnění těchto požadavků dochází přirozeně a spínací sekvence pak odpovídají obr. 2.3.

Dále je třeba určit dobu trvání obou nulových stavů střídače. Pro jednoduchost celkovou dobu nulových stavů rozdělíme rovnoměrně. Pak lze vypočítat časy zapnutí a vypnutí jednotlivých větví. Takový případ je naznačen na obr. 2.9.

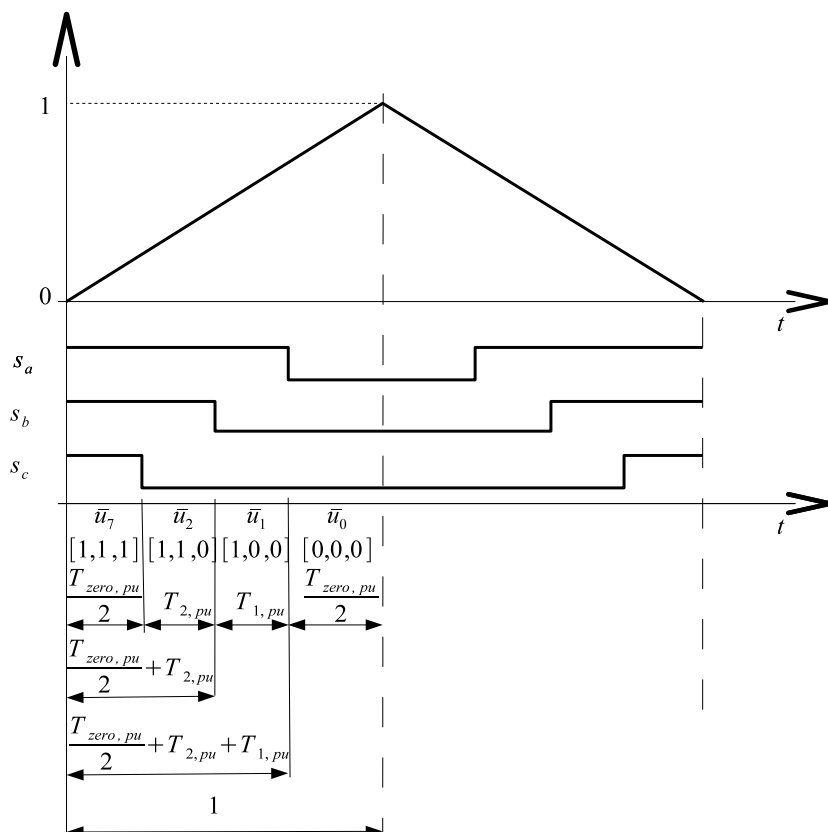


Obr. 2.9 Vyznačení dob aktivních vektorů a nulových vektorů při rovnoměrném rozdělení nulových vektorů

Jestliže použijeme trojfázový modulátor se symetrickým trojúhelníkovým signálem, pak můžeme s výhodou využít pro výpočet stříd do jednotlivých větví popis pomocí poměrných časů sepnutí jednotlivých vektorů. Střídly odpovídají přímo součtům poměrných časů dle tabulky 6.5, kterou sestavíme pro jednotlivé sektory dle obr. 2.10. Při použití symetrického trojúhelníkového nosného signálu lze řešit úlohu sestavení stříd na jedné polovině periody, ve druhé polovině periody se sekvence opakuje v opačném pořadí, jak je ukázáno rovněž v obr. 2.10.

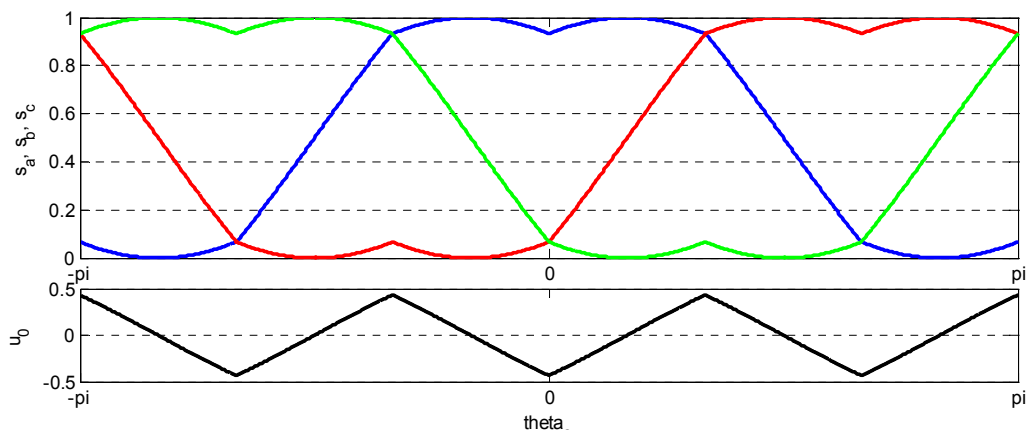
Tabulka 2.3 Vztahy pro výpočet stříd trojfázového střídače pro jednotlivé sektory při standardním algoritmu SVM

sektor	S_a	S_b	S_c
I	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu} + T_{m,pu}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2}$
II	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m,pu}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu} + T_{m,pu}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2}$
III	$\frac{T_{zero,pu}}{2}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu} + T_{m,pu}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu}$
IV	$\frac{T_{zero,pu}}{2}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m,pu}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu} + T_{m,pu}$
V	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu} + T_{m,pu}$
IV	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m+1,pu} + T_{m,pu}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2}$	$\frac{T_{zero,pu}}{2} + T_{m,pu}$



Obr. 2.10 Výpočet stříd jednotlivých větví z poměrných časů aktivních a nulových stavů v sektoru I.

Na obr. 2.11 je pak zobrazen průběh stříd jednotlivých větví produkovaný algoritmem SVM při rovnoměrném rozdělení časů prostorových vektorů \bar{u}_0 a \bar{u}_7 na celé jedné otáčky prostorového vektoru napětí o jednotkové délce. Střidy tvarově odpovídají větvoým napětím, liší se ovšem rozsahem ve vertikální ose. Rozsahu stříd $s_x \in \langle 0;1 \rangle$ odpovídá rozsah větvoých napětí $u_x \in \langle -u_{DC}/2; u_{DC}/2 \rangle$. V grafu je zobrazen rovněž průběh vychylovacího napětí. Má trojnásobnou frekvenci vzhledem k průběhu větvoých napětí a neobsahuje stejnosměrnou složku. Tento algoritmus bývá považován za základní metodu číslicového generování trojfázové pulsní šířkové modulace.



Obr. 2.11 Průběh stříd jednotlivých větví a vychylovacího napětí při standardním algoritmu SVM a hloubce modulace $M = 1$.

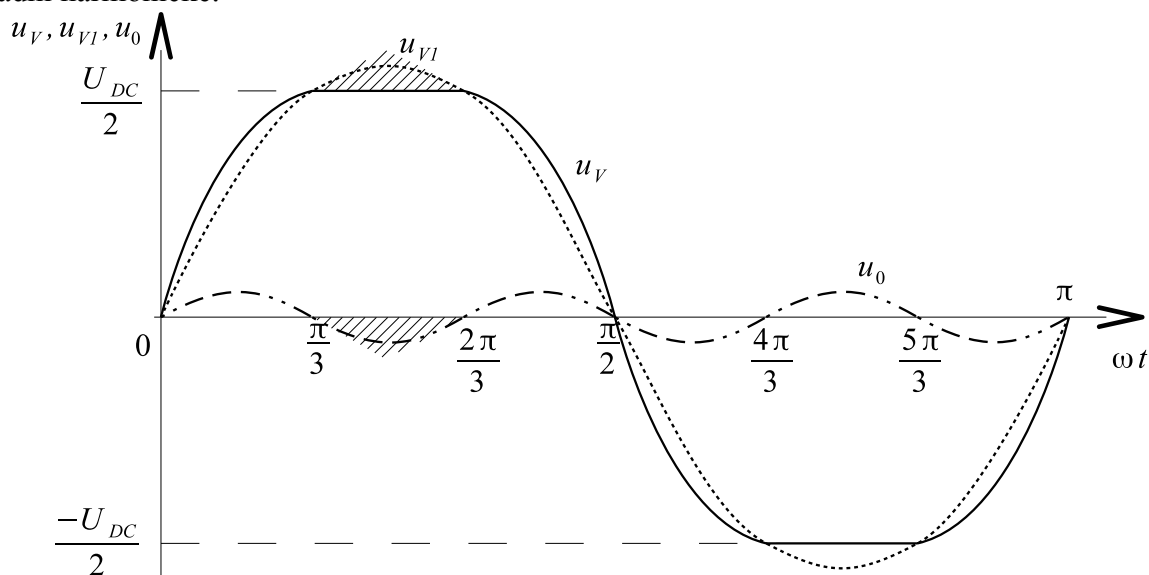
2.5 ALGORITMUS PWM S INJEKTOVÁNÍM SINUSOVÝCH VRCHLÍKŮ

Jiným typem algoritmu generování trojfázové sinusové PWM je metoda injektování sinusových vrchlíků [15], [25]. Tento algoritmus vychází z geometrické úvahy znázorněné na obr. 2.12. Základní harmonická složka větrového napětí (a také fázového napětí) má velikost

$$U_{a_{\max},pwm} = \frac{\sqrt{3}}{3} u_{DC} \quad (2.26)$$

Zakreslíme-li sinusový průběh první harmonické do grafu a vyznačíme-li úroveň napětí $u_{DC}/2$ a $-u_{DC}/2$ zjistíme, že sinusovka přesahuje tyto úrovně na úsecích $\pi/3$. Tvar přesahující sinusovky (sinusový vrchlík) použijeme pro konstrukci vychylovacího napětí, tzn., že tento vrchlík na tomtéž úseku odečteme od sinusového průběhu a výsledný průběh na tomto úseku má konstantní výšku $u_{DC}/2$. Toto je naznačeno v obr. 2.12 vyšrafovanými oblastmi. „Oříznuté“ vrchlíky doplníme na periodě základní harmonické na průběh s trojnásobnou frekvencí a na zbylých úsecích přičteme k průběhu základní harmonické. Tím vznikne výsledný průběh větrového napětí dle obr. 2.12.

Uvedený postup platí pro jednotkovou hloubku modulace. Stejným způsobem lze postupovat i pro hloubku modulace menší než 1. Dostaneme-li se s hloubkou modulace pod hodnotu $\sqrt{3}/2$ kdy maximální hodnota první harmonické větrového napětí klesne pod $u_{DC}/2$, pak tvar větrových napětí přejde na sinusové průběhy a vychylovací napětí má trvale nulovou hodnotu na celé periodě základní harmonické.



Obr. 2.12 Grafické znázornění výpočtu vychylovacího napětí při algoritmu PWM s injektováním sinusových vrchlíků

Požadujeme-li, aby algoritmus trojfázové PWM byl opět ve tvaru $s_a, s_b, s_c = f(u_\alpha, u_\beta)$, pak výpočetní postup tohoto algoritmu provádíme podle následujícího postupu:

Provedeme výpočet fázových napětí pomocí zpětné Clarkovy transformace. Získané hodnoty jsou v rozsahu $u_x \in \langle -1; 1 \rangle$ pro jednotkovou hloubku modulace.

Tyto hodnoty porovnáme s hodnotou $\sqrt{3}/2$, respektive $-\sqrt{3}/2$, která odpovídá napětí $u_{DC}/2$ respektive $-u_{DC}/2$ a určíme tak vychylovací napětí podle postupu

$$u_0 = \begin{cases} \sqrt{3}/2 - u_a & \text{jestliže } u_a > \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 - u_a & \text{jestliže } u_a < -\sqrt{3}/2 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases}$$

$$u_0 = \begin{cases} \sqrt{3}/2 - u_b & \text{jestliže } u_b > \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 - u_b & \text{jestliže } u_b < -\sqrt{3}/2 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (2.27)$$

$$u_0 = \begin{cases} \sqrt{3}/2 - u_c & \text{jestliže } u_c > \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 - u_c & \text{jestliže } u_c < -\sqrt{3}/2 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases}$$

Je nutno poznamenat, že při fázovém posunu jednotlivých fázových napětí o $2\pi/3$ v symetrické trojfázové soustavě, pouze jedna fáze může přispívat ke tvorbě sinusového vrchlíku u_0 v libovolném časovém okamžiku. Na vstupní vektor $\bar{u}_{\alpha\beta}$ musí být aplikováno výhradně kruhové omezení dříve, než je prováděn uvedený postup, tzn. ještě před voláním funkce pro výpočet trojfázové PWM.

Výpočet stříd pro jednotlivé větve se provede podle následujících vztahů

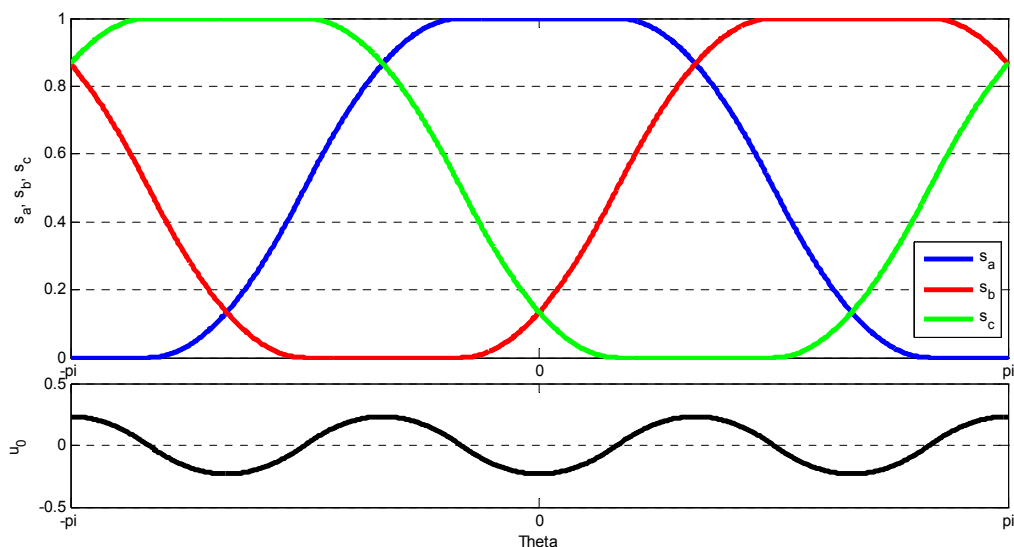
$$s_a = \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}}(u_0 + u_a)$$

$$s_b = \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}}(u_0 + u_b) \quad (2.28)$$

$$s_c = \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}}(u_0 + u_c)$$

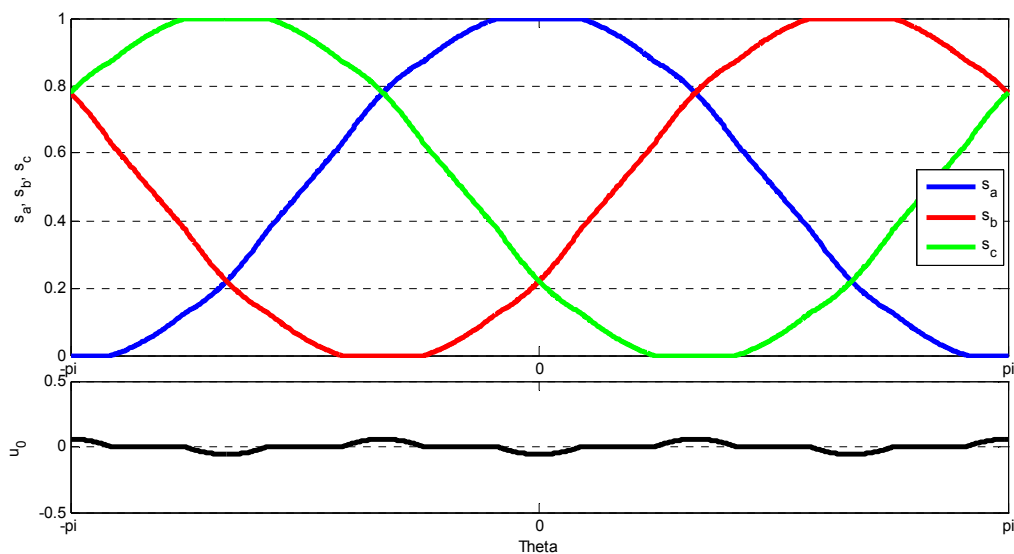
ve kterých konstanta $1/2$ představuje posunutí jednotkového větrového napětí tak aby souhlasila nula větrového napětí s poloviční střídou, a konstanta $1/\sqrt{3}$ vznikne vynásobením konstant $1/2$ a $2/\sqrt{3}$, které představují zmenšení amplitudy jednotkového fázového napětí na amplitudu $1/2$ a převrácenou hodnotu konstanty, podle které se ořezávají vrchlíky první harmonické fázových napětí ve vztahu (2.27), tak aby výsledná střída ležela v rozsahu $s_x \in \langle 0;1 \rangle$.

Simulované průběhy stříd jednotlivých větví a vychylovacího napětí jsou znázorněny na obr. 2.13. Tento typ algoritmu pulsní šířkové modulace rovněž provádí určitou formu připínání větví ke sběrnicím stejnosměrného meziobvodu, ale pouze pro hloubku modulace vyšší než $\sqrt{3}/2$



Obr. 2.13 Průběh stříd jednotlivých větví a vychylovacího napětí při algoritmu PWM s injektováním sinusových vrchlíků a hloubce modulace $M = 1$.

Na obr. 2.14 jsou průběhy téhož algoritmu trojfázové PWM, ale pro hloubku modulace 0,9. Je zde patrné snížení rozkmitu vychylovacího napětí a průběhy stříd se podle očekávání blíží sinusovým průběhům – ořezávají se menší vrchlíky. Při hloubce modulace pod hodnotu $\sqrt{3}/2$ je vychylovací napětí nulové a průběhy větvových napětí se stanou čistě sinusovými.



Obr. 2.14 Průběh stříd jednotlivých větví a vychylovacího napětí při algoritmu PWM s injektováním sinusových vrchlíků a hloubce modulace $M = 0,9$

2.6 LIMITACE VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ

Napětí u_α^* a u_β^* se mohou v řídicím systému se zlomkovou aritmetikou při algoritmech vektorového řízení nacházet v intervalu

$$u_\alpha^*, u_\beta^* \in \langle -1; 1 \rangle \quad (2.29)$$

a jejich koncový bod se může tím pádem nacházet v „jednotkové“ čtvercové oblasti komplexní roviny $\alpha\beta$. Pokud požadujeme čistě sinusovou pulsní šířkovou modulaci, může se prostorový vektor napětí nacházet v jednotkové kruhové oblasti. Jestliže je absolutní hodnota prostorového

vektoru větší než velikost jednotkové kružnice, je třeba tento vektor omezit na jednotkovou délku, tzn. zmenšit jeho velikost a zachovat jeho směr. Velikost vektoru spočítáme jako absolutní hodnotu komplexního čísla

$$|\bar{u}_s^*| = \sqrt{(u_\alpha^*)^2 + (u_\beta^*)^2} \quad (2.30)$$

jestliže je amplituda větší než 1, pak jednotlivé složky vektoru omezíme následovně

$$u_{\alpha,\text{lim}}^* = \frac{u_\alpha^*}{|\bar{u}_s^*|}, \quad u_{\beta,\text{lim}}^* = \frac{u_\beta^*}{|\bar{u}_s^*|} \quad (2.31)$$

Toto omezení se děje na napětích u_α^* a u_β^* a provádí se ještě před prováděním výpočtu SVM. Při tomto typu omezení je modulační činitel a zesílení měniče.

$$M = 1, \quad K_M = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (2.32)$$

V praxi je pak někdy třeba předejít vynechávání pulsů, nebo zamezit pulsům velmi malé šířky. Potom volíme omezení o něco menší než je jednotková kružnice.

3 NELINEARITY STŘÍDAČE A MOŽNOSTI JEJICH KOMPENZACE

3.1 ZVLNĚNÍ NAPĚTÍ SS MEZIOBVODU

Doposud bylo uvažováno konstantní napětí u_{DC} ve stejnosměrném meziobvodu střídače. V praxi ovšem dochází ke zvlnění tohoto napětí a zesílení střídače je na napětí u_{DC} závislé. Zvlnění je způsobené typem a dimenzováním napáječe stejnosměrného meziobvodu v součinnosti s odběrem proudu střídačem v závislosti na zatížení, dimenzování napájecí sítě a také na dynamických jevech samotného pohonu.

Proměnlivé zesílení střídače je chápáno uzavřenou regulační smyčkou jako poruchový signál a způsobuje nízkofrekvenční zkreslení fázových proudů. Regulační smyčky jsou schopné zvlnění stejnosměrného napětí kompenzovat pouze s konečnou rychlostí.

Snímání napětí stejnosměrného meziobvodu řídicím systémem střídače je obvyklé z důvodů řízení a monitorování napáječe. Informace o skutečném napětí lze dále využít pro eliminaci vlivu zvlnění u_{DC} na regulační děje samotného trojfázového elektrického pohonu. Jestliže je napětí u_{DC} snímáno v každém modulačním cyklu, pak lze provádět jeho korekci na požadovaném prostorovém vektoru napětí [30]. Zesílení střídače je úměrné napětí u_{DC} a velikost prostorového vektoru napětí je třeba upravit podle

$$\bar{u}_{s,\text{comp}}^* = \frac{u_{DC,\text{nom}}}{u_{DC,\text{meas}}} \bar{u}_s^* \quad (3.1)$$

kde $u_{DC,\text{nom}}$ je jmenovitá hodnota napětí ve stejnosměrném meziobvodu pro kterou je definováno zesílení měniče a navrženy parametry regulátorů a $u_{DC,\text{meas}}$ je měřená hodnota téhož napětí. Tuto korekci lze ve skalárních regulačních schématech provádět podle uvedeného vztahu přímo, jelikož požadovaná velikost prostorového vektoru napětí je přímo výstupem regulace. Ve vektorových regulačních schématech se provádí na složkách prostorového vektoru napětí podle

$$u_{s\alpha,\text{comp}}^* = \frac{u_{DC,\text{nom}}}{u_{DC,\text{meas}}} u_{s\alpha}^*, \quad u_{s\beta,\text{comp}}^* = \frac{u_{DC,\text{nom}}}{u_{DC,\text{meas}}} u_{s\beta}^* \quad (3.2)$$

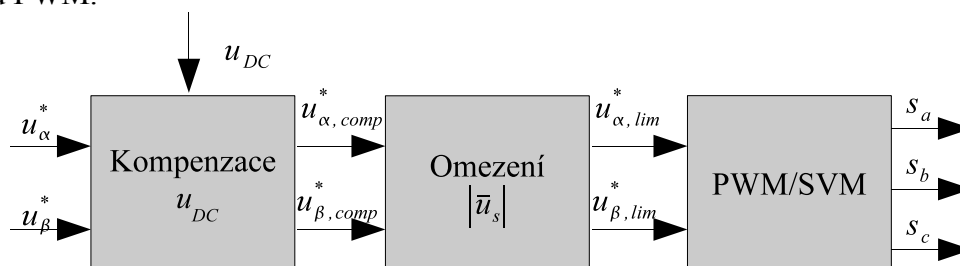
Na základě teorie prostorových vektorů lze rovněž odvodit, že stejného výsledku lze docílit při použití algoritmu SVM pro trojfázovou PWM podle

$$T_{m,\text{comp}} = \frac{u_{DC,\text{nom}}}{u_{DC,\text{meas}}} T_m, \quad T_{m+1,\text{comp}} = \frac{u_{DC,\text{nom}}}{u_{DC,\text{meas}}} T_{m+1} \quad (3.3)$$

Použití tohoto způsobu je výhodné především při uplatňování omezení prostorového vektoru výstupního napětí střídače do šestiúhelníku, aby byla zaručena maximální jednotková velikost prostorového vektoru napětí vstupujícího do algoritmu SVM.

Hodnota $u_{DC,nom}$ je pouze vztahnou hodnotou pro výpočet kompenzace u_{DC} . Obecně lze použít libovolnou nenulovou hodnotu této konstanty. Pro implementaci do řídicího systému je vhodné použít spíše maximální hodnotu napětí u_{DC} .

Obvyklý postup výpočtů související s pulsní šířkovou modulací je pak naznačen na Obr. 2.14. Nejprve je třeba provádět kompenzaci zvlnění napětí u_{DC} a až potom kruhové omezení prostorového vektoru napětí. Po těchto operacích je prostorový vektor napětí připraven pro použití v algoritmu PWM.



Obr. 3.1 Návaznost výpočtů kompenzace napětí stejnosměrného meziobvodu, kruhového omezení a výpočtu stříd algoritmem PWM

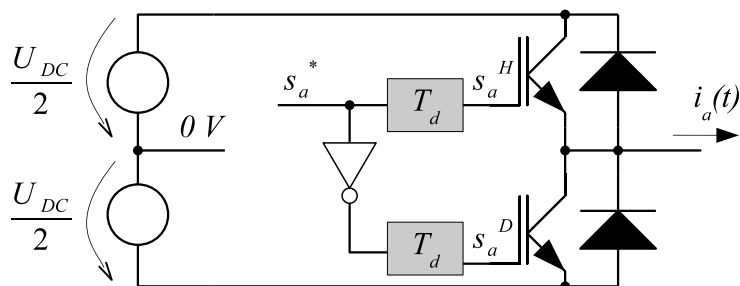
3.2 ZKRESLENÍ VÝSTUPNÍCH NAPĚTÍ STŘÍDAČE VLIVEM OCHRANNÝCH DOB

Pro účely návrhu řídicích algoritmů je obvyklé uvažovat ideální měnič a modulátor tak, že požadovaná pulsní napětí jsou aplikována na svorky stroje. Předpokládá se použití ideálních výkonových spínacích prvků, které vykazují nulové úbytky napětí v sepnutém stavu a jsou schopné zapínat a vypínat v nekonečně krátkých časech.

Vlivem konečně krátkých vypínacích a zapínacích časů musí být zaváděna ochranná doba „dead-time“ mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru ve větvi. Zavedená ochranná doba způsobuje odlišný tvar výstupního napětí střídače, a neodpovídá střídě požadované pro danou větev vypočtené algoritmem PWM. Uvažujme spínací proces měniče pouze s jednou větví, jak je ukázáno na obr. 3.2. Výstupem PWM je spínací signál s_a^* , který je použit pro řízení horního tranzistoru a jeho inverzní podoba pro řízení dolního tranzistoru. Požadavek na zapnutí tranzistoru je zpožděn o dobu T_d , požadavek na vypnutí přichází do budiče tranzistoru okamžitě. Efektivní ochranná doba lze vyjádřit

$$T_d = T_d^c + T_{d,on}(i_a) - T_{d,off}(i_a) \quad (3.4)$$

kde T_d^c je ochranná doba vložená řídicím systémem (generátorem PWM). Doby zapnutí $T_{d,on}$ a vypnutí $T_{d,off}$ spínacích prvků mohou být závislé na procházejícím proudu. Během této efektivní ochranné doby nevede ani jeden ze spínacích prvků a proud se musí uzavírat přes jednu z výkonových diod ve větvi. Jestliže předpokládáme spojitý kladný unipolární proud větvi (kladný proud vychází ven z vývodu větve), pak může být veden pouze dolní diodou a naopak záporný proud zátěže může být veden pouze horní diodou.



Obr. 3.2 Konfigurace jedné větve ve střídači s napětovým meziobvodem

Spínací proces je ukázán v obr. 3.3, který znázorňuje ideální spínací signál, oba řídicí signály tranzistorů a odpovídající větvová napětí během jedné modulační periody. Během ochranné doby je připojení k jedné ze sběrnic stejnosměrného meziobvodu určeno polaritou výstupního proudu větve. Například, když dolní spínač vypne a výstupní proud větve je kladný, větev zůstane připojena k záporné sběrnici na napětí $-u_{DC}/2$, dokud neuplyne ochranná doba a nesepe horní tranzistor. Proto se výsledná doba sepnutí větve odchyluje od požadované podle vztahu

$$T_{ON} = T_{ON}^* - T_d \operatorname{sgn}(i_a) \quad (3.5)$$

Ve zbývajících dvou větvích probíhají tyto děje stejným způsobem a lze uvést vztahy mezi ideální a požadovanou střídou každé větve s_x^* a s_x

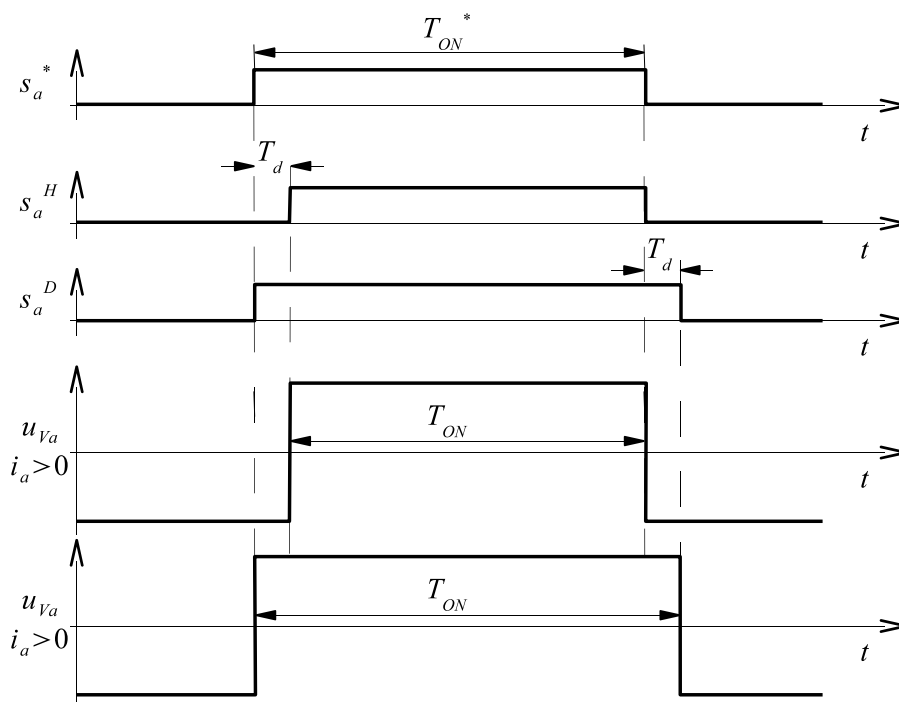
$$s_x = s_x^* - \Delta s_x = s_x^* - \frac{T_d}{T_{pwm}} \operatorname{sgn}(i_x), \quad x = a, b, c \quad (3.6)$$

a také vyjádřit střední hodnotu větvového napětí na modulačním cyklu u_{Vx} jako rozdíl mezi jeho požadovanou hodnotou u_{Vx}^* a chybovým napětím Δu_{Vx}

$$u_{Vx} = (2s_x - 1) \frac{u_{DC}}{2} = u_{Vx}^* - \Delta u_{Vx}, \quad x = a, b, c \quad (3.7)$$

kde

$$\Delta u_{Vx} = \frac{T_d}{T_{pwm}} u_{DC} \operatorname{sgn}(i_x), \quad x = a, b, c \quad (3.8)$$



Obr. 3.3 Idealizované průběhy spínacích signálů a větvových napětí s uvažováním vlivu ochranných dob

Kompaktní značení lze zavést definicí zkreslujících prostorových vektorů napětí, které zahrnují zkreslení ve všech větvích střídače [30]. Požadovaný a aktuální prostorový vektor \bar{u}_s^* a \bar{u}_s jsou ve vztahu podle

$$\bar{u}_s(t) = \bar{u}_s^*(t) - \Delta\bar{u}_s(t) = \bar{u}_s^*(t) - \frac{4}{3} \frac{T_d}{T_{pwm}} u_{DC} \overline{\text{sgn}}(\bar{i}_s) \quad (3.9)$$

kde $\overline{\text{sgn}}(\bar{i}_s)$ je tzv. znaménkový vektor s jednotkovou amplitudou vyjádřený jako

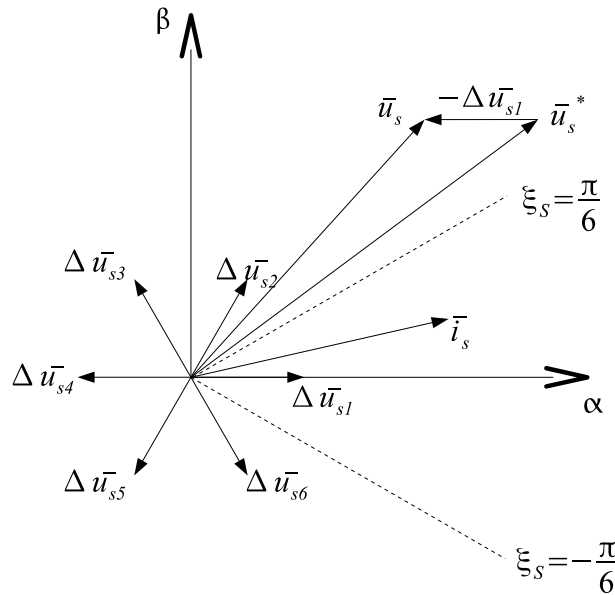
$$\overline{\text{sgn}}(\bar{i}_s) = \frac{\text{sgn}(i_a)\bar{a}^0 + \text{sgn}(i_b)\bar{a}^1 + \text{sgn}(i_c)\bar{a}^2}{|\text{sgn}(i_a)\bar{a}^0 + \text{sgn}(i_b)\bar{a}^1 + \text{sgn}(i_c)\bar{a}^2|} \quad (3.10)$$

pro spojitě unipolární proudy ve všech třech fázích existuje pouze šest možných znaménkových vektorů definovaných podle (3.10). Potom lze nalézt šest zkreslujících vektorů $\Delta\bar{u}_{s1}$ až $\Delta\bar{u}_{s6}$, které mají pro dané napětí u_{DC} amplitudu

$$|\Delta\bar{u}_{sk}(t)| = \frac{4}{3} \frac{T_d}{T_{pwm}} u_{DC}, \quad k=1, \dots, 6 \quad (3.11)$$

a jsou orientovány ve směrech dříve definovaných aktivních spínacích vektorů, jak je ukázáno v obr. 3.4.

Je zřejmé, že zkreslení vlivem ochranných dob závisí na poměru ochranné doby a periody PWM. To také znamená, že se zvyšováním spínací frekvence vliv zkreslení ochrannými dobami narůstá a je zřetelnější.



Obr. 3.4 Zkreslující vektory a výsledný prostorový vektor napětí vlivem kreslení ochrannými dobami

Obr. 3.4 také ilustruje výsledný prostorový vektor statorového napětí v případě, kdy prostorový vektor proudu leží v rozsahu $\xi_s \in (-\pi/6, \pi/6)$. Tento interval odpovídá podmínkám $i_a > 0$, $i_b < 0$ a $i_c < 0$ a zkreslení ochrannými dobami odpovídá vektoru $\Delta\bar{u}_{s1}$.

Zkreslení prostorového vektoru napětí ochrannými dobami vnáší zkreslení do výstupních proudů střídače a následně také vzniká zvlnění momentu stroje a zvýšená nerovnoměrnost otáčení. Ve vektorových regulačních schématech je zkreslení proudů chápáno jako poruchový signál do proudové regulační smyčky a proudové regulátory toto zkreslení kompenzují, avšak s konečnou rychlostí.

3.3 KOMPENZACE ZKRESLENÍ OCHRANNÝMI DOBAMI

V číslicových řídicích systémech lze provádět kompenzaci zkreslení ochrannými dobami s využitím předchozí analýzy. Fázové proudy jsou běžně měřeny pro potřeby regulace a jejich znaménka jsou známa. Velikosti proudů lze využít pro odhad efektivní ochranné doby dle (3.4). Těchto údajů lze využít pro výpočet zkreslujících vektorů napětí, případně jeho složek ve stacionárních nebo rotujících souřadnicích a odečíst je pak ve vhodném místě regulačního schématu. Tyto způsoby jsou však zbytečně složité z hlediska času procesoru a potřebné paměti. Stejného výsledku dosáhneme korekcí stříd jednotlivých větví na výstupu algoritmu PWM před aplikací do generátoru PWM. Podle (3.6) je vhodná korekce stříd následující

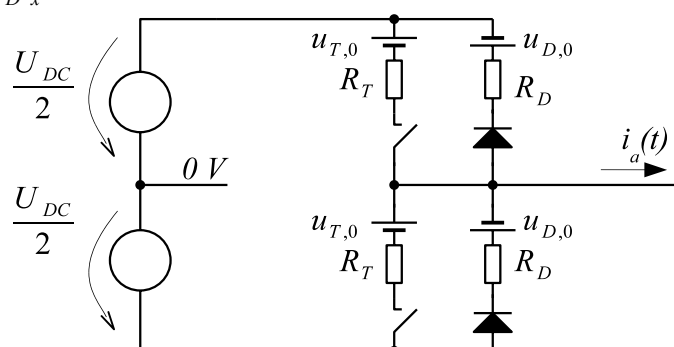
$$s_{x,comp}^* = s_x^* + \frac{T_d}{T_{pwm}} \text{sgn}(i_x), \quad x = a, b, c \quad (3.12)$$

Ve většině případů je dostačující uvažovat konstantní hodnotu skutečné ochranné doby. Jestliže je skutečná ochranná doba výrazně závislá na proudu spínacími prvky, pak lze dobu T_d podle vztahu (3.4) implementovat v řídicím systému vhodnou aproximační nebo tabulkovou funkcí.

3.4 ZKRESLENÍ VÝSTUPNÍCH NAPĚTÍ STŘÍDAČE VLIVEM ÚBYTKŮ NAPĚTÍ NA SPÍNACÍCH PRVCÍCH

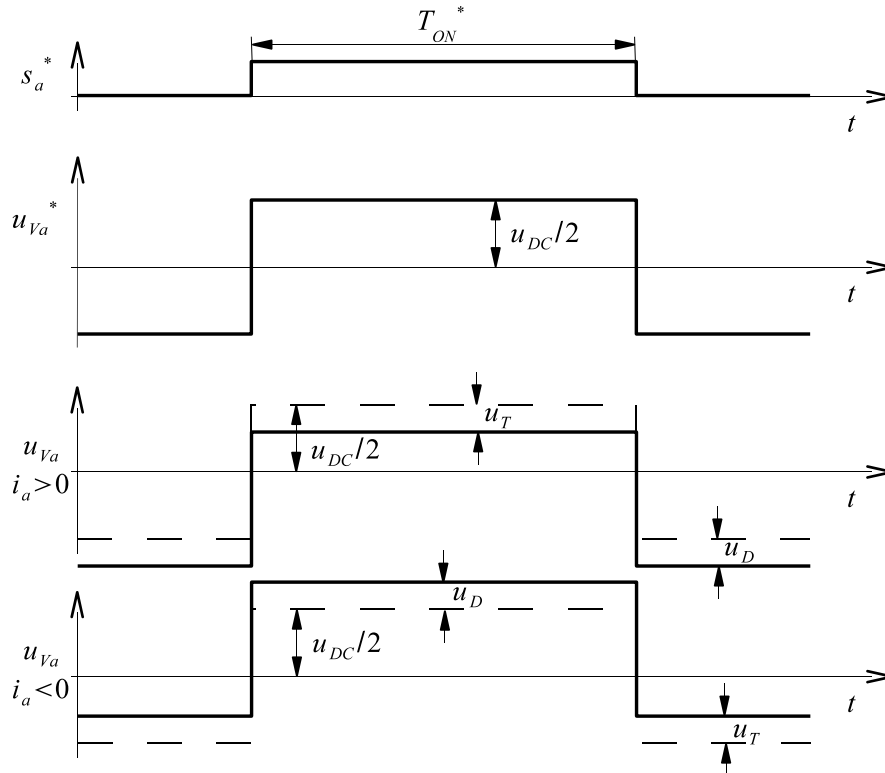
Při analýze zkreslení úbytky na spínacích prvcích je opět užitečné uvažovat jednu větev střídače podle obr. 3.5. Pro zjednodušení je obvyklé uvažovat, že úbytky na spínacích prvcích jsou aproximovány lomenými přímkami podle náhradního obvodu pro jednu větev střídače v obr. 3.5, kde samotné spínače jsou uvažovány ideální.

$$\begin{aligned} u_{Tx}(i_x) &= u_{T0} + R_T i_x \\ u_{Dx}(i_x) &= u_{D0} + R_D i_x \end{aligned}, \quad x = a, b, c \quad (3.13)$$



Obr. 3.5 Náhradní schéma větve střídače s uvažováním úbytků na spínacích prvcích v sepnutém stavu

Odchyly, které závisí na znaménkách fázových proudů, jsou vnášeny do středních hodnot větrových napětí vlivem úbytků napětí na těchto prvcích. Předpokládejme zanedbatelné ochranné doby a konstantní úbytky napětí spínacích prvků v sepnutém stavu během celého modulačního cyklu. Pak lze výsledné větrové napětí uvažovat podle obr. 3.6 pro obě znaménka výstupního proudu. Například pro kladný proud větve, když je sepnut horní tranzistor, je větrové napětí sníženo z ideální hodnoty $u_{DC}/2$ o úbytek na tranzistoru u_T .



Obr. 3.6 Větвовé napětí střídače zkreslené vlivem úbytků na spínacích prvcích v sepnutém stavu pro obě polarity výstupního proudu

Úbytek střední hodnoty větвовého napětí během modulačního cyklu lze vyjádřit jako

$$u_x = (2s_x - 1) \frac{u_{DC}}{2} = u_x^* - \Delta u_x, \quad x = a, b, c \quad (3.14)$$

kde na základě znaménka a velikosti fázového proudu a střídý ve větvi lze Δu_x vyjádřit jako

$$\Delta u_x = \begin{cases} u_{Dx} + s_x(u_{Tx} - u_{Dx}), & i_x > 0 \\ -u_{Tx} + s_x(u_{Tx} - u_{Dx}), & i_x < 0 \end{cases}, \quad x = a, b, c \quad (3.15)$$

V případech kdy vykazují tranzistor i dioda pro danou velikost proudu podobné úbytky, závislost na střídě vymizí a popis zkreslení může být prováděn podobným způsobem jako v případě zkreslení ochrannými dobami.

Zkreslení vlivem úbytků napětí na spínacích prvcích je nezávislé na napětí stejnosměrného meziobvodu. Proto se míra zkreslení projeví výrazně více u měničů s nízkým napětím stejnosměrného meziobvodu. Střídače na malá napětí bývají zpravidla osazovány výkonovými tranzistory typu MOSFET, které vykazují nízké úbytky v sepnutém stavu. Mají prakticky nulové prahové napětí a stejně tak odpor v sepnutém stavu bývá nízký. Do tohoto typu zkreslení se ovšem promítá vliv výkonových nulových diod, které mají podobné charakteristiky v jakémkoliv typu měniče.

3.5 KOMPENZACE VLIVU ÚBYTKŮ NAPĚTÍ NA SPÍNACÍCH PRVCÍCH

Analogicky ke korekci vlivu ochranných dob lze podobně provádět korekci vlivu úbytků na spínacích prvcích. Na základě rovnice (3.14) je možné odvodit kompenzační prostorové vektory napětí, které jsou závislé na znaménkách a velikostech proudů a také na odhadnutých parametrech náhradních modelů spínacích prvků v sepnutém stavu. Snadnější způsob je však opět zavedení kompenzace do spínacích signálů vhodnou korekcí stříd v jednotlivých větvivách

$$S_{x,comp}^* = S_x^* + \frac{\Delta u_x}{u_{DC}}, \quad x = a, b, c \quad (3.16)$$

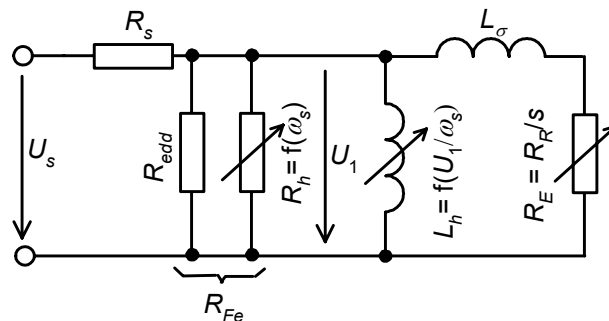
Kompenzace je komplikovanější, protože vyžaduje znalost stříd ve větvích, velikostí fázových proudů a jejich znamének a parametry spínacích prvků v sepnutém stavu. Nicméně všechny tyto veličiny jsou v řídicím systému již známé nebo mohou být získány měřením parametrů výkonových spínacích součástí.

4 OPTIMÁLNÍ ŘÍZENÍ TRAKČNÍHO POHONU S ASYNCHRONNÍM MOTOREM NA MAXIMÁLNÍ ÚČINNOST

Praktickým příkladem využití dříve popsaných metod je aplikace optimálního řízení trakčního pohonu s asynchronním motorem na maximální účinnost pro malé trakční vozidlo. Trakční vozidlo je aplikace, která nevyžaduje extrémní dynamické odezvy. Proto je pro pohon s asynchronním motorem možné využít metody skalárního řízení bez významného vlivu na dynamické chování vozidla.

Zvoleného pracovního bodu v ustáleném stavu (momentu a rychlosti) lze dosáhnout při různém nastavení rotorové frekvence a odpovídajícího satorového proudu (příp. satorového napětí). Nastavení těchto veličin lze provádět podle požadavku na minimální ztráty v motoru. Potom optimální skluzová frekvence není konstantní. Zajímavé mohou být rozdíly účinnosti v případě trakčního pohonu, který pracuje v širokém rozsahu rychlostí a mechanické zátěže.

Pro určení optimálních závislostí $\omega_R = f(M, \omega)$ a $i_s = f(M, \omega)$ (příp. $u_s = f(M, \omega)$) vyjdeme ze zpřesněného náhradního zapojení asynchronního stroje podle obr. 4.1.



Obr. 4.1 Náhradní zapojení asynchronního motoru se zahrnutím hysterenzních ztrát, ztrát vířivými proudy a přesycení magnetického obvodu.

Náhradní zapojení zahrnuje odpory satorového a rotorového vinutí a dále odpory pro modelování hysterenzních ztrát a ztrát vířivými proudy. Prvky R_1 , L_σ a R_E jsou v náhradním zapojení obvyklé. Nicméně prvky L_h a R_{Fe} nesmí být konstantní, aby tvořily odpovídající model respektující ztráty asynchronního stroje v širokém pracovním rozsahu. Důvody jsou následující: magnetická indukce B je úměrná poměru U_1/ω_s . Hysterenzní ztráty jsou úměrné ω_s a druhé mocnině magnetické indukce B . Potom lze psát:

$$P_h \approx B^2 \cdot \omega_s \approx \left(\frac{U_1}{\omega_s} \right)^2 \cdot \omega_s = \frac{U_1^2}{\omega_s} \quad (4.1)$$

jestliže je požadavkem modelovat ztráty P_h jako ztráty na odporu způsobené napětím U_1 na odporu R_h pak musí platit

$$P_h = \frac{U_1^2}{R_h} \approx \frac{U_1^2}{\omega_s} \quad (4.2)$$

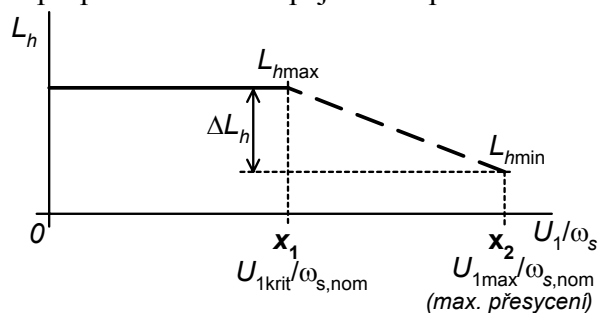
Z uvedeného plyne, že odpor R_h musí být proměnlivý rezistor, jehož hodnota je úměrná ω_s .

Indukčnost L_h v náhradním zapojení dle obr. 4.1 lze považovat za konstantní při nízké magnetické indukci (nízkém poměru U_1/ω_s). Kritická magnetická indukce, kdy začíná pokles indukčnosti L_h bývá obvykle nastavena výrobcem stroje pod jmenovitou hodnotu magnetické indukce. V přesyceném režimu zůstává tvar fázových proudů stroje téměř sinusový – díky faktu, že přesycení má pouze lokální charakter v magnetickém obvodu stroje. Tento fakt dovoluje definovat indukčnost L_h v přesyceném režimu jako lineárně klesající podle obr. 4.2. V rozsahu magnetické indukce od kritického bodu x_1 do maximálního přesycení x_2 může být indukčnost L_h určena podle vztahu.

$$L_h = L_{hmax} - \frac{\Delta L_h}{x_2 - x_1} \left(\frac{U_1}{\omega_s} - x_1 \right) \quad (4.3)$$

Konstanty x_1 a x_2 mají fyzikální rozměr spráženého magnetického toku. Pokles indukčnosti L_l při zvyšování sycení stroje má výrazný vliv na ztráty vedením ve statorovém vinutí vlivem zvyšujícího se magnetizačního proudu. V případě trakčního pohonu může tento fakt nabývat na významu, jelikož dochází k častému přetížení stroje při akceleraci vozidla.

Konstanta L_{hmax} je rovna indukčnosti L_h v nepřesyceném stavu. Konstanty x_1 , x_2 a změna indukčnosti ΔL_h musí být vypočteny na základě údajů z měření naprázdno na reálném motoru při síťové napájecí frekvenci a při proměnlivém napájecím napětí.



Obr. 4.2 Závislost indukčnosti statoru na sycení magnetického obvodu uvažovaná při modelování ztrát asynchronního motoru

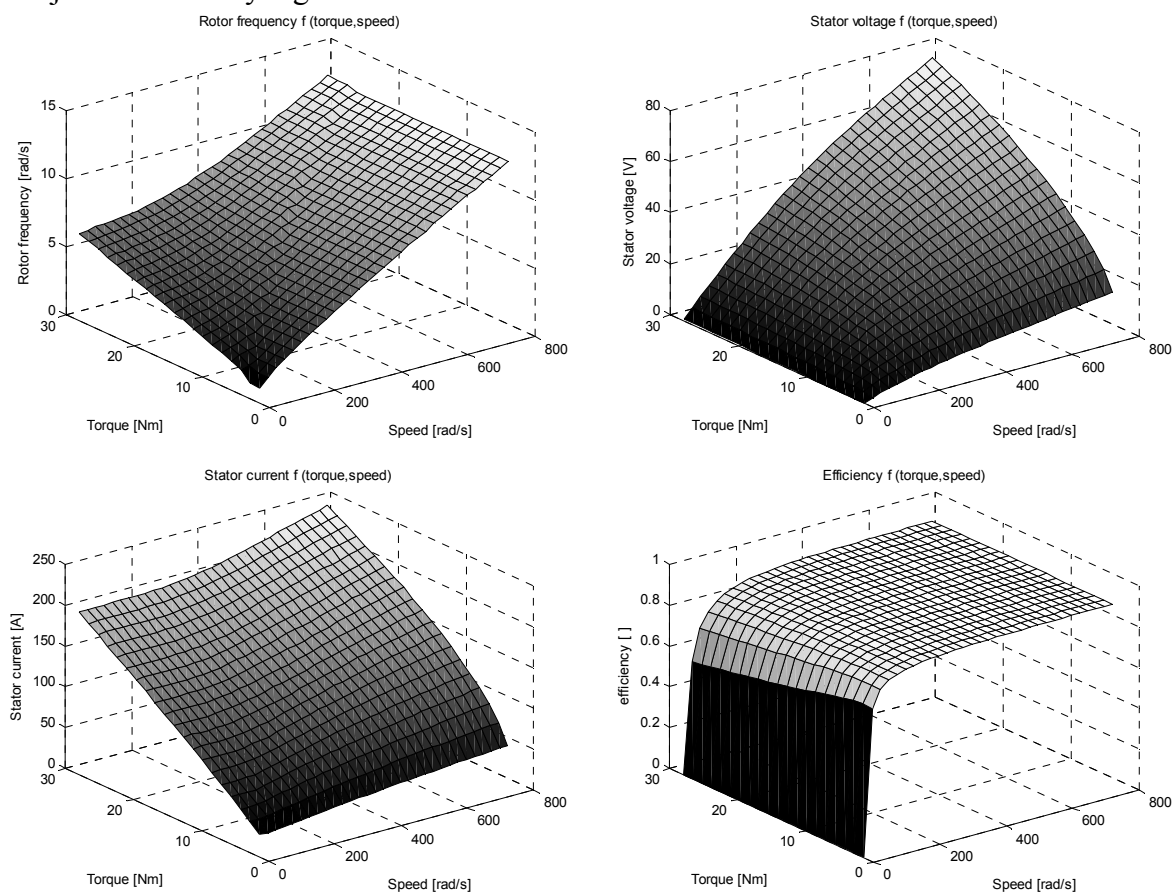
Díky proměnným parametrům náhradního zapojení je analytické vyjádření celkových ztrát a nalezení optimálního skluzového kmitočtu a odpovídajících efektivních hodnot statorového napětí U_s nebo statorového proudu I_s asynchronního motoru obtížné. Pro trakční pohon malého elektrického vozidla byla realizována metoda skalárního řízení s podřazenou regulační smyčkou proudu [9]. Nalezení parametrů napájecích veličin pro optimální řízení pro uvedený pohon bylo provedeno v programu MATLAB simulací uvedeného náhradního zapojení a závislostí jeho parametrů. Parametry potřebné pro simulaci náhradního zapojení byly získány měřením na tomto stroji. Změřené parametry motoru ukazuje tabulka 4.1

Tabulka 4.1 Parametry asynchronního motoru pro simulaci optimálních napájecích veličin

Jmenovitý moment	15 Nm
Počet pólů	4
R_1	11,3m Ω
R	10m Ω
L_{1max}	1mH
L_{1min}	0,4mH
L_σ	90 μ H

x_1	0,01654 V.s/rad
x_2	0,02564 V.s/rad
R_{edd}	10 Ω
R_{h0} (při 50Hz)	10 Ω
Jmenovité otáčky	3100 min ⁻¹
Jmenovité efektivní fázové napětí (při jmenovité rychlosti a jmenovitém momentu)	26V

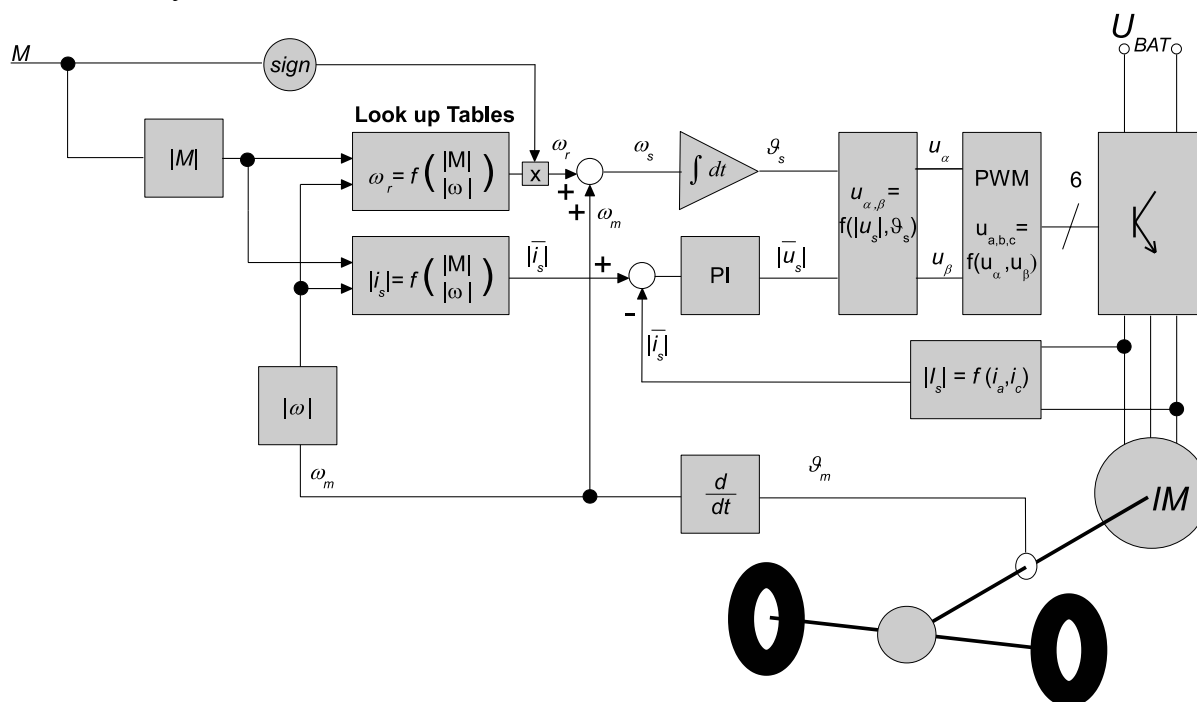
Výpočet MATLABU prováděl výpočet příkonu a ztrát ve stroji. Pro sít' požadovaných pracovních bodů $[M, \omega]$ byla nezávislým (voleným) parametrem skluzová frekvence ω_R a dopočítávány byly celkové ztráty motoru, statorové napětí, statorový proud a účinnost motoru. Pro každý požadovaný pracovní bod byly uloženy hodnoty nastavené rotorové frekvence ω_R , vypočtených efektivních hodnot napájecích veličin U_S , I_S a účinnosti η při minimálních ztrátách stroje. Hodnoty těchto veličin jsou znázorněny v grafech na obr. 4.3.



Obr. 4.3 Rotorová frekvence, statorové napětí, statorový proud a účinnost asynchronního motoru při respektování kritéria minimálních ztrát

Navržené regulační schéma skalárního řízení podle kritéria maximální účinnosti motoru je uvedeno na obr. 4.4. Pro trakční pohon vozidla je použita pouze regulace momentu – sešlápnutí plynového (brzdového) pedálu odpovídá požadovaná hodnota tažného (brzdného) momentu, která tvoří spolu s měřenou rychlostí vstupní hodnoty do tabulek pro generování požadované rotorové frekvence a požadovaného statorového proudu.

Tabulky realizující funkce $\omega_R = f(M, \omega)$ a $I_S = f(M, \omega)$ byly implementovány jako trojrozměrné tabulky podle obrázku obr. 4.3. s využitím lineární interpolace pro dvojrozměrné tabulky. Síť pracovních bodů byla volena 10 x 10 – tedy řidší, než je znázorněno na obr. 4.3. Vzhledem k tomu, že plochy neobsahují ostré ohyby je tato aproximace dostatečně přesná. Ačkoliv pohon vozidla pracuje jak v motorickém, tak v brzděném režimu (ve dvou kvadrantech mechanické charakteristiky, pro opačný směr jízdy je zařazena mechanická zpátečka), byly tabulky realizovány pouze pro první kvadrant mechanické charakteristiky. Pro brzděný režim se předpokládají velmi podobné závislosti, a proto jsou jako vstupy do tabulek použity absolutní hodnoty M a ω . Znaménko výsledné rotorové frekvence je určeno znaménkem vstupního požadovaného momentu. Tím je pak také zajištěna potenciální funkce pohonu ve všech kvadrantech mechanické charakteristiky.



Obr. 4.4 Navržená modifikace skalárního řízení asynchronního pohonu trakčního vozidla podle kritéria maximální účinnosti.

Všechny další algoritmy uvedeného regulačního schématu jsou standardní algoritmy řízení elektrického pohonu implementované z dřívějších projektů nebo knihoven. Řídicí algoritmus byl implementován do 16-ti bitového mikroprocesoru MC56F8356 od společnosti Freescale Semiconductors ve zlomkové aritmetice.

Cílové parametry realizovaného elektromobilu uvádí tabulka 4.2. Jedná se experimentální přestavbu sériově vyráběného vozidla JAWA CHIC pro účely ověření hybridní technologie napájení akumulátory a vodíkovými palivovými články. Fotografie uvedeného vozidla nazvaného SEM H2 je uvedena na obr. 4.5.

Tabulka 4.2 Parametry elektromobilu realizovaného na ÚVEE

Střední výkon	2,5 kW
Maximální výkon	8 kW
Hmotnost vozidla (včetně řidiče 80 kg)	510 kg
Koeficient odporu vzduchu	0.33
Koeficient valivého tření	2.20
Požadovaná rychlost při stoupání 14 %	25 km/h

Požadovaná rychlost po rovině	70 km/h
Maximální tažná síla	1150 N



Obr. 4.5 Fotografie vozidla SEM H2 s vestavěným elektrickým pohonem s asynchronním motorem.

5 ZÁVĚR

Práce se zabývá problematikou řízení trojfázových střídačů s napěťovým meziobvodem pro napájení střídavých pohonů s harmonickým napájením. Pro řízení střídačů se předpokládá použití mikroprocesorů s pevnou řádovou čárkou s hardwarovými generátory pulsní šířkové modulace. Popis řídicích metod zohledňuje požadavky na implementaci do těchto mikroprocesorů.

V první kapitole je provedena analýza střídače. Jsou zde odvozeny nezbytné zákonitosti pro definici metod řízení střídače a dosažitelného výstupního napětí střídače. Na základě uvedených fakt lze pak stanovit zesílení střídače a jeho linearizovaný model. Dále se kapitola zbývá vybranými číslíkovými metodami generování trojfázové pulsní šířkové modulace.

Další kapitola se zabývá nelinearitami střídače, které způsobují odchylky od předpokládaného lineárního chování. Mezi hlavní analyzované jevy střídačů patří vliv zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu, zkreslení výstupních napětí vlivem ochranných dob a zkreslení výstupních napětí vlivem úbytků. Pro uvedené typy nelinearit jsou ukázány možnosti kompenzace v číslíkových řídicích obvodech.

Jako experimentální příklad implementace číslíkového řízení je uveden princip a popis realizace pohonu malého elektrického vozidla s asynchronním motorem řízeného podle kritéria maximální účinnosti v širokém rozsahu zátěžného momentu a rychlosti. Trakční pohon je typickým příkladem pohonu pracujícího v široké oblasti mechanické pracovní charakteristiky. Je navržena metoda skalárního řízení asynchronního pohonu s optimálním nastavením skluzové frekvence a statorového proudu stroje, tak aby byly minimalizovány ztráty v asynchronním stroji. Metoda řízení byla odvozena na základě zpřesněného náhradního zapojení stroje s uvažováním vlivu sycení a hysterezních ztrát v magnetickém obvodu.

6 LITERATURA

- [1] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky svazek IV : Magnetické obvody ve výkonové elektronice, pulsní měniče s transformátorem*. Brno : Elektronický učební text FEKT VUT v Brně, 2008. 307 s.
- [2] CHIASSON, J. *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. Hoboken : John Wiley & Sons, Inc., 2005. 709 s.
- [3] ŠUBRT, J. *Elektrické regulační pohony II*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 1987. 180s.
- [4] NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. New York : Oxford University Press Inc., 1996. 440 s. ISBN 0198564392.
- [5] LEPKA, J.; STEKL, P. 3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device : Design of Motor Control Application [online]. [s.l.] : Freescale Semiconductor, Inc., 2005 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <<http://cache.freescale.com/files/product/doc/AN1930.pdf>>.
- [6] TRZYNADLOWSKI, A. M. *Control of Induction Motors*. [s.l.] : Academic Press, 2001 . 228 s. ISBN-10: 0127015108, ISBN-13: 978-0127015101.
- [7] *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors* [online]. [s.l.] : Texas Instruments, 1998 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/an/bpra073/bpra073.pdf>>.
- [8] FAJKUS, P. *Matematický model synchronního motoru s permanentními magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 82 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Huták, Ph.D.
- [9] PROHAZKA, P.; KLIMA, B.; VOREL, P.; HUTAK, P.; , Small electric vehicle drive control according to maximal efficiency criteria, *Industrial Electronics (ISIE)*, 2011 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.745-749, 27-30 June 2011
doi: 10.1109/ISIE.2011.5984250
- [10] STAEBLER, M. *TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed* [online]. [s.l.] : Texas Instruments, 2000 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/an/spra771/spra771.pdf>>.
- [11] *Advanced Control Library User Reference Manual : 56800E Digital Signal Controller* [online]. [s.l.] : Freescale Semiconductor, Inc., 2011 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <www.freescale.com>.
- [12] *AD2S1200 : 12-Bit R/D Converter with Reference Oscillator* [online]. [s.l.] : Analog Device, Inc, 2003 [cit. 2011-12-03]. Dostupné z WWW: <www.analog.com>.
- [13] STAEBLER, M. TMS320F240 DSP-Solution for High- Resolution Position with Sin/Cos- Encoders [online]. [s.l.] : Texas Instruments, 1998 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/an/spra496/spra496.pdf>>.
- [14] *56F801X Peripheral Reference Manual : 56F8000 16-bit Digital Signal Controllers (DSC)* [online]. [s.l.] : Freescale Semiconductor, Inc., 2007 [cit. 2011-12-04]. Dostupné z WWW: <www.freescale.com>.
- [15] PATOČKA, M. *Sinusová pulsní šířková modulace ve stáidavých pohonech s trojfázovým motorem : Možnosti zvýšení nosného kmitočtu do nadakustické oblasti*. Brno, 1993. 122 s. Dizertační práce. VUT v Brně.
- [16] MOHAN, N; UNDELAND, T. M.; ROBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. [s.l.] : Wiley, 2002. 824 s. ISBN-10: 0471226939, ISBN-13: 978-0471226932.
- [17] CHUN TE EWE; , Dual fixed-point: an efficient alternative to floating-point computation for DSP applications, *Field Programmable Logic and Applications, 2005. International Conference on* , vol., no., pp. 715- 716, 24-26 Aug. 2005
doi: 10.1109/FPL.2005.1515822
- [18] *IEEE Standard for Floating-Point Arithmetic*, IEEE Std 754-2008 , vol., no., pp.1-58, Aug. 29 2008
doi: 10.1109/IEEESTD.2008.4610935
- [19] TRAVIS, I. Per-Unit Quantities, *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the* , vol.56, no.12, pp.22-28, Dec. 1937
doi: 10.1109/T-AIEE.1937.5057506
- [20] YANKAI XU; KAI SHUANG; SHAN JIANG; XIAOLIANG WU; , FPGA Implementation of a Best-Precision Fixed-Point Digital PID Controller, *Measuring Technology and Mechatronics Automation, 2009. ICMTMA '09. International Conference on* , vol.3, no., pp.384-387, 11-12 April 2009

- [21] CHOUDHURY, S. *Motor Speed Measurement Considerations When Using TMS320C24x DSPs* [online]. [s.l.] : Texas Instruments, 2001 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/lit/an/spra605/spra605.pdf>>.
- [22] ALTER, D. *TMS320 DSP DESIGNER'S NOTEBOOK : Using the Capture Units for Low Speed Velocity Estimation on a TMS320C240* [online]. [s.l.] : Texas Instruments, 1997 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?literatureNumber=spra363>>.
- [23] *General Functions Library User Reference Manual : 56800E Digital Signal Controller* [online]. [s.l.] : Freescale Semiconductor, Inc., 2011 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <www.freescale.com>.
- [24] WONYONG SUNG; , An automatic scaling method for the programming of fixed-point digital signal processors, *Circuits and Systems, 1991.*, IEEE International Symposium on , vol., no., pp.37-40 vol.1, 11-14 Jun 1991
doi: 10.1109/ISCAS.1991.176267
- [25] *Motor Control Library User Reference Manual : 56800E Digital Signal Controller* [online]. [s.l.] : Freescale Semiconductor, Inc., 2011 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <www.freescale.com>.
- [26] VISIOLI, A. *Practical PID Control*. London : Springer-Verlag London Limited, 2006. 310 s. ISBN 1-84628-585-2, e-ISBN 1-84628-586-0.
- [27] YANKAI XU; KAI SHUANG; SHAN JIANG; XIAOLIANG WU; , FPGA Implementation of a Best-Precision Fixed-Point Digital PID Controller, *Measuring Technology and Mechatronics Automation, 2009. ICMTMA '09*. International Conference on , vol.3, no., pp.384-387, 11-12 April 2009
- [28] *General Digital Filters Library User Reference Manual : 56800E Digital Signal Controller* [online]. [s.l.] : Freescale Semiconductor, Inc., 2011 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <www.freescale.com>.
- [29] Analog Devices, Inc. *Analog Devices : Technologies/Applications Motor Control* [online]. 2001 [cit. 2001-11-22]. Bus Clamping forms of SVM. Dostupné z WWW: <http://www.analog.com/industry/motor_control/seminars/mctech/ch3.html>.
- [30] Analog Devices, Inc. *Analog Devices : Technologies/Applications Motor Control* [online]. 2001 [cit. 2001-11-22]. Analysis and Compensation of Inverter Non-Idealities. Dostupné z WWW: <http://www.analog.com/industry/motor_control/seminars/mctech/ch4.html>.
- [31] KIM, H.; JAHNS, J.M.; , Current control for AC motor drives using a single DC link current sensor and measurement voltage vectors, *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005* , vol.1, no., pp. 759- 765 Vol. 1, 2-6 Oct. 2005
doi: 10.1109/IAS.2005.1518397
- [32] BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J.K.; JAEGER, U.; THOEGERSEN, P.; , Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters: a review and a novel solution, *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.33, no.5, pp.1241-1253, Sep/Oct 1997
doi: 10.1109/28.633802
- [33] Analog Devices, Inc. *Analog Devices : Technologies/Applications Motor Control* [online]. 2001 [cit. 2001-11-22]. Single Current Sensor Control Techniques. Dostupné z WWW: <http://www.analog.com/industry/motor_control/seminars/mctech/ch9.html>.
- [34] STEKL, P. *3-Phase AC Induction Vector Control Drive with Single Shunt Current Sensing : Designer Reference Manual* [online]. Freescale Czech Systems Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic : Freescale Semiconductor, Inc., 2007 [cit. 2011-12-04]. Dostupné z WWW: <http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM092.pdf>.